



РАДИО- ТЕХНІКА

140/2005



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

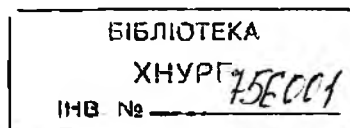
*К 75-летию Харьковского национального
университета радиозлектроники*

РАДИОТЕХНИКА

**Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник**

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 140



Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2005

756001

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

Регистрационное свидетельство КВ № 4486 от 22.08.2000

Ответственность за содержание статей несут авторы.

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

Ответственный за выпуск д-р физ.-мат. наук, проф. *А.И. Лучанинов*

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол № 9 от 04.02.2005.

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

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

СОДЕРЖАНИЕ

<i>Дорошечко В.А.</i> Рассеяние волн на конической поверхности с граничными условиями импедансного типа	5
<i>Николаев И.М., Шутиков О.А., Шаповалов А.А.</i> Обоснование состава функций и подсистем единой государственной автоматизированной системы радиочастотного мониторинга	11
<i>Лучанинов А.И., Журбенко В.В.</i> Электродинамические устройства с нелинейными свойствами поверхностного импеданса. Условие конвергентности	19
<i>Шокало В.М., Лихограй В.Г., Стрельницкий А.Ф.</i> Вероятность битовой ошибки при воздействии помех на системы абонентского радиодоступа с учетом характеристик направленности их антенн	28
<i>Олейников В.Н., Соляник О.А., Муха В.Н.</i> Радиолокационные наблюдения короткопериодических колебаний в тропосфере, связанных с солнечным терминатором	32
<i>Олейников В.Н., Евсеев Д.Б.</i> Радиолокационные наблюдения временной зависимости коэффициента амбиполярной диффузии метеорной плазмы	37
<i>Олейников А.Н., Якоби К., Сосновчик Д.М.</i> Радиометеорные исследования распределений пространственно-временных параметров ВГВ	45
<i>Антипов И.Е., Бавыкина В.В., Коваль Ю.А., Шкарлет А.И.</i> Оценка возможности приёма ТВ сигналов через метеорные следы и её экспериментальное подтверждение	52
<i>Усс М.Л.</i> Фильтрация изображений с фрактальной структурой на фоне аддитивной и импульсной помех	57
<i>Антофеев В.И., Быков В.И., Чмиль В.В.</i> Вероятность правильного совмещения изображений в корреляционно-экстремальных системах навигации	70
<i>Сорочан А.Г.</i> Сравнительный анализ квазиоптимального метода обнаружения сигналов ППРЧ С. методом обнаружения на основе J-корреляционной обработки сигнала	76
<i>Грицунов А.В., Козорезов Г.Г., Копоть М.А.</i> О повышении коэффициента усиления двухрядных усилителей со скрещенными полями	82
<i>Зуев Н.Г., Титаренко А.М., Подгайко О.И.</i> Связь амплитуды и фазы колебаний в нелинейной параметрической системе	86
<i>Белоус О.И., Сухоручко О.Н., Фисун А.И.</i> Малошумящий усилитель 5-мм диапазона волн типа «волноводный крест»	89
<i>Гимпелевич Ю.Б., Носкович В.И.</i> Алгоритм обработки измерительных сигналов микроволнового преобразователя интерференционного типа	92
<i>Гимпелевич Ю.Б., Носкович В.И.</i> Оценка погрешности измерителя коэффициента отражения из-за неидеальности параметров согласованной нагрузки, используемой для калибровки	96
<i>Бухаров С.В.</i> Измерение диэлектрической проницаемости веществ методом частично заполненного резонатора	104
<i>Загуральский Н.Ф., Плаксин С.В.</i> Устройство определения пространственного положения экспериментальной модели магнитоплана	107
<i>Азаренков В.И., Синотин А.М.</i> Экспериментальное исследование эффективной теплопроводности в электронных аппаратах с малой плотностью монтажа	111
<i>Харченко О.И.</i> К вопросу о фильтрации и сглаживании случайного процесса типа ЭЭГ	118
<i>Лебедев П.Ф.</i> Метод наложения в анализе линейных цепей	121
<i>Сидоров Г.И., Тихонов В.А., Савченко И.В., Нестеренко К.В.</i> Выравнивание амплитудно-частотной характеристики канала связи в присутствии мощных гауссовых помех	127
<i>Марчук В.С., Селевко С.Н.</i> Минимально допустимая мощность на входе цифрового оптического приемного устройства для систем оптического доступа	134
<i>Логвиненко Н.Ф., Серенко В.Е.</i> Эффективность адаптации длины кодовых блоков к качеству дискретных каналов	140
<i>Слипченко Н.И.</i> Влияние импульсной модуляции параметров на эволюцию монохроматической волны в безграничной полупроводниковой среде	147
<i>Гардиенко Ю.Е., Петров В.В., Хаммуд Ф.М.</i> Оценка численно-аналитических моделей СВЧ резонаторных сенсоров с коаксиальной измерительной апертурой	156
<i>Журавель В.В.</i> Повышение эффективности разложения сигнала в избыточном базисе	163
<i>Гребенник И.В., Евсеева Л.Г., Романова Т.Е.</i> Моделирование взаимодействий n -мерных шаров в интервальных пространствах	167
<i>Фурсова Е.В., Сосницкий С.В., Вавриш Д.М.</i> Влияние случайных неоднородностей резонаторной системы не p -видных магнетронов на их основные колебательные характеристики	172
<i>Антипов И.Е., Бавыкина В.В., Коваль Ю.А., Нестеренко Г.В.</i> Анализ элементов ТВ сигнала для их применения в полуактивной радиолокации	180
<i>Котух Е.В.</i> Исследование интенсивности SYN flood атак для систем обнаружения вторжений в корпоративных распределенных сетях	185
<i>Шатило А.А., Зотов С.М., Голуб С.П., Кивва Ф.В., Омельченко А.В.</i> Радиолокационная модель корабля на морском волнении	193
<i>Кандырин Н.П., Дзигора А.М., Шалепа О.А.</i> Применение цифровых синтезаторов сигналов при модернизации обзорных РЛС различного назначения	196
85 лет со дня рождения и 60 лет научно-педагогической деятельности Я.С.Шифрина	204
Рефераты	206

CONTENTS

<i>Doroshenko V.A.</i> Wave scattering on a cone surface with impedance boundary conditions	5
<i>Nikolaev I.M., Shutikov O.A., Shapovalov A.A.</i> Substantiation of structure of functions and subsystems of the uniform state automated system of radio-frequency monitoring	11
<i>Luchaninov A.I., Zhurbenko V.V.</i> Electrodynamic devices with a nonlinear surface impedance convergence condition	19
<i>Shokalo V.M., Lihograj V.G., Strelnitsky A.E.</i> The probability of a bit error rate at action of noise and jammers on a subscriber radio access systems (SRAS) in view of directional characteristics of their antennas are investigated	28
<i>Oleynikov V.N., Solyanik O.A., Mukha V.N.</i> Radar observations of short-periodic oscillations in the troposphere related to Solar Terminator	32
<i>Oleynikov V.N., Evseev D.B.</i> Radar observations of time dependence of the ambipolar diffusion factor of meteoric plasma	37
<i>Oleynikov A.N., Jacobi C., Sosnovchik D.M.</i> Radiometeoric study of temporal-spatial IGW parameters distributions	45
<i>Antipov I.E., Bavykina V.V., Koval. Shkarlet A.I.</i> Estimation of possibility of receiving TV signals through meteors and its experimental confirmation	52
<i>Uss M.L.</i> Use of fractal image compression methods for image filtering	57
<i>Antyufeev V.I., Bykov V.N., Chmil V.V.</i> Probability of correct images matching in correlation-extreme navigation systems	70
<i>Sorochan A.G.</i> The comparative analysis of the quasi-optimum method of the frequency hopping signals detection with method of detection on base of a J-correlation signal processing	76
<i>Gritsunov A.V., Kozorezov G.G., Kopot M.A.</i> On cathode-driven crossed-field amplifiers gain increase	82
<i>Zuev M., Titarenko O., Podgajko O.</i> Relation of amplitude and oscillation phase in a non-linear parametric system	86
<i>Belous O.I., Sukhoruchko O.N., Fisun A.I.</i> Low-noise 5-mm wave band amplifier of the «waveguide cross» type	89
<i>Gimpilevich Yu.B., Naskovich V.I.</i> Algorithm of the interferential type microwave converter measuring signals processing	92
<i>Gimpilevich J.B., V.I. Naskovich V.I.</i> Assessment of accuracy of reflection coefficient meter through parameters faultiness of matched load, which used for calibration	96
<i>Bukharov S.V.</i> The dielectric permittivity measurement by the partially filled resonator method	104
<i>Zagurskiy N.F., Plaksin S.V.</i> Device for determination of spatial position of magnitoplan experimental model	107
<i>Azarenkov V.I., Sinoty A.M.</i> Experimental research of the effective heat conductivity in the electronic apparatus with low density of mounting	111
<i>Kharchenko O.I.</i> On the problem of filtering and smoothing casual process type of EEG 118	121
<i>Lebedyev P.F.</i> Method of superposition in the linear circuits analysis	121
<i>Sidorov G.I., Tihonov V.A., Savchenko I.V., Netrebenko K.V.</i> Equalizing amplitude response characteristic of data channel at the presence of high-power Gaussian noise	127
<i>Marchuk V.S., Selevko S.N.</i> Minimum power handling capability on the digital optical receiving device input for optical access systems	134
<i>Logvinenko M.F., Serenko V.E.</i> The efficiency of code block length adaptation to the discrete channels quality	140
<i>Slipchenko N.I.</i> The influence of pulse modulation of the parameters to the evolution of monochromatic wave in unbounded semi-conducting medium	147
<i>Gordienko Y.E., Petrov V.V., Hammoud F.M.</i> Numerical-analytical models estimation of the coaxial measuring aperture microwave resonator sensors	156
<i>Zhuravel V.V.</i> Increase in the signal decomposition efficiency in overcomplete basis	163
<i>Grebennik I.V., Evseeva L.G., Romanova T.E.</i> Modeling of interactions of n -dimensional solid spheres in interval space	167
<i>Fursova E.V., Sosnytskiy S.V., Vavriv D.M.</i> Influence of random distortions in resonators system of non- π -mode magnetrons on their basic oscillatory characteristics	172
<i>Antipov I.E., Bavykina V.V., Koval Y.A., Nesterenko G.V.</i> The analysis of TV signal elements for their applicability in a half-active radiolocation	180
<i>Kotuh Y.V.</i> Research in the SYN flood attacks DDOS intensity for the intrusion detection systems into the corporative distributed networks	185
<i>Shapiro A.A., Zotov S.M., Gohub S.P., Kriva F.V., Omeichenko A.B.</i> Radar model of the ship on sea emotion	193
<i>Kandyrin N.P., Dzizgora A.M., Shalepa O.A.</i> Using digital synthesizers of signals at surveillance radars modernizations	196
Abstracts	206

РАССЕЯНИЕ ВОЛН НА КОНИЧЕСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ С ГРАНИЧНЫМИ УСЛОВИЯМИ ИМПЕДАНСНОГО ТИПА

Введение

Размещение на телах распределенных или сосредоточенных импедансных нагрузок, с помощью которых поверхность любой формы приобретает необходимые рассеивающие свойства, является одним из эффективных способов управления характеристиками рассеяния различных объектов [1]. Покрытие тел радиопоглощающими материалами широко используется в измерительной и контрольной технике, технике связи, радиолокации, медицине и других областях науки и техники [2]. Рассеивающие свойства структуры, на поверхности которой нанесен поглощающий слой, принято характеризовать коэффициентом отражения, который можно определить из решения модельной задачи рассеяния электромагнитных волн на рассматриваемой структуре. Наличие импедансных нагрузок или поглощающего слоя на поверхности тела можно, например, учесть, если на поверхности этого тела задать усредненные граничные условия (типа импедансных граничных условий Щукина-Леонтовича) [3,4]. Исследованию модельных задач рассеяния электромагнитных волн на неидеально проводящих структурах посвящен ряд работ, в которых строгими или приближенными методами изучались рассеивающие свойства поверхностей с граничными условиями импедансного типа [5-7]. В последнее время значительно возрос интерес к исследованию задач рассеяния на трехмерных и незамкнутых структурах. Учет конечной проводимости в таких задачах существенно усложняет их решение и требует разработки новых или модификации существующих методов решения.

Целью данной работы и является развитие метода, основанного на привлечении аппарата интегральных преобразований и метода полуобращения для решения задачи рассеяния волн на незамкнутом конусе, на поверхности которого заданы граничные условия импедансного типа.

Постановка задачи. Представление для решения

Рассмотрим скалярную задачу рассеяния волн на полубесконечном тонком круговом конусе Σ с периодически прорезанными вдоль образующих N щелями (рис. 1). Источник сферических монохроматических волн помещен в точку B_0 . Особенностью данной конической структуры является то, что она имеет только угловые геометрические параметры: 2γ – угол раскрытия, d – ширина щелей, $l = 2\pi/N$ – период структуры. Под угловой шириной щели и периодом понимается величина двугранного угла, образованного пересечением плоскостей, проведенных через ось конуса и ребра соседних конических лент (секторов). Поскольку конус совпадает с одной из координатных поверхностей сферической системы координат, для удобства решения данной задачи введем сферическую систему координат r, θ, φ с началом в вершине конуса, в которой поверхность конуса определяется уравнением $\Sigma: \theta = \gamma$. Требуется найти скалярную функцию (потенциал) $V(\chi)$, определяющую поле в присутствии незамкнутого конуса и источника (параметр χ , $\chi = 1, 2$, соответствует конусу с заданными поверхностными свойствами в зависимости от χ).

Искомый потенциал удовлетворяет

- 1) уравнению Гельмгольца $\Delta V(\chi) - q^2 V(\chi) = 0$ всюду вне конуса и источника $q = iak$, $a = \pm 1$, k – волновое число, зависимость от времени берется в виде $e^{ia\omega t}$;
- 2) краевому условию на лентах Σ :

$$\begin{cases} L(\chi)V(\chi)|_{\Sigma} = \\ = -R(\chi)q^{\alpha(\chi)} \cdot \{L(\chi+\alpha)V(\chi)^+ - L(\chi-\alpha)V(\chi)^-\}, \\ L(\chi)V(\chi)^+ = L(\chi)V(\chi)^-; \end{cases} \quad (1)$$

$$L^{(1)}V = \left(\frac{\partial^2}{\partial r^2} - q^2 \right) (rV), \quad V^+ = V|_{\theta=\gamma+0}, \quad L^{(2)}V = \frac{\partial V}{\partial \theta}, \quad V^- = V|_{\theta=\gamma-0}, \quad \alpha = \alpha(\chi) = (-1)^{\chi-1},$$

$R(\chi)$ – импедансный параметр;

3) принципу предельного поглощения;

4) условию конечности энергии

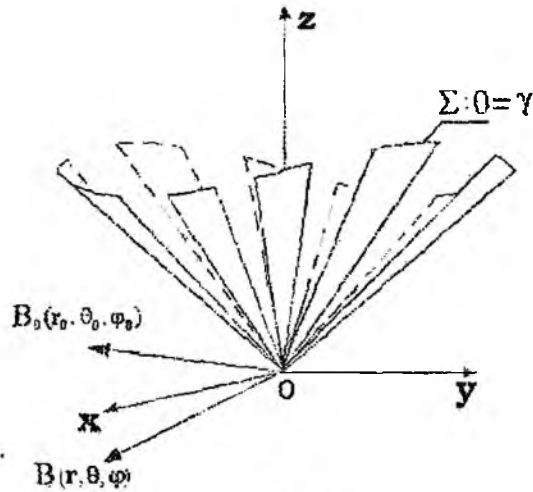


Рис 1

Представим $V(\chi)$ в виде $V(\chi) = V_0(\chi) + V_1(\chi)$, $V_0(\chi), V_1(\chi)$ соответствует полю источника и полю, обусловленному присутствием конуса.

Для решения поставленной задачи воспользуемся парой интегральных преобразований Конторовича-Лебедева:

$$G(\tau) = \int_0^{+\infty} g(r) \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} dr, \quad (2)$$

$$g(r) = \frac{2}{\pi^2} \int_0^{+\infty} \tau \operatorname{sh} \pi \tau G(\tau) \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} d\tau, \quad (3)$$

где $K_{i\tau}(qr)$ – функция Макдональда, и запишем потенциал источника в виде

$$V_0(\chi) = \frac{2}{\pi^2} \int_0^{+\infty} \tau \operatorname{sh} \pi \tau \hat{V}_0(\chi) \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} d\tau, \quad \hat{V}_0(\chi) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_{m\tau}(\chi) \cdot F(\theta, \theta_0, m, \tau) e^{im\varphi}, \quad (4)$$

$$F(\theta, \theta_0, m, \tau) = \begin{cases} P_{-1/2+i\tau}^m(\cos \theta) P_{-1/2+i\tau}^m(-\cos \theta_0), & \theta < \theta_0, \\ P_{-1/2+i\tau}^m(-\cos \theta) P_{-1/2+i\tau}^m(\cos \theta_0), & \theta_0 < \theta. \end{cases}$$

В соответствии с (2)-(4) неизвестный потенциал $V_1(\chi)$ ищем в виде интеграла Конторовича-Лебедева.

$$V_1(\chi) = \frac{2}{\pi^2} \int_0^{+\infty} \tau \operatorname{sh}(\pi \tau) \hat{V}_1(\chi) \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} d\tau, \quad \hat{V}_1(\chi) = \int_0^{+\infty} V_1(\chi) \cdot \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} dr; \quad (5)$$

$$\hat{V}_1(\chi) = - \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_{m\tau}(\chi) \hat{b}_{m\tau}(\chi) \cdot P_{U_{m\tau}}(\chi)(\theta, \varphi),$$

где коэффициент $\hat{b}_{m\tau}^{(\chi),p} = \frac{d^{\chi-1}}{d\gamma^{\chi-1}} F(\gamma, \theta_0, m, \tau) \cdot \eta\left((-1)^p (\theta_0 - \gamma)\right)$ содержит параметр местоположения источника:

$$p=1, \theta_0 < \gamma; \hat{b}_{m\tau}^{(\chi),1} = \frac{d^{\chi-1}}{d\gamma^{\chi-1}} P_{-1/2+i\tau}^m (-\cos\theta) P_{-1/2+i\tau}^m (\cos\theta_0),$$

$$p=2, \gamma < \theta_0, \hat{b}_{m\tau}^{(\chi),2} = \frac{d^{\chi-1}}{d\gamma^{\chi-1}} P_{-1/2+i\tau}^m (\cos\theta) P_{-1/2+i\tau}^m (-\cos\theta_0),$$

где $P_{-1/2+i\tau}^m(\cos\theta)$ – присоединенная функция Лежандра первого рода,
 $\eta(y)$ – функция Хевисайда;

$$U_{m\tau}^{(\chi)}(\theta, \varphi) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_{m,n+m_0}^{(\chi)} \frac{P_{-1/2+i\tau}^{m+nN}(\pm \cos\theta)}{\frac{d^{j-1}}{d\gamma^{j-1}} P_{-1/2+i\tau}^{m+nN}(\pm \cos\gamma)} e^{j(m+nN)\varphi}, \quad (6)$$

где знак «+» в (6) соответствует области $0 < \theta < \gamma$, а «-» – области $\gamma < \theta < \pi$,
 $\nu = m/N - m_0$, m_0 – ближайшее целое число к m/N , $-1/2 \leq \nu < 1/2$, $x_{m,n+m_0}$ – неизвестные коэффициенты

Таким образом, исходная краевая задача свелась к нахождению коэффициентов Фурье $x_{m,n+m_0}$, функциональные уравнения для которых получаются в результате применения к (5) краевого условия (1), а также условия непрерывности потенциала рассеянного поля в щелях

В дальнейшем полагаем, что импедансный параметр $R^{(\chi)}$ зависит от радиальной координаты:

$$R^{(\chi)} = \frac{\zeta^{(\chi)}}{(qr)^{\alpha(\chi)}}, \quad \alpha(\chi) = (-1)^{\chi-1}. \quad (7)$$

Введение по формуле (7) нового импедансного параметра $\zeta^{(\chi)}$, не зависящего от координат, дает возможность разделить переменные в краевом условии (1) и упростить решение задачи

Система линейных уравнений

Вследствие использования краевого условия и условия непрерывности в щелях приходим к функциональным уравнениям для коэффициентов Фурье следующего вида:

$$\sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left\{ 1 + \zeta^{(\chi)} \frac{1}{(\tau^2 + 1/4)^{\alpha(\chi)}} \frac{2[N(n+\nu)]^{\alpha(\chi)} |n|}{\sin^{\alpha(\chi)} \gamma} \frac{(1 - \varepsilon_n^{(\chi)})}{n} \right\} x_{m,n}^{(\chi)} e^{imN\varphi} = e^{im_0N\varphi}, \quad \text{плоты}, \quad (8)$$

$$\sum_{m=-\infty}^{+\infty} [N(n+\nu)]^{\alpha(\chi)} \cdot \frac{|n|}{n} (1 - \varepsilon_n^{(\chi)}) x_{m,n}^{(\chi)} e^{imN\varphi} = 0, \quad \text{щели}, \quad (9)$$

$$[N(n+\nu)]^{\alpha(\chi)} \cdot \frac{|n|}{n} (1 - \varepsilon_n^{(\chi)}) = \frac{(-1)^{(n+\nu)N+\chi-1} \operatorname{ch}(\pi\tau)}{\pi(\sin\gamma)^{1-\alpha(\chi)}} \cdot \frac{\Gamma(1/2+i\tau+(n+\nu)N)}{\Gamma(1/2+i\tau-(n+\nu)N)}$$

$$\frac{d^{1-\chi}}{d\gamma^{1-\chi}} P_{-1/2+i\tau}^{(n+\nu)N}(-\cos\gamma) \frac{d^{1-\chi}}{d\gamma^{1-\chi}} P_{-1/2+i\tau}^{(n+\nu)N}(\cos\gamma)$$

где $\Gamma(z)$ – гамма-функция

Система (8), (9) является системой линейных уравнений первого рода и обладает рядом недостатков, например неустойчивостью. Существуют различные методы решения таких систем, и одним из них является метод регуляризации [5, 8], вследствие чего система первого рода сводится к системе линейных уравнений второго рода (СЛАУ-2), которая лишена недостатков систем первого рода. В случае краевого условия на лентах конуса типа

$$(\chi = 2) \begin{cases} L^{(2)}V^{(2)}|_{\Sigma} = \frac{-R^{(2)}}{q} \cdot (L^{(1)}V^{(2)+} - L^{(1)}V^{(2)-}) \\ L^{(0)}V^{(1)+} = L^{(1)}V^{(1)-}, \end{cases}$$

удается использовать известную процедуру регуляризации системы (8), (9) и свести последнюю к СЛАУ-2 относительно неизвестных коэффициентов $x_{m,n}^{(2)}$. Переписываем (8), (9) для случая $\chi = 2$:

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ 1 + \zeta^{(2)} 2(\tau^2 + 1/4) \sin \gamma \frac{1}{N(n+\nu)} \frac{|n|}{n} (1 - \varepsilon_n^{(2)}) \right\} x_{m,n}^{(2)} e^{iNn\varphi} = e^{im_0 N \varphi}, \quad \pi d/l < |N\varphi| \leq \pi, \quad (10)$$

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{N(n+\nu)} \frac{|n|}{n} (1 - \varepsilon_n^{(2)}) x_{m,n}^{(2)} e^{iNn\varphi} = 0, \quad |N\varphi| < \pi d/l. \quad (11)$$

Введем в рассмотрение

$$y_n^{(2), m_0} = \left[1 + \zeta^{(2)} 2(\tau^2 + 1/4) \sin \gamma \frac{1}{N(n+\nu)} \frac{|n|}{n} (1 - \varepsilon_n^{(2)}) \right] x_{m,n}^{(2)} - \delta_n^{m_0}, \quad \delta_n^{m_0} = \begin{cases} 1, n = m_0 \\ 0, n \neq m_0 \end{cases},$$

и преобразуем (10), (11) к виду, удобному для применения процедуры регуляризации:

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} y_n^{(2), m_0} e^{in\psi} = 0, \quad \pi d/l < |\psi| \leq \pi, \quad (12)$$

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{|n|}{n} y_n^{(2), m_0} e^{in\psi} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f_n^{*(2), m_0} e^{in\psi}, \quad |\psi| < \pi d/l, \quad (13)$$

$$f_n^{*(2), m_0} = -\tilde{h}_{i\tau}^{(n+\nu)N} \delta_n^{m_0} + \tilde{f}_{i\tau}^{(n+\nu)N} y_n^{(2), m_0},$$

$$\tilde{h}_{i\tau}^{(n+\nu)N} = \frac{1}{1 + \zeta^{(2)} 2(\tau^2 + 1/4) \sin \gamma \tilde{D}_{i\tau}^{(n+\nu)N}} \frac{|n|}{n} (1 - \varepsilon_n^{(2)}),$$

$$\tilde{f}_{i\tau}^{(n+\nu)N} = \frac{|n|}{n} \varepsilon_n^{(2)} + N(n+\nu) \frac{\zeta^{(2)} 2(\tau^2 + 1/4) \sin \gamma (\tilde{D}_{i\tau}^{(n-\nu)N})^2}{1 + \zeta^{(2)} 2(\tau^2 + 1/4) \sin \gamma \tilde{D}_{i\tau}^{(n+\nu)N}},$$

$$\psi = N\varphi, \quad \tilde{D}_{i\tau}^{(n+\nu)N} = \frac{1}{N(n+\nu)} \frac{|n|}{n} (1 - \varepsilon_n^{(2)}).$$

Используя метод полуобращения, сводим систему первого рода (12), (13) к СЛАУ-2:

$$\frac{1}{N} \frac{2P_{\nu-1}(-\nu)}{P_{\nu}(-\nu) + P_{\nu-1}(-\nu)} y_0^{(2), m_0} = -\tilde{h}_{i\tau}^{(m_0+\nu)N} \frac{\nu}{N} \tilde{V}^{m_0}(\nu) + \frac{\nu}{N} \sum_{p=-\infty}^{+\infty} y_0^{(2), m_0} \tilde{f}_{i\tau}^{(p+\nu)N} \tilde{V}^p(\nu), \quad (14)$$

$$\tilde{y}_0^{(2), m_0} = -\tilde{h}_{i\tau}^{(m_0+\nu)N} \tilde{V}_{n-1}^{m_0-1}(\nu) + \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \tilde{f}_{i\tau}^{(p+\nu)N} y_p^{(2), m_0} \tilde{V}_{n-1}^{p-1}(\nu) + y_p^{(2), m_0} P_n(\nu) \quad n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \quad (15)$$

$$\nu = \cos(\pi d/l)$$

Матричный оператор этой системы является вполне непрерывным, что позволяет редуцировать бесконечную систему линейных уравнений и получить ее численное решение для произвольных параметров задачи. В некоторых частных случаях конической структуры

(например, когда число щелей велико и их ширина мала по сравнению с периодом конуса) матричный оператор является сжимающим, что позволяет получить аналитическое решение системы (14), (15), используя метод последовательных приближений, и выписать аналитическое решение электродинамической задачи

Аналитическое решение

В случае большого числа щелей, достаточно узких по сравнению с периодом конической структуры при условии существования предела,

$$Q = \lim_{N \rightarrow \infty} \left[-\frac{1}{N} \ln \sin \frac{\pi d}{2l} \right] \quad (16)$$

$$d/l \rightarrow 0$$

решение системы (14), (15) находится методом последовательных приближений, а коэффициенты $x_{m,n}^{(2)}$ определяются по формуле

$$x_{m,n}^{(2)} = \frac{\tilde{\Phi}_{i\tau}^{(m)}}{\tilde{D}_{i\tau}^{(m)}} \frac{2Q}{2Q + \tilde{\Phi}_{i\tau}^{(m)}}, \quad \forall n \in Z, \quad \tilde{\Phi}_{i\tau}^{(m)} = \frac{\tilde{D}_{i\tau}^{(m)}}{1 + \zeta^{(2)} 2 \left(\tau^2 + \frac{1}{4} \right) \sin \gamma \tilde{D}_{i\tau}^{(m)}} \quad (17)$$

В соответствии с (5), (6), (17) потенциал $V_1^{(2)}$ представляется в виде

$$V_1^{(2)} = -\frac{4Q}{\pi^2} \int_0^{+\infty} \tau \operatorname{sh} \pi \tau \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \frac{a_{m\tau}^{(\chi)} \hat{b}_{m\tau}^{(2)} \cdot P \tilde{\Phi}_{i\tau}^{(m)}}{\tilde{D}_{i\tau}^{(m)} (2Q + \tilde{\Phi}_{i\tau}^{(m)})} \frac{P_{-1/2+i\tau}^m (\pm \cos \theta)}{d \cdot P_{-1/2+i\tau}^m (\pm \cos \gamma)} e^{im\varphi} d\tau \quad (18)$$

Таким образом, получено выражение для потенциала в случае конической структуры, образованной большим числом конических импедансных лент, ширина которых сравнима с периодом структуры. Поверхностные свойства такой структуры определяются импедансным параметром $R^{(\chi)} = \zeta^{(\chi)} (qr)^{-\alpha(\chi)}$ и параметром заполнения Q . Изменение этих параметров (как это видно из (18)) можно регулировать отражающими и пропускающими свойствами конической структуры.

Из представления (18) можно получить решение задачи для частных случаев конической поверхности:

1) $Q \rightarrow +\infty$; сплошной конус, на поверхности которого заданы двухсторонние условия импедансного типа (1),

$$\lim_{Q \rightarrow -\infty} \frac{2Q}{2Q + \tilde{\Phi}_{i\tau}^{(m)}} = 1,$$

$$V_1^{(2)} = -\frac{2}{\pi^2} \int_0^{+\infty} \tau \operatorname{sh} \pi \tau \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \frac{a_{m\tau}^{(\chi)} \hat{b}_{m\tau}^{(2)} \cdot P \tilde{O}_{i\tau}^{(m)}}{\tilde{D}_{i\tau}^{(m)}} \frac{P_{-1/2+i\tau}^m (\pm \cos \theta)}{d \cdot P_{-1/2+i\tau}^m (\pm \cos \gamma)} e^{im\varphi} d\tau;$$

2) $\zeta^{(2)} = 0, R^{(2)} = 0$; полупрозрачный конус, который состоит из большого числа идеально проводящих лент (Q – параметр прозрачности структуры),

$$V_1^{(2)} = -\frac{4Q}{\pi^2} \int_0^{+\infty} \tau \operatorname{sh} \pi \tau \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \frac{a_{m\tau}^{(\chi)} \hat{b}_{m\tau}^{(2)} \cdot P}{\tilde{D}_{i\tau}^{(m)} + 2Q} \frac{P_{-1/2+i\tau}^m (\pm \cos \theta)}{d \cdot P_{-1/2+i\tau}^m (\pm \cos \gamma)} e^{im\varphi} d\tau;$$

этот результат совпадает с полученным ранее для полупрозрачного конуса [8].

Спектр краевой задачи для конуса с параметром Q (16) определяется корнями уравнения

$$2Q + \tilde{O}_\mu^{(m)} = 0.$$

Анализ спектра краевой задачи в случае расположения источника на оси структуры ($\theta_0 = \pi, m = 0$) показал, что в структуре рассеянного поля присутствует поверхностная волна, обусловленная наличием зависящего от радиальной координаты импеданса. Поле этой волны экспоненциально убывает при увеличении угловой координаты θ , равной углу между осью конуса и направлением на точку наблюдения. О возможности существования такого типа поверхностных волн в структуре рассеянного сплошным импедансным конусом поля указывается в работе [9].

Заключение

В данной работе развит подход для решения скалярной задачи рассеяния волн на импедансной конической поверхности с периодическими продольными щелями. Суть его заключается в использовании интегрального преобразования Конторовича-Лебедева и метода полуобращения. Показано, что рассматриваемая задача эквивалентна решению системы линейных уравнений второго рода относительно коэффициентов Фурье искомой функции. Получено строгое аналитическое решение для образованной большим числом импедансных лент конической структуры, достоверность которого обусловлена его совпадением в предельных случаях с известными результатами. В структуре поля обнаружена поверхностная волна, обусловленная поверхностным импедансом специального типа.

Список литературы: 1. Юханов Ю.В. Анализ и синтез импедансной плоскости // Радиотехника и электроника. 2000. Т. 45. №4. С 404-409. 2. Казанцева Н.Е., Рывкина Н.Г., Чмутин И.А. Перспективные материалы для поглотителей электромагнитных волн сверхвысокочастотного диапазона // Радиотехника и электроника. 2003. Т. 48. №2. С 196-209. 3. Bleszynski E., Bleszynski M. and Jaroszewicz T. Surface-integral equations for electromagnetic scattering from impenetrable and penetrable sheets // IEEE Trans. Antennas Propagat. Mag. 1993. V 36, no 6. P. 14-25. 4. Хамидуллин Д.Я., Третьяков С.А. Обобщенные граничные условия импедансного типа для тонких плоских слоев различных сред (обзор) // Радиотехника и электроника. 1998. Т.43. №1. С.16-29. 5. Nosich A.I., Okuno Y, and Shiraishi T. Scattering and absorption of E- and H- polarized plane waves by a circularly curved resistive strip // Radio Sci. 1996. V.31, no.9. P.1733-1742. 6. Просвирица С.Л., Масалов С.А., Рыжак А.В., Шкиль В.М. Дифракция электромагнитных волн на плоской решетке из резистивных лент // Радиотехника и электроника. 1998. Т.43. №7. С 792-796. 7. Кюркчан А.Г., Демин Д.Б. Дифракция электромагнитных волн на импедансных рассеивателях, имеющих изломы границы // Радиотехника и электроника. 2002. Т.47. №8. С.947-954. 8. Дорошенко В.А., Кравченко В.Ф. Возбуждение незамкнутых конических и биконических структур // Электромагнитные волны и электронные системы. 2003. Т.8. №6. С 1-78. 9. Felsen L.B. Electromagnetic properties of wedge and cone surfaces with a linearly varying surface impedance // IRE Trans. Antennas Propagat. 1959. Dec. P.231-243.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редакцию 08.10.2004

ОБОСНОВАНИЕ СОСТАВА ФУНКЦИЙ И ПОДСИСТЕМ ЕДИНОЙ ГОСУДАРСТВЕННОЙ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ РАДИОЧАСТОТНОГО МОНИТОРИНГА

Постановка проблемы

Опыт развитых стран мира свидетельствует о том, что в условиях быстрого роста рынка средств связи и телекоммуникационных технологий эффективное управление использованием радиочастотного ресурса (РЧР) может быть обеспечено только в рамках единой государственной организационно-технической системы радиочастотного мониторинга (РЧМ) с взаимно согласованными по выполняемым функциям компонентами. Структура этой системы по составу подсистем, выполняемых функций и организационно-координирующих связей между ними должна быть согласована с организационными структурами центральных, ведомственных и региональных радиочастотных органов (РЧО), которые в соответствии с действующим законодательством должны осуществлять управление и/или контроль использования РЧР в Украине.

При проектировании данной системы сначала должны быть сформулированы ее общесистемные и внутрисистемные функции, а затем должна решаться задача поиска вариантов выполнения этих функций.

В связи с этим одной из важных задач создания единой государственной системы радиочастотного мониторинга (ЕГСРЧМ) Украины является обоснование функций, которые должна выполнять данная система. В основу решения данной задачи должен быть положен принцип функциональности, требующий совместного рассмотрения структуры и функций ЕГСРЧМ с приоритетом функций над структурой. Этот принцип заключается в том, что любая структура должна быть тесно связана с функциями системы и ее частей, и создавать ЕГСРЧМ необходимо после уяснения функций данной системы, которые и обуславливают ее полезность.

Таким образом, задача определения функций, состава и структуры ЕГСРЧМ является актуальной и требует применения системного подхода для ее решения.

Анализ исследований и публикаций

Обоснованию функций и состава компонентов АСУ РЧР в известной научно-технической литературе не уделяется должного внимания. В частности, предложенная в [1] структурно-функциональная модель процесса управления использованием РЧР в виде замкнутой системы, в которой выработка управляющих действий основывается на количественных данных, характеризующих текущее и прогнозируемое состояния использования спектра по показателям его загрузки, не отражает всех функций, возлагаемых на подобные системы. Эта модель отражает только одну (хотя и основную) функцию АСУ РЧР и никак не отражает другие функции, связанные с процессами регулирования и контроля использования РЧР.

В статье [2] и монографии [3] задача определения функций, состава и структуры АСУ РЧР рассматривается косвенно через призму определения принципов и технических путей ее построения.

Цель статьи

Обоснование состава функций и подсистем ЕГСРЧМ и определение на этой основе функциональной структуры данной системы.

Эта задача может быть решена с использованием системно-функционального подхода, основные принципы и методы которого изложены в [4].

Структура ЕГСРЧМ должна быть тесно связана с функциями системы и ее составных частей. В связи с этим для определения состава и структуры ЕГСРЧМ целесообразно использовать функциональный подход, основанный на рассмотрении данной системы в единстве ее функций и структуры.

Цель функционального подхода к анализу ЕГСРЧМ заключается в разделении системы на функциональные подсистемы и элементы, описании их функций и построении функциональной структуры системы.

Функции, которыми должна обладать ЕГСРЧМ как единое целое, являются обще системными, а функции компонентов системы - внутрисистемными. Совокупность всех функций системы и ее компонентов с их отношениями образует функциональную структуру системы. Эта структура должна строиться по иерархическому принципу: выполнение функций более высокого уровня должно обеспечиваться совокупностью частных функций предшествующего уровня, которые, в свою очередь, обеспечиваются, функциями более низкого уровня и т. д. вплоть до элементарных функций, реализуемых отдельными элементами системы.

Для эффективного управления использованием РЧР ЕГСРЧМ должна объединять в единое целое процедуры формирования, координации, согласования и корректировки планов использования РЧР и контроля, соответствующие формы плановых и иных документов, алгоритмы решения задач назначения, выделения и присвоения частот, контроля работы и обеспечения ЭМС РЭС. Анализ назначения и решаемых задач показывает, что к числу основных функций данной системы должны быть отнесены:

- организационно-управленческая;
- согласовательно-координирующая;
- прогнозирования и планирования;
- информационно-расчетная;
- учета и документирования;
- связи и передачи данных;
- администрирования и защиты данных;
- контроля.

Реализация в ЕГСРЧМ перечисленных функций позволит обеспечить:

1) применительно к организационно-управленческой функции:

а) реализацию планов использования и оперативное управление РЧР как единым целевым направленным процессом деятельности субъектов системы, включая:

- выдачу разрешений на разработку, использование, модернизацию и ввоз РЭС;
- определение приоритетов использования РЭС;
- определение перечня специальных пользователей РЧР;
- введение временных ограничений использования РЭС;
- оперативное прекращение деятельности пользователей РЧР и/или переназначение радиочастот по результатам контроля;
- планомерное ресурсное обеспечение мероприятий по управлению и контролю использования РЧР, рациональное распределение ресурсов по этапам и видам контроля работы РЭС;
- решение вопросов по устранению недопустимых электромагнитных помех на местном, региональном или межгосударственном уровнях;
- участие субъектов системы в работе международных и региональных организаций (МСЕ, СЕПТ, и т. д.);
- регистрацию РЭС в МСЕ;
- б) заключение международных соглашений по вопросам использования РЧР;

2) применительно к согласовательно-координирующей функции:

- согласование планов и мероприятий по управлению и контролю использования РЧР (по содержанию и объему мероприятий и работ, времени их выполнения и исполнителям), принятых решений и разрабатываемых проектов документов;

- координацию деятельности субъектов системы в сфере управления и контроля использования РЧР, включая координацию (в том числе международную) частотных присвоений и лицензирования радиочастот;
 - подготовку и своевременное внесение необходимых корректирующих изменений в разработанные планы работы соответственно новым ситуациям и требованиям, которые возникают в ходе выполнения этих планов;
- 3) применительно к функции прогнозирования и планирования:
- обоснование данных, необходимых для разработки плановых документов по использованию РЧР;
 - прогнозирование потребностей и условий использования РЧР;
 - разработку и ведение Национальной таблицы распределения полос радиочастот;
 - разработку долгосрочных, среднесрочных и текущих планов выделения и присвоения радиочастот РЭС общего и специального назначения;
 - разработку планов административного, технического и эфирного контроля использования РЧР, режимов работы и параметров излучений РЭС.
- Одной из центральных задач данной группы является прогнозирование электромагнитной обстановки (ЭМО) на ближайшую и среднесрочную перспективу, так как результаты решения этой задачи будут оказывать существенное влияние на качество решения многих других задач РЧМ;
- 4) применительно к информационно-расчетной функции:
- обработку данных, характеризующих все аспекты проблемы управления и контроля использования РЧР, включая расчеты напряженности поля и условий EMC РЭС при выделении и присвоении радиочастот;
 - информационное и информационно-методическое обслуживание пользователей системы и органов государственной власти (в соответствии с их статусом) по вопросам использования РЧР, включая предоставление информации о реальном использовании (загрузке) отдельных частот, каналов и частотных полос в целом;
 - предоставление информационных услуг (в том числе на коммерческой основе);
- 5) применительно к функции учета и документирования:
- ведение учета нормативно-правовых актов;
 - сбор, учет, анализ и систематизацию данных, необходимых для разработки плановых документов, подготовки и принятия решений по всем вопросам управления и контроля использования РЧР;
 - сбор, учет, анализ и систематизацию данных о режимах работы, параметрах излучений и прочих ТТХ РЭС общего и специального назначения;
 - ведение баз данных (БД) различных уровней, включая БД действующих и запланированных РЭС общего и специального назначения;
 - документальное оформление результатов деятельности субъектов системы по регулированию и контролю использования РЧР;
- 6) применительно к функции связи и передачи - своевременную передачу команд, распоряжений, донесений и сообщений, обмен данными и документами между подсистемами и элементами системы, доступ пользователей к ее информационным и техническим ресурсам;
- 7) применительно к функции администрирования и защиты данных:
- распределение данных по степеням защиты и категориям доступа;
 - защиту информационных ресурсов ЕГСРЧМ в соответствии с требованиями действующего законодательства;
 - установление порядка доступа пользователей системы к ее информационным и техническим ресурсам в соответствии с их статусом и полномочиями;
- 8) применительно к функции контроля:
- контроль хода, сроков и результатов выполнения организационно-технических мероприятий по использованию РЧР;

- контроль технических и эксплуатационных характеристик РЭС и соблюдения разрешенных условий их использования;
- контроль параметров излучений РЭС общего и специального назначения;
- контроль деятельности радиочастотных органов;
- выявление, регистрацию и идентификацию незаконно действующих РЭС;
- поиск источников радиопомех;
- поддержку программ международного радиочастотного контроля.

Совместная реализация этих функций должна обеспечивать своевременную разработку научно-обоснованных предложений по принятию плановых, организационных, согласительных, корректирующих, координирующих, контрольных и иных решений по всем вопросам управления и контроля использования РЧР.

Для выполнения перечисленных функций и задач ЕГСРЧМ должна включать в свой состав совокупность взаимозависимых и взаимодействующих подсистем, предназначенных для управления и радиочастотного контроля (РЧК), связи, сбора, обработки и хранения данных о состоянии и перспективах использования РЧР. Основу данной системы должна составлять территориально-распределенная сеть узлов и постов РЧК, предназначенных для обнаружения, определения местоположения, измерения параметров и распознавания видов излучений и типов РЭС, поиска источников помех, незаконно действующих передатчиков и оперативного пресечения их работы.

Из анализа выполняемых функций следует, что ЕГСРЧМ должна включать в свой состав следующие технические подсистемы (рис. 1):

- организационно-управленческую;
- согласовательно-координационную;
- прогнозирования и планирования;
- информационно-расчетную;
- администрирования и защиты данных;
- учета и документирования;
- контроля использования РЧР;
- связи, информационного обмена и документооборота между элементами системы и самой системы с внешней средой.

Каждая из этих подсистем может состоять из других подсистем и элементов, обеспечивающих выполнение функций и задач более низкого уровня.

Из анализа задач, решение которых должна обеспечивать организационно-управленческая функция, в состав одноименной подсистемы ЕГСРЧМ должны входить подсистемы:

- управления функционированием ЕГСРЧМ;
- частотных присвоений;
- подготовки и выдачи лицензий и разрешений на использование РЧР и/или РЭС;
- обеспечения ЭМС РЭС;
- обеспечения финансово-хозяйственной деятельности ЕГСРЧМ.

Согласовательно-координационная подсистема должна охватывать центральные, ведомственные и региональные РЧО и включать в свой состав подсистемы:

- международно-правовой координации частотных присвоений;
- координации частотных присвоений РЭС общего и специального назначения;
- согласования частотных планов, планов контроля и иных документов, регламентирующих функционирование ЕГСРЧМ и ее составных частей.

Подсистема прогнозирования и планирования должна включать в свой состав подсистемы:

- прогнозирования;
- частотного планирования (использования РЧР);
- планирования контроля работы РЭС и пользователей РЧР.

Информационно-расчетная подсистема должна включать в свой состав информационно-справочную и расчетную подсистемы и обеспечивать информационное обслуживание полн

зователей ЕГСРЧМ и проведение необходимых расчетов, связанных с разработкой планов и оценкой эффективности использования и контроля РЧР, и иных расчетов, перечень которых должен быть определен в процессе разработки этой подсистемы.

Данная подсистема должна обеспечивать следующие возможности:

- централизованный доступ к информации и документации как из центра управления, так и с постов РЧК; поддержку пользовательских интерфейсов поиска данных;
- поддержку сохранения документации в открытых форматах (HTML);
- оперативное получение информации из баз данных с динамическим представлением ее в виде HTML-документа;
- открытый интерфейс доступа со стороны внешних программ.

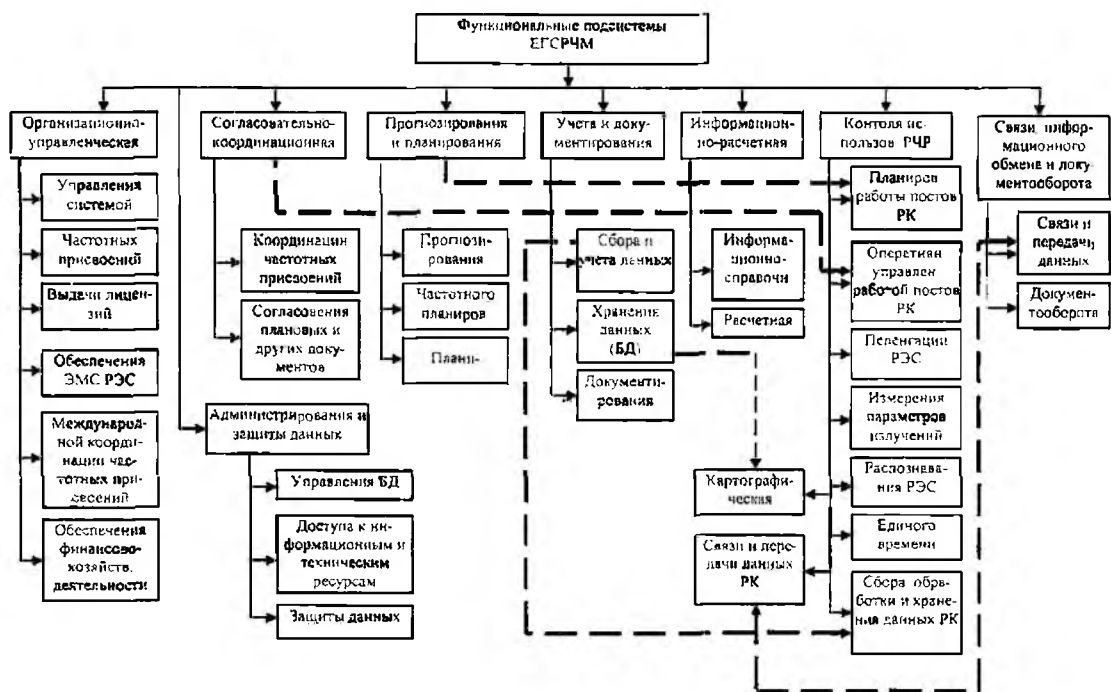


Рис. 1

В состав подсистемы учета и документирования должны входить подсистемы:

- сбора и учета данных;
- хранения данных (или совокупность БД общегосударственного, ведомственного и регионального уровней);
- автоматизированного документирования.

Подсистема автоматизированного документирования предназначена для документального оформления результатов деятельности РЧО различных уровней по регулированию и контролю использования РЧР и обеспечивает:

- регистрацию и классификацию документов по их видам;
- контроль исполнения документов;
- формирование и печать справок и журналов;
- поиск документов по широкому спектру их характеристик (признаков);
- организацию коллективной работы исполнителей с документами;
- статистический анализ выполнения документов по видам или исполнителям;
- ведение необходимых справочников;
- формирование компьютерных архивов документов.

Документируемая информация должна выдаваться в виде унифицированных документов установленной формы с воспроизведением необходимых реквизитов.

Подсистема администрирования и защиты данных должна включать подсистемы:

- доступа к информационным и техническим ресурсам системы;
- управления базами данных;
- защиты данных.

Подсистема доступа к информационным и техническим ресурсам системы должна обеспечивать:

- доступ пользователей системы к сетевым информационным ресурсам ЕГСРЧМ;
- возможность обмена пользователями системы сообщениями и файлами данных;
- удаленный доступ пользователей РЧР к информационным ресурсам ЕГСРЧМ;
- выявление и пресечение попыток несанкционированного вторжения и взлома сети, организацию антивирусной защиты;
- резервное копирование и архивирование данных и реализацию других задач по поддержке целостности ЕГСРЧМ;
- мониторинг территориально-распределенных и локальных вычислительных сетей системы.

Подсистема управления базами данных должна реализовывать и обеспечивать процессы создания, ведения и сопровождения общегосударственных, ведомственных и региональных БД, их реорганизацию в соответствии с возникающими потребностями, координацию взаимодействия пользователей с БД и репликацию данных соответственно потребностям пользователей (субъектов) системы.

Подсистема защиты данных должна обеспечивать защиту информации от несанкционированного доступа и внешних влияний. Она должна включать организационно-технические и программно-аппаратные способы и средства защиты данных, структура и содержание которых определяются в процессе проектирования и создания ЕГСРЧМ.

Подсистема связи, информационного обмена и документооборота должна включать:

- подсистему связи и передачи данных;
- подсистему документооборота.

Задачами подсистемы документооборота являются:

- отслеживание местонахождения документов;
- организация маршрутов прохождения документов по инстанциям;
- генерация необходимых исходящих документов на основе имеющихся данных;
- преобразование некоторых документов в задачи для постов РЧК и т.п.

Контроль эффективности использования РЧР состоит в проведении радиочастотного контроля (РЧК) и проверок состояния РЭС, учете, хранении и обработке данных о параметрах излучений РЭС, их электромагнитной совместимости (ЭМС) и условиях ЭМО в контролируемом районе. Отсюда следует, что в состав подсистемы контроля использования РЧР должны входить подсистемы:

- планирования работы постов РЧК;
- оперативного управления работой постов РЧК;
- пеленгации и определения месторасположения РЭС;
- измерения параметров излучений РЭС;
- картографическая;
- распознавания классов и типов РЭС и режимов их работы;
- единого времени;
- сбора, обработки, сохранения и анализа результатов РЧК;
- связи, передачи данных и управления постами РЧК.

Рассмотрим задачи, которые должны решать данные подсистемы, ввиду их важности, более подробно.

Основными задачами подсистемы планирования работы постов РЧК являются:

- составление и контроль выполнения календарных планов РЧК;
- контроль оперативной электромагнитной обстановки;

- централизованный сбор заявок на выполнение текущих работ по РЧК (поиск источников радиопомех, несанкционированных выходов в эфир и т.п.);
- отслеживание загрузки стационарных и мобильных постов РЧК и выдача им заданий на выполнение текущих задач;
- централизованное хранение и анализ результатов РЧК;
- предоставление операторам РЧК интерфейса доступа к базам данных и распределенных ресурсов системы;
- выдача отчетной информации.

Подсистема оперативного управления постами РЧК должна осуществлять сбор данных контроля как в режиме реального времени, так и по завершении наблюдений и обеспечивать:

- выдачу информации по задачам, решаемым постами РЧК в данный момент времени;
- выдачу информации о состоянии поста; имеющееся оборудование, его состояние, данные о персонале, для подвижных постов - месторасположение;
- составление и выдачу постам РЧК оперативных задач;
- непосредственное управление оборудованием, расположенным в региональном или ведомственном мониторинг-центре и на удаленных постах РЧК;
- диспетчеризацию ограниченных ресурсов (пеленгационного оборудования, передвижных постов РЧК), ведение очередности выполнения заявок на его использование;
- обеспечение обмена сообщениями между региональным центром управления и операторами постов РЧК с использованием аудиовизуальной связи и системы передачи текстовых сообщений.

Подсистема пеленгации и определения месторасположения РЭС должна обеспечивать измерение пеленгов обнаруженных РЭС (или разности времени запаздывания принятого сигнала) с заданной точностью и расчет географических координат месторасположения источника. Эта подсистема должна состоять из территориально-распределенных наземных радиопеленгаторных и приемных устройств, вычислительных средств, способов связи, управления и передачи данных. По диапазону частот пеленгуемых РЭС эта подсистема должна включать в свой состав подсистемы КВ, УКВ и СВЧ пеленгации.

Подсистема единого времени предназначена для согласования во времени процедур пеленгации и измерения параметров излучений обнаруженных РЭС разносанными постами РЧК.

Подсистема сбора информации должна обеспечивать оперативную передачу данных с узлов и постов РЧК в региональные мониторинг-центры (РМЦ), введение ее в ЭВМ, а также передачу данных из РМЦ на посты РЧК. Эта подсистема сбора должна функционировать как в реальном масштабе времени с передачей информации в темпе ее поступления от средств измерения без промежуточного накопления, так и в режиме воспроизведения с технических накопителей информации по истечении сеанса измерения и обеспечивать:

- прием измерительной информации, передаваемой по каналам связи с пеленгационных постов и постов обнаружения;
- сбор, регистрацию, хранение и накопление информации для последующей обработки;
- накопление, сортировку, хранение и документирование результатов обработки.

Подсистема обработки информации должна осуществлять отдельную и общую обработку результатов всех видов измерений в реальном масштабе времени (в темпе проведения РЧК) и/или предварительно зарегистрированных на технических носителях массивов измерительной информации. Она должна обеспечивать выполнение следующих основных операций:

- введение в ЭВМ измерительной информации, передаваемой по каналам связи с пеленгационных постов и постов обнаружения;
- введение в ЭВМ результатов измерений, накопленных на технических носителях;
- контроль точности входной и выходной информации;
- автоматизированное решение задач обработки результатов РЧК с необходимой точностью и достоверностью;
- отображение результатов обработки на экранах дисплеев;

- выдача результатов обработки, необходимой для управления процессом РЧК;
- выдача результатов обработки в каналы связи для передачи их удаленным абонентам;
- автоматизированный поиск и выдача необходимых для пользователя исходных данных, измерительной информации и результатов ее обработки;
- защита информации от несанкционированного доступа к ней;
- возможность контроля трудоспособности способов за специальными тестами и контрольными задачами.

Основными задачами подсистемы анализа результатов РЧК являются:

- выдача стандартной отчетной документации по результатам контроля. При этом должна обеспечиваться возможность настройки пользователем форматов и содержания форм документов. Номенклатура документов должна быть расширяемой;
- предоставление результатов статистического анализа полученных данных за различные интервалы времени;
- предоставление результатов контроля в различных форматах (табличный, графический) с возможностью их привязки к электронной (цифровой) карте контролируемого района.

Картографическая подсистема должна обеспечивать визуальное отображение на электронной карте:

- контролируемых объектов, РЭС и их свойств;
- информации о выбранном РЭС: технические параметры, результаты радиоконтроля, сроки плановых проверок и т.п.;
- расположения и зон действия постов указанных (выбранных) РЧК (в том числе динамическое отображение текущего положения мобильных постов);
- процедуры пеленгования и/или ее результатов с прокладкой пеленгов на карте;
- зон или источников промышленных помех с отображением их параметров;
- состояния ЭМС РЭС по результатам РЧК.

Выводы

Из изложенного следует, что создание единой государственной системы радиочастотного мониторинга Украины предполагает установление состава, структуры и функций как системы в целом, так и ее составных частей (компонентов), а также факторов, обеспечивающих целостность и относительную самостоятельность системы. Важность этой задачи обусловлена тем, что определение состава выполняемых функций и взаимосвязей между ними позволяет определить функциональную структуру и состав системы в целом. При решении данной задачи проектируемая система должна анализироваться не в ее конкретной, реальной форме, а как комплекс функций, которые она должна выполнять в соответствии со своим назначением.

Проведенный анализ позволил определить состав общесистемных и внутрисистемных функций, которые должна выполнять ЕГСРЧМ, и ее составные части, и закрыть тем самым имевшийся в известной научно-технической литературе пробел по данному направлению исследований. Этот анализ показал, что функциональная структура ЕГСРЧМ является достаточно сложной, в связи с чем дальнейшая детализация этой структуры должна осуществляться на этапе эскизно-технического проектирования данной системы.

Список литературы: 1. Бобовников В.В., Ермаков А.И., Ковтунова И.Г., Сорокин А.Д., Соловьев В.В., Цветков С.А., Якименко В.С. Структурно-функциональная модель процесса управления использованием радиочастотного спектра. Радиотехника. 1998. №6. С. 51-55. 2. Быховский М.А., Пастух С.Ю., Тихвинский В.О., Харитонов Н.И. Принципы построения государственной автоматизированной системы управления РЧР в России // Электросвязь. 2002. №.6. С. 13-18. 3. Логинов Н.А. Актуальные вопросы радиоконтроля в Российской Федерации. М.: Радио и связь, 2000. 240 с. 4. Демидов Б. А. Программно-целевое планирование развития и научно-техническое сопровождение вооружения и военной техники // Учеб. пособие. Харьков: ХВУ, 1997. Кн 1. 545 с.

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА С НЕЛИНЕЙНЫМИ СВОЙСТВАМИ ПОВЕРХНОСТНОГО ИМПЕДАНСА.

УСЛОВИЕ КОНВЕРГЕНТНОСТИ

Введение

Все более жесткие требования, предъявляемые к современной аппаратуре, определяют тенденцию к применению нестандартных технических решений при разработке и изготовлении сложных радиотехнических систем. В составе новейших устройств все шире используют электродинамические структуры с распределенными нелинейными параметрами (ЭСРН). Сложность анализа таких устройств, вызванная в основном тем, что эта нелинейность носит распределенный характер, нередко приводит к тому, что ЭСРН разрабатывают с ориентацией на прецеденты, либо интуитивно.

Широкое использование нелинейных явлений в различных областях радиоэлектроники требует постоянного развития и совершенствования методов анализа нелинейных радиотехнических устройств. Число разновидностей подобных устройств непрерывно растет. В связи с этим целесообразно систематизировать эти устройства, определив такие группы ЭСРН и их режимы, которые характеризуются устойчивостью, а также установить характер влияния внутренних параметров и сторонних источников сигнала на их работу. Известно, что в линейных электродинамических устройствах установившийся режим не зависит от начальных условий, что не всегда выполняется в нелинейных устройствах. Изменение начальных условий в нелинейной электродинамической системе может привести не только к количественным, но и качественным изменениям режима ее работы (к изменению частоты колебаний, потере устойчивости и т. д.). В связи с этим выделение возможно более широкого класса нелинейных устройств, обладающих указанным выше свойством нечувствительности к начальным условиям, является важной задачей. Рассчитав такое устройство, можно быть уверенным, что оно будет работать достаточно надежно, не изменяя своего установившегося режима под влиянием возможных флуктуаций и кратковременных всплесков амплитуд сигналов сторонних источников. В теории цепей с сосредоточенными параметрами цепи, обладающие описанным свойством, согласно [1] называются конвергентными.

Более точное определение конвергентности формулируется следующим образом [1]. Нелинейная цепь рассматривается как многополюсник, к входным клеммам которого присоединены источники напряжения или тока. Выходными являются те ветви цепи, реакция в которых представляет интерес с точки зрения разработчика. Пусть число выходных ветвей равно n . Обозначим реакцию выходной ветви с номером k через $X_k(t)$ ($k = 1, 2, \dots, n$). Физически $X_k(t)$ может представлять собой ток, напряжение, заряд, потокосцепление и т. д. Пусть при каких-то одних начальных условиях реакция в k -й ветви равнялась $X'_k(t)$ ($k = 1, 2, \dots, n$), а при других начальных условиях – $X''_k(t)$. Рассматриваемая цепь называется конвергентной, если при любых начальных условиях и независимо от закона изменения токов и напряжений источников выполнено условие

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (X'_k(t) - X''_k(t)), k = (1, 2, \dots, n) = 0 \quad (1)$$

В литературе часто для нелинейных цепей, возбуждаемых внешними периодически источниками ЭДС, конвергентность понимается в другом, более узком смысле [2]. Известно [3], что в таких цепях возможно существование нескольких периодических режимов, причем периоды некоторых из них могут не совпадать с периодом приложенных ЭДС (так называемые субгармонические колебания). Подобные цепи содержат обычно нелинейные индуктивности (емкости) либо нелинейные активные сопротивления, имеющие участки

вольтамперной характеристики с отрицательным сопротивлением, т. е. для которых $\frac{du}{di} < 0$.

В этом случае конвергентной называют такую систему, у которой при наличии периодических (с периодом T) внешних источников установившаяся реакция также является периодической (с тем же периодом T) и не зависящей от начальных условий.

Так как в электродинамике принято рассматривать только периодический и почти периодический режимы, то в дальнейшем, при переходе к устройствам с распределенными параметрами, будем пользоваться вторым, более узким определением конвергентности.

Задача состоит в том, чтобы обобщить понятие конвергентности на класс электродинамических устройств, нелинейные свойства которых носят распределенный характер, выделить класс конвергентных устройств и, наконец, показать устойчивость существующего периодического режима.

Вывод условия конвергентности

По аналогии с [2] при доказательстве воспользуемся законом сохранения энергии применительно к электродинамическим устройствам.

Вначале получим уравнения состояния для ЭСРН.

Исходными для вывода уравнений состояния являются нелинейные граничные условия (НГУ) во временной области для тела, поверхность которого обладает нелинейными свойствами [4]. Эти условия запишем в виде

$$\mathbf{n}(\mathbf{r}) \times \mathbf{E}(\mathbf{r}, t) = \hat{Z}[\mathbf{J}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)] \quad (2)$$

Здесь: $\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$ – вектор напряженности электрического поля в точке \mathbf{r} на поверхности тела; \mathbf{n} – нормаль к этой поверхности в той же точке; $\hat{Z}[\cdot]$ – нелинейный оператор, описывающий свойства поверхностного импеданса тела; $\mathbf{J}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)$ – мгновенное значение поверхностного электрического тока.

Учитывая, что в (2) $\mathbf{E}(\mathbf{r}, t)$ представляет собой напряженность полного электрического поля на поверхности ЭСРН, которая представляет собой сумму поля стороннего источника $\mathbf{E}^{\text{ст}}(\mathbf{r}, t)$ и поля $\mathbf{E}(\mathbf{J}^{\ominus}, \mathbf{r}, t)$, создаваемого током $\mathbf{J}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)$ представим (2) в виде

$$\mathbf{E}(\mathbf{J}^{\ominus}, \mathbf{r}, t) \times \mathbf{n}(\mathbf{r}) + \hat{Z}[\mathbf{J}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)] = \mathbf{n}(\mathbf{r}) \times \mathbf{E}^{\text{ст}}(\mathbf{r}, t) \quad (3)$$

Прежде чем перейти к выводу условия конвергентности, отметим следующее. Во-первых, при $\hat{Z}[\mathbf{J}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)] = 0$ уравнение (3) представляет собой линейное интегро-дифференциальное уравнение, которое имеет единственное решение. Это следует из того, что (3) получено путем эквивалентных преобразований уравнений Максвелла, совместно с соответствующими граничными и начальными условиями, для решения которых выполняется теорема единственности. Во-вторых, оператор $\mathbf{E}(\mathbf{J}^{\ominus}, \mathbf{r}, t) \times \mathbf{n}(\mathbf{r})$ описывает пассивное устройство (воздействие всех сторонних источников описывается правой частью уравнения). Для устройств, обладающих либо диссипативными потерями, либо потерями на излучение, этот оператор является положительно определенным. И, наконец, последнее – это уравнение должно выполняться для любой точки \mathbf{r} , лежащей на поверхности S устройства, т. е. для $\mathbf{r} \in S$.

Уравнение (3) является уравнением состояния ЭСРН, справедливым для любого режима работы. В дальнейшем рассматривается только периодический режим возбуждения устройства.

Предположим, что имеются два периодических решения, соответственно $\mathbf{J}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)$ и $\tilde{\mathbf{J}}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)$ уравнения (3) при одном и том же внешнем воздействии.

Подставив $\mathbf{J}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)$ и $\tilde{\mathbf{J}}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)$ в (3), получим следующие равенства:

$$\mathbf{E}(\mathbf{J}^{\ominus}, \mathbf{r}, t) \times \mathbf{n}(\mathbf{r}) + \hat{Z}[\mathbf{J}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)] = \mathbf{n}(\mathbf{r}) \times \mathbf{E}^{\text{CT}}(\mathbf{r}, t) \quad (4)$$

$$\mathbf{E}(\tilde{\mathbf{J}}^{\ominus}, \mathbf{r}, t) \times \mathbf{n}(\mathbf{r}) + \hat{Z}[\tilde{\mathbf{J}}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)] = \mathbf{n}(\mathbf{r}) \times \mathbf{E}^{\text{CT}}(\mathbf{r}, t) \quad (5)$$

Вычтя из (5) соотношение (4), получим:

$$\mathbf{E}(\tilde{\mathbf{J}}^{\ominus}, \mathbf{r}, t) \times \mathbf{n}(\mathbf{r}) - \mathbf{E}(\mathbf{J}^{\ominus}, \mathbf{r}, t) \times \mathbf{n}(\mathbf{r}) + \hat{Z}[\tilde{\mathbf{J}}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)] - \hat{Z}[\mathbf{J}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)] = 0 \quad (6)$$

Так как оператор $\mathbf{E}(\mathbf{J}^{\ominus}, \mathbf{r}, t) \times \mathbf{n}(\mathbf{r})$ является линейным оператором, то

$$\mathbf{E}(\tilde{\mathbf{J}}^{\ominus}, \mathbf{r}, t) \times \mathbf{n}(\mathbf{r}) - \mathbf{E}(\mathbf{J}^{\ominus}, \mathbf{r}, t) \times \mathbf{n}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}(\tilde{\mathbf{J}}^{\ominus} - \mathbf{J}^{\ominus}, \mathbf{r}, t) \times \mathbf{n}(\mathbf{r}).$$

Учитывая это соотношение и обозначив $\mathbf{J}^{\ominus} = \tilde{\mathbf{J}}^{\ominus} - \mathbf{J}^{\ominus}$ из (6) получим:

$$\mathbf{E}(\mathbf{J}^{\ominus}, \mathbf{r}, t) \times \mathbf{n}(\mathbf{r}) + \hat{Z}[\mathbf{J}^{\ominus}(\mathbf{r}, t) + \tilde{\mathbf{J}}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)] - \hat{Z}[\mathbf{J}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)] = 0 \quad (7)$$

Сравнивая (7) с (3) видим, что полученное соотношение можно рассматривать как уравнение некоторой ЭСРН (которую мы в дальнейшем будем называть вспомогательной). Она отличается от рассматриваемой тем, что в ней отсутствуют источники внешнего воздействия, а нелинейные свойства поверхностного импеданса описываются периодической функцией времени.

На основании равенства (7) оператор, характеризующий нелинейный поверхностный импеданс вспомогательной ЭСРН, имеет такой вид:

$$\mathbf{n}(\mathbf{r}) \times \mathbf{E}(\mathbf{J}^{\ominus}, \mathbf{r}, t) = \hat{Z}[\mathbf{J}^{\ominus}(\mathbf{r}, t) + \tilde{\mathbf{J}}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)] - \hat{Z}[\mathbf{J}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)] \quad (8)$$

Введем в точке \mathbf{r} местную ортогональную систему координат (x_1, x_2, x_3) таким образом, чтобы орты $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2$ были касательными к S , а орт \mathbf{x}_3 – перпендикулярным к ней. Запишем (8) в покомпонентном виде:

$$\left. \begin{aligned} E_1(J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus}) &= \hat{Z}_1[J_1^{\ominus} + \tilde{J}_1^{\ominus}, J_2^{\ominus} + \tilde{J}_2^{\ominus}] - \hat{Z}_1[J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus}] \\ E_2(J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus}) &= \hat{Z}_2[J_1^{\ominus} + \tilde{J}_1^{\ominus}, J_2^{\ominus} + \tilde{J}_2^{\ominus}] - \hat{Z}_2[J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus}] \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Здесь для сокращения записи опущена зависимость от координат и времени, а индексы (1,2) означают проекции того или иного вектора на соответствующие координатные оси.

Продифференцировав полученные соотношения по $J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus}$, получим

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial E_1(J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus})}{\partial J_1^{\ominus}} &= \frac{\partial \hat{Z}_1[J_1^{\ominus} + \tilde{J}_1^{\ominus}, J_2^{\ominus} + \tilde{J}_2^{\ominus}]}{\partial J_1^{\ominus}} \\ \frac{\partial E_1(J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus})}{\partial J_2^{\ominus}} &= \frac{\partial \hat{Z}_1[J_1^{\ominus} + \tilde{J}_1^{\ominus}, J_2^{\ominus} + \tilde{J}_2^{\ominus}]}{\partial J_2^{\ominus}} \\ \frac{\partial E_2(J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus})}{\partial J_1^{\ominus}} &= \frac{\partial \hat{Z}_2[J_1^{\ominus} + \tilde{J}_1^{\ominus}, J_2^{\ominus} + \tilde{J}_2^{\ominus}]}{\partial J_1^{\ominus}} \\ \frac{\partial E_2(J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus})}{\partial J_2^{\ominus}} &= \frac{\partial \hat{Z}_2[J_1^{\ominus} + \tilde{J}_1^{\ominus}, J_2^{\ominus} + \tilde{J}_2^{\ominus}]}{\partial J_2^{\ominus}} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Рассмотрим энергетические соотношения в линейной и нелинейной частях вспомогательной ЭСРН. Ее линейная часть, описываемая оператором $\mathbf{E}(\mathbf{J}^{\ominus}, \mathbf{r}, t) \times \mathbf{n}(\mathbf{r})$, является пассивной, и внешние сторонние источники отсутствуют, следовательно, поддерживаться незатухающие колебания $J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus}$ могут только с помощью энергии, поставляемой за счет нелинейной части (7). Таким образом, для того, чтобы нелинейное электродинамическое устройство относилось к классу конвергентных необходимо, чтобы нелинейная часть его уравнения состояния описывала нелинейные элементы, которые могут только рассеивать энергию, т. е.:

$$\left. \begin{aligned} E_1(J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus})J_1^{\ominus} &\geq 0; & E_1(J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus})J_2^{\ominus} &\geq 0 \\ E_2(J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus})J_1^{\ominus} &\geq 0; & E_2(J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus})J_2^{\ominus} &\geq 0 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Это имеет место в том случае, если оператор $\mathcal{Z}[\mathbf{J}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)]$ описывает резистивную нелинейность с неубывающими характеристиками:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \mathcal{Z}_1[J_1^{\ominus} + J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus} + J_2^{\ominus}]}{\partial J_1^{\ominus}} &\geq 0; & \frac{\partial \mathcal{Z}_1[J_1^{\ominus} + J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus} + J_2^{\ominus}]}{\partial J_2^{\ominus}} &\geq 0 \\ \frac{\partial \mathcal{Z}_2[J_1^{\ominus} + J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus} + J_2^{\ominus}]}{\partial J_1^{\ominus}} &\geq 0; & \frac{\partial \mathcal{Z}_2[J_1^{\ominus} + J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus} + J_2^{\ominus}]}{\partial J_2^{\ominus}} &\geq 0 \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Так как вспомогательная ЭСРН не содержит сторонних источников и предполагается, что выполняется (11), то плотности токов $J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus}$ в любой точке $\mathbf{r} \in S$ должны стремиться к нулю. Следовательно,

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{J}_{1,2}^{\ominus} = \lim_{t \rightarrow \infty} [\tilde{J}_{1,2}^{\ominus} - \bar{J}_{1,2}^{\ominus}] = 0 \quad \forall \quad \mathbf{r} \in S. \quad (13)$$

В соответствии со сделанным предположением $J_{1,2}^{\ominus}$ и $\tilde{J}_{1,2}^{\ominus}$ являются периодическими функциями времени, причем периоды их соизмеримы с периодом приложенных сторонних источников. Поэтому разность этих функций также является периодической функцией времени. Отсюда следует, что величины $J_1^{\ominus}, J_2^{\ominus}$ могут стремиться к нулю только в том случае, если решения $J_{1,2}^{\ominus}$ и $\tilde{J}_{1,2}^{\ominus}$ совпадают, т. е.

$$J_{1,2}^{\ominus} = \tilde{J}_{1,2}^{\ominus}.$$

Таким образом, в рассматриваемой цепи действительно возможен единственный периодический режим. Доказательство его устойчивости следует из соотношения (13). Если $J_{1,2}^{\ominus}$ описывает исследуемый периодический режим, а $\tilde{J}_{1,2}^{\ominus}$ произвольный режим той же ЭСРН, то из того, что $\lim_{t \rightarrow \infty} [\tilde{J}_{1,2}^{\ominus} - J_{1,2}^{\ominus}] = 0$ следует устойчивость периодического режима.

То, что частота возможного периодического режима должна совпадать с частотой сторонних источников ω_0 , строго показано в [2]. Воспроизведем основную идею доказательства.

В силу периодичности правой части (3) левая часть данного уравнения должна быть периодической функцией той же частоты. Так как нелинейный оператор $\mathcal{Z}[\mathbf{J}^{\ominus}(\mathbf{r}, t)]$ однозначен, то это возможно только тогда, когда $J_{1,2}^{\ominus}$ представляют собой периодические функции с частотой ω_0/n , где $n = 1, 2, \dots$ – произвольное целое число. Если $n > 1$, то как показано в [2], наряду с периодическими колебаниями с частотой ω_0 будут существовать еще $n-1$ различных периоди-

ческих колебаний с частотами ω_0/n , где $n=1,2,\dots, n-1$. Однако в соответствии с ранее доказанным положением уравнение (3) допускает только единственное периодическое решение. Значит, обязательно должно выполняться равенство $n=1$, и субгармонические колебания в рассматриваемой ЭСРН не могут существовать.

Таким образом, нами показано, что при периодическом возбуждении электродинамических структур, в состав которых входят нелинейные элементы с распределенными параметрами, а эти элементы имеют резистивный характер и неубывающие характеристики, возможен единственный периодический режим. Данное свойство сохраняется для любых частот и при произвольных амплитудах возбуждения. Следует еще раз подчеркнуть, что все указанные выше свойства линейной и нелинейной частей уравнения (3) должны соблюдаться в любой точке $r \in S$.

Численный анализ конвергентных систем

Подтвердим проведенный теоретический анализ рядом численных экспериментов по исследованию систем с распределенными параметрами.

Рассмотрим несколько видов ЭСРН, описываемых нелинейным интегральным уравнением (3).

Решение уравнения (3) возможно с использованием численных методов, в частности метода Галеркина. Следуя этому методу, как показано в [5], нелинейное интегральное уравнение сводится к системе нелинейных алгебраических уравнений относительно неизвестных амплитуд гармоник распределения тока вдоль поверхности ЭСРН в виде

$$Z(\omega_q)I(\omega_q) + \frac{1}{T} \int_0^T \mathcal{N}[I(t)] e^{-j\omega_q t} dt = \begin{cases} U(\omega_0), & \text{при } n=1 \\ 0, & \text{при } n \neq 1 \end{cases}, \quad \forall q = \overline{1, N}, \quad (14)$$

Здесь $Z(\omega_q)$ – матрица обобщенных импедансов: $I(\omega_q) = (I_1(\omega_q), I_2(\omega_q), \dots, I_M(\omega_q))^T$ – вектор, элементами которого являются коэффициенты аппроксимации искомого распределения тока на частотах $\omega_q = q\omega_0$, $\forall q = \overline{0, N}$ (N – число высших гармоник, учитываемых в процессе расчета); $\mathcal{N}[I(t)] = (\mathcal{N}_1, \mathcal{N}_2, \dots, \mathcal{N}_M)^T$ – нелинейный оператор, характеризующий нелинейные свойства поверхностного импеданса; $U(\omega_0) = (U_1(\omega_0), U_2(\omega_0), \dots, U_M(\omega_0))^T$ – матрица-столбец, описывающая воздействие стороннего источника с частотой ω_0 . Индекс T обозначает операцию транспонирования.

Данная система – это система уравнений гармонического баланса для нелинейной цепи, представляющей собой соединение нелинейного и линейного многополюсников (рис. 1.а).

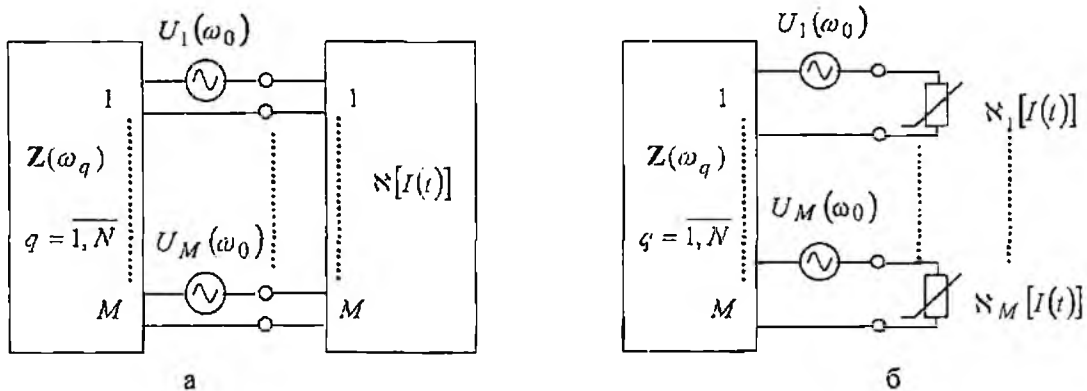


Рис. 1

Для аппроксимации распределения тока в линейной части интегрального уравнения используются базисные функции в виде треугольников. При выборе базисных функций для аппроксимации распределения тока в нелинейной части интегрального уравнения

одним из основных требований является эффективность вычисления оператора $\mathcal{K}[I(t)]$. Чтобы обеспечить выполнение этого требования, необходимо выбрать такие базисные функции, чтобы на одном элементарном сегменте проводника ток определялся только одной такой функцией. Влияние аппроксимирующих функций соседних сегментов должно быть полностью исключено. Этого можно достичь, если использовать в качестве базисных кусочно-постоянные функции. В таком случае оператор $\mathcal{K}[I(t)]$ будет описывать нелинейный многополюсник, состоящий из отдельных, не связанных между собой двухполюсных нелинейных элементов (рис.1,б). Необходимо отметить, что применение аппроксимации неизбежно приводит к усреднению нелинейной характеристики на участке, где базисная функция принимает ненулевое значение. Таким образом, не исключен случай, когда полученная математическая модель неконвергентной системы будет удовлетворять условиям конвергентности. Очевидно, что вероятность возникновения такой ситуации тем меньше, чем большее количество M базисных функций используется при аппроксимации в нелинейной части интегрального уравнения.

Описанный алгоритм использован в ходе численных экспериментов по расчету характеристик ленточного вибратора с нелинейным поверхностным импедансом (рис.2) в свободном пространстве.

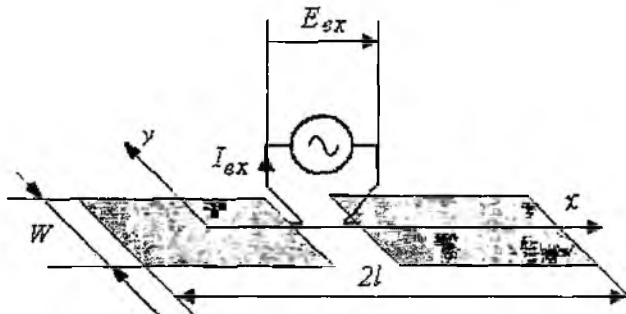


Рис. 2

Электрическая длина исследуемого вибратора на частоте $1 \text{ ГГц} - \lambda/2$. Ширина проводника $W = 3,3 \text{ мм}$. В соответствии с методикой, изложенной ранее, произведен расчет зависимости амплитуды тока в точке питания ленточного вибратора от параметра G_3 , характеризующего степень нелинейности поверхностной проводимости. Значение указанного параметра становится понятным, если

записать соотношение между напряжениями и токами через зажимы многополюсника (рис. 1,б), в виде $I_i(U_i) = G_{3i} U_i^3$, где $i = (1, 2, \dots, M)$. Такое представление вольтамперной характеристики резистивных нелинейных элементов является неубывающей функцией. Это дает нам право говорить об исследуемом устройстве как о конвергентной системе.

На практике чаще всего используются материалы, изготовленные в едином технологическом процессе. Исходя из этого в дальнейших расчетах мы предположили, что используемый материал обладает одинаковой степенью нелинейности вдоль всей своей поверхности и приравняли аппроксимирующие коэффициенты: $G_{31} = G_{32} = \dots = G_{3i} = \dots = G_{3M} = G_3$.

Выбор количества базисных функций M основан на компромиссе между учетом ошибки дифференцирования и временем расчета [4]. Диапазон значений параметра G_3 задан таким образом, чтобы охватить область как слабой, так и сильной нелинейности.

Конвергентность системы определяет сходимость численных методов решения, используемых при анализе таких систем. Полученная в результате численного эксперимента зависимость для 1-й, 3-й и 5-й гармоник сигнала приведена на рис. 3.

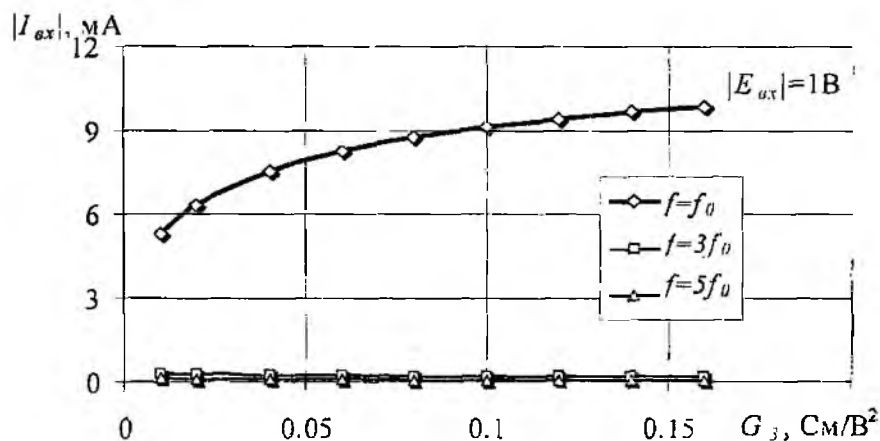


Рис. 3

Проведенные расчеты на основной частоте и частотах гармоник для структуры с распределенной нелинейной резистивностью и неубывающей характеристикой демонстрируют однозначность полученного решения, что и было предсказано нами ранее. Полученные характеристики подтверждают единственность периодического режима, существующего в исследуемой системе.

Приведенный случай не исчерпывает весь класс конвергентных ЭСРН, но он является наиболее общим.

Покажем, что при некоторых ограничениях на свойства линейной части и (или) на характеристики сторонних источников в (3) конвергентными могут быть и ЭСРН, в состав которых входят распределенные нелинейности индуктивного или емкостного характера. В этих случаях требуется детальное исследование характеристик линейного оператора уравнения состояния. С этой целью проведены расчеты для ленточных вибраторов (рис. 2), у которых поверхностный импеданс одного обладает емкостным, а у второго индуктивным характером. Проведенные расчеты зависимости амплитуды тока в точке питания от параметров C_2 и L_2 , характеризующих степень нелинейности поверхностного импеданса (рис. 4), показали, что в первом случае анализируемая система удовлетворяет условиям конвергентности.

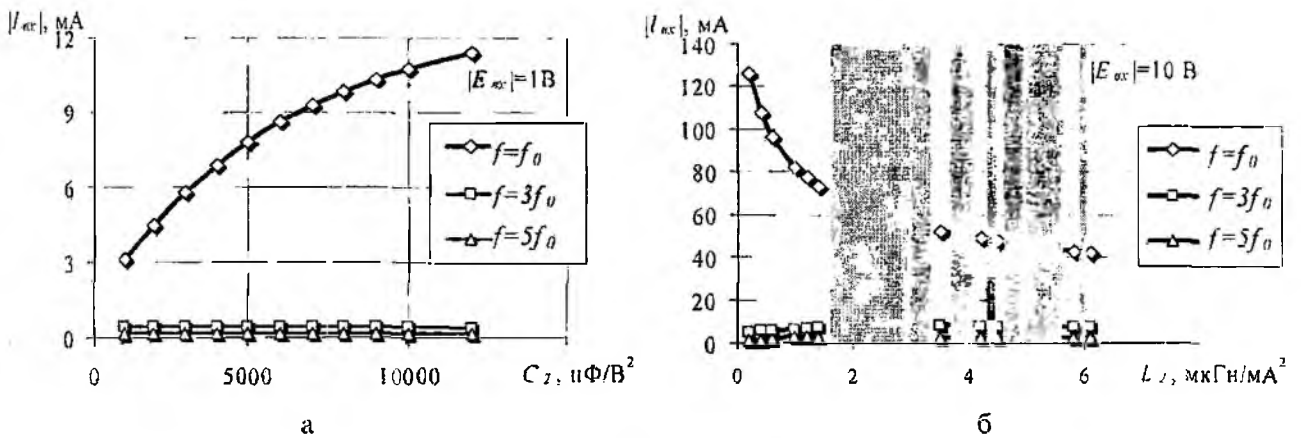


Рис. 4

Во всем диапазоне параметра C_2 на основной частоте и на частотах 3-й и 5-й гармоник наблюдается быстрая сходимость к решению.

Иначе обстоит дело в случае индуктивной нелинейности. На рис. 4, б серым цветом обозначены области, в которых не существует однозначного решения. Анализируемая система не удовлетворяет условиям конвергентности на этих участках. Однако в области малых значений параметра L_2 (при слабой нелинейности) та же система ведет себя как конвергентная. Аналогичный эффект получен при исследовании влияния характеристик источников стороннего возбуждения на параметры той же нелинейной системы (рис. 5).

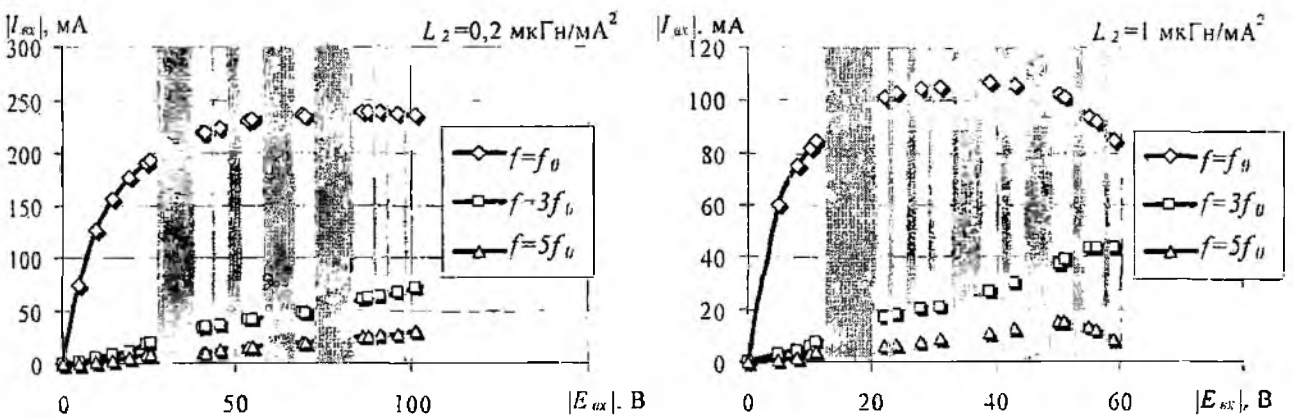


Рис. 5

Анализ результатов показывает, что правильным выбором параметров цепи можно добиться конвергентности системы с распределенной реактивной нелинейностью. Если же нет возможности влиять на параметры цепи, то тот же результат можно получить, варьируя характеристики сторонних источников.

Рассмотрим теперь влияние нелинейных параметров на характеристики устройства на примере несимметричного цилиндрического вибратора над экраном (рис. 6), поверхностный импеданс которого обладает нелинейным индуктивным характером. Как и в случае ленточного вибратора исследована зависимость амплитуды тока основной частоты и токов высших гармоник в сечении включения источника ЭДС от параметра L_2 , характеризующего степень нелинейности поверхностного импеданса (рис. 7, а). Результаты эксперимента показывают, что в диапазоне значений от 1,6 до 2,1 мкГн/мА² существует несколько периодических режимов работы. На графике изображен ход кривой, соответствующий одному из возможных решений в указанном диапазоне. В области малых значений параметра L_2 (при слабой нелинейности) и при значениях L_2 , превышающих 2,1 мкГн/мА², та же система ведет себя как конвергентная.

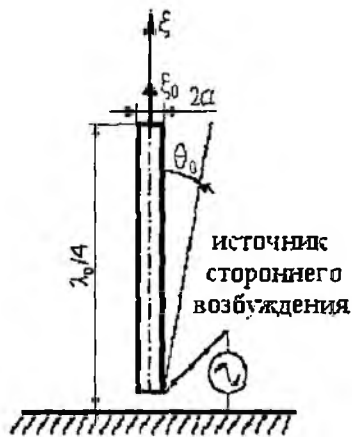


Рис. 6

Исследования влияния характеристик сторонних источников на параметры несимметричного цилиндрического вибратора над экраном, поверхностный импеданс которого обладает нелинейным индуктивным характером, представлены в виде графиков на рис. 7, б, в.

Проведенный анализ при различных значениях параметра L_2 показал, что исследуемая система не удовлетворяет условиям конвергентности только в определенном небольшом диапазоне рабочих напряжений. Для $L_2 = 1,5$ мкГн/мА² этот диапазон находится в пределах $E_{вх} = (27...35)$ В, для $L_2 = 1$ мкГн/мА² в пределах $E_{вх} = (37...42)$ В.

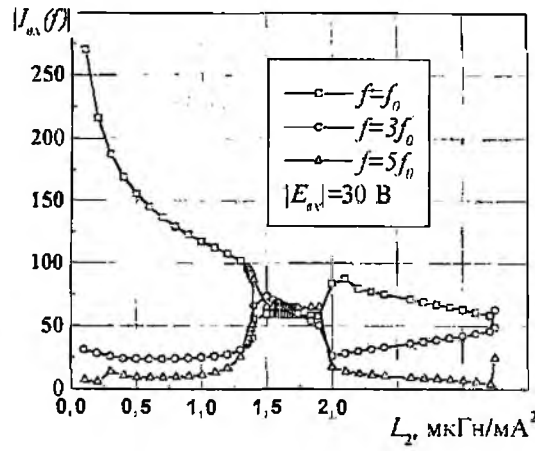
Таким образом, нами показано, что конвергентными могут быть и ЭСРН, в состав которых входят распределенные нелинейности индуктивного или емкостного характера, если наложить определенные условия на параметры цепи и (или) характеристики сторонних источников.

Выводы

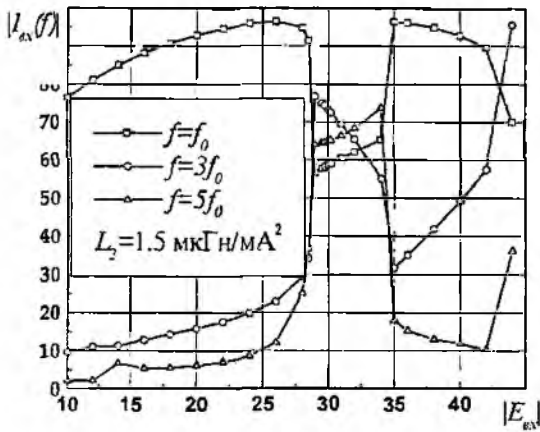
В составе самых современных радиоэлектронных устройств в последнее время активно применяются элементы с распределенными нелинейными параметрами. Это резко обострило проблему необходимости развития и совершенствования эффективных методов анализа таких устройств.

Введенное понятие конвергентности для ЭСРН позволило выделить класс нелинейных устройств, которые характеризуются устойчивостью режима работы. Показано, что при некоторых ограничениях на свойства системы и (или) на характеристики сторонних источников конвергентными могут быть и электродинамические структуры, в состав которых входят распределенные нелинейные реактивности.

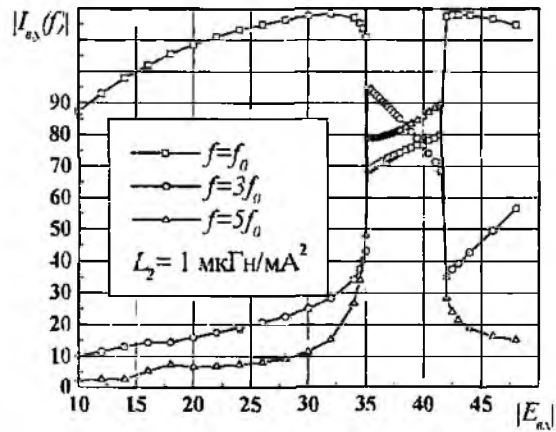
Предложенный авторами алгоритм анализа ЭСРН дал возможность не только получить количественную оценку характеристик структур с распределенной нелинейностью, но и провести ряд численных экспериментов, которые позволили проанализировать влияние различных параметров на важные свойства таких структур.



а



б



в

Рис. 7

Список литературы: 1. Данилов Л.В. Нелинейные конвергентные электрические цепи // Теоретическая электротехника. 1970. Вып. 9. С. 87-93. 2. Синицкий Л.А. О периодическом режиме в электрической цепи, содержащей нелинейные сопротивления // Автоматический контроль и измерительная техника. Киев. АН УССР. 1960. Вып. 4. С. 54-57. 3. Maas S. Nonlinear Microwave Circuits. Norwood: Artech House, 1988. 478 с. 4. Журбенко В. В. Оценка сходимости алгоритма решения нелинейных интегральных уравнений микрополосковых устройств с нелинейным поверхностным импедансом // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып.137. С.198 – 204. 5. Лучанинов А. И., Омаров М. А., Журбенко В. В., Гивва Д. С. Анализ ленточных электродинамических структур с нелинейным поверхностным импедансом // Сб. науч. трудов по материалам 1-го Междунар. радиоэлектронного Форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» (МРФ – 2002). Харьков, 2002. С. 283-286.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.04.2005

ВЕРОЯТНОСТЬ БИТОВОЙ ОШИБКИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ПОМЕХ НА СИСТЕМЫ АБОНЕНТСКОГО РАДИОДОСТУПА С УЧЕТОМ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ ИХ АНТЕНН

Перспективным направлением развития сетей связи является применение радиодоступа. Эффективность работы систем абонентского радиодоступа (САРД) зависит от многих факторов, в том числе и от влияния помех. Уже выяснено, что это влияние может быть весьма существенным [1], однако весь объем исследований в этом направлении пока не выполнен. Например, не изучены зависимости эффективности работы САРД в присутствии помех при варьировании величиной КНД антенн радиосети.

Цель данной статьи состоит в частичном решении задачи об определении степени влияния непрерывных и импульсных помех на эффективность САРД (на вероятность битовой ошибки) с учетом характеристик пространственной направленности их антенн.

Проведем анализ влияния непрерывных и импульсных помех полагая, что помехоустойчивая работа САРД обеспечивается методом прямого расширения спектра сигналов с M -арной фазовой манипуляцией [1]. Вначале определим соотношение для вычисления вероятности битовой ошибки в случае непрерывной помехи. Будем считать, что соотношение сигнал/(шум+помеха) на входе приемника

$$E_b / (N_0 + j_0) = \frac{P_s T_b}{(N_0 + j_0)} = \frac{P_s}{R_b} \frac{1}{(N_0 + j_0)} = \frac{E_b}{N_0} \frac{1}{1 + \frac{E_p P_s}{N_0 P_s G_p}} \quad (1)$$

где $E_b = P_s T_b = P_s / R_b$ энергия бита,

P_s – мощность бита,

$R_b = 1/T_b$ – скорость передачи бита,

N_0 и j_0 – спектральные плотности мощности теплового шума и помехи соответственно,

P_p – средняя мощность помехи на входе приемника,

$G_p = W_{ss} T_b$ – коэффициент расширения спектра,

W_{ss} – рабочая полоса САРД.

Пусть на широкополосную САРД воздействует непрерывный мешающий сигнал со случайной мощностью P_p , который полностью покрывает ее рабочую полосу W_{ss} и аналогично стационарному гауссовскому шуму имеет нулевое среднее и равномерную спектральную плотность мощности j_0 . В этом случае вероятность битовой ошибки P_b для передачи равновероятных сигналов в M -ной модуляции PSK с когерентной демодуляцией

$$P_b = 2Q \left[\sqrt{\frac{2E_b}{(N_0 + J_0)}} k \cdot \sin \frac{\pi}{2^k} \right] = 2Q \left[\sqrt{2 \cdot k \cdot \frac{\frac{E_b}{N_0}}{1 + \left(\frac{E_p}{N_0}\right) \cdot \left(\frac{P_s}{P_s}\right) \cdot \left(\frac{1}{G_p}\right)} \cdot \sin \frac{\pi}{2^k}} \right] \quad (2)$$

где $Q(x) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left[-\frac{u^2}{2}\right] du$ – функция ошибок;

$k - \log_2 M$ – разрядность множества символов размерности M . Выражение (2) точно совпадает с приведенным в [1] при $j_0 = 0$.

Если принять, что распространение радиоволн от требуемой САРД и мешающей станции осуществляется по разным направлениям и описывается моделью непрямой видимости [1], то отношение мощностей помехи и полезного сигнала на входе приемника САРД можно представить в следующем виде

$$\frac{P_J}{P_s} = \frac{P_{TJ} G_{TJ} G_{RJ}}{P_{Ts} G_{Ts} G_{Rs}} \left(\frac{r_s}{r_j} \right)^n = \frac{P_{TJ} G_J}{P_{Ts} G_s} \left(\frac{r_s}{r_j} \right)^n \quad (3)$$

где P_{Ts} – мощность бита переданного сигнала;

P_{Tj} – средняя мощность передатчика мешающего сигнала;

G_{Tj}, G_{Ts} – максимальный коэффициент усиления (КУ) передающих антенн соответственно САРД и постановщика помех;

G_{Rj}, G_{Rs} – КУ приемной антенны САРД соответственно по направлению прихода полезного сигнала и помехи;

$G_J = G_{TJ} G_{RJ}$ – коэффициент усиления канала связи для помехи;

$G_s = G_{Ts} G_{Rs}$ – коэффициент усиления канала связи для сигнала;

r_s, r_j – расстояние (разнесение) между передающими и приемными антеннами соответственно данной САРД и постановщика помех; n – показатель степени затухания.

Показатель степени n указывает, насколько быстро растут потери при распространении с увеличением расстояния. Экспериментальные результаты показывают, что для типовых САРД вне зданий при отсутствии прямой видимости $3.5 \leq n \leq 5$, а для связи внутри зданий $2 \leq n \leq 4$ [1].

Окончательный вид выражения (2) с учетом (3) будет следующим:

$$P_B = 2Q \left[\sqrt{2 \cdot k \cdot \frac{\frac{E_b}{N_0}}{1 + \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \cdot \frac{P_{TJ} G_J}{P_{Ts} G_s} \left(\frac{r_s}{r_j} \right)^n \cdot \left(\frac{1}{G_p} \right)}} \cdot \sin \frac{\pi}{2^k} \right] \quad (4)$$

Предположим теперь, что вместо непрерывной широкополосной преднамеренной помехи действует импульсная помеха повышенной мощности P_j/ρ , которая достигается за счет уменьшения времени воздействия ρ ($0 < \rho < 1$) относительно непрерывного времени воздействия, которое считается $\rho = 1$. Тогда вероятность возникновения импульсной преднамеренной помехи в данный момент времени можно считать равной ρ . Из за воздействия преднамеренных помех в течение времени передачи ρ спектральная плотность мощности преднамеренной помехи с учетом теплового шума возрастает до $(N_0 + J_0/\rho)$. В оставшийся промежуток времени с вероятностью $(1 - \rho)$ источник помех не выдает и вероятность ошибки принятого сигнала определяется только наличием теплового шума со спектральной плотностью мощности N_0 выражение (2) при $j_0 = 0$. Таким образом, выражение для вероятности подавления передачи одного символа представляет собой сумму вероятности битовой ошибки с учетом тепловых шумов и вероятности битовой ошибки с учетом преднамеренных импульсных помех:

В формуле (5) соотношение P_j/P , также определяется выражением (3).

$$P_b = 2 \left\{ (1-\rho) \cdot Q \left[\sqrt{2k \frac{E_b}{N_0}} \cdot \sin \frac{\pi}{2^k} \right] + \rho \cdot Q \left[\sqrt{2 \cdot k \cdot \frac{E_b}{N_0 + J_0/\rho}} \cdot \sin \frac{\pi}{2^k} \right] \right\}$$

$$= 2 \left\{ (1-\rho) \cdot Q \left[\sqrt{2k \frac{E_b}{N_0}} \cdot \sin \frac{\pi}{2^k} \right] + \rho \cdot Q \left[\sqrt{2 \cdot k \cdot \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{J}{\rho}\right) \cdot \left(\frac{E_b}{N_0}\right) \cdot \left(\frac{P_j}{P_s}\right) \cdot \left(\frac{I}{G_p}\right)}} \cdot \sin \frac{\pi}{2^k} \right] \right\} \quad (5)$$

Проанализируем полученные результаты расчетов по формулам (4),(5), которые представлены в виде графиков на рис. 1,2 соответственно. Для этого будем пользоваться таким известным критерием эффективности работы САРД как вероятность передачи информации, которая определяется вероятностью ошибочного воспроизведения одного символа P_b : $P_b = 10^{-6}$ – высокая вероятность; $P_b = 10^{-4}$ – средняя; $P_b = 10^{-2}$ – низкая [2]. Приведенные расчеты соответствуют известному из практики случаю, когда на САРД действует сильная непрерывная или импульсная помеха ($P_j/P_s = 40\text{дБ}$), а относительная направленность канала связи помеха/сигнал G_j/G_s изменяется от 0 до 12 дБ. Этот пример соответствует такой ситуации: САРД расположена около РЛС с частотной или импульсной модуляцией, в которых несущая частота близка к рабочей частоте САРД, а направленность антенн РЛС выше чем направленность антенн САРД ($G_j/G_s > 0\text{дБ}$).

Проведенные исследования позволили выявить такой новый эффект: с увеличением относительной направленности канала связи помеха/сигнал кривые $P_b = f(E_b/N_0)$ сглаживаются и при определенном значении G_j/G_s вероятность ошибочного восстановления бита информации практически не зависит от увеличения соотношения E_b/N_0 .

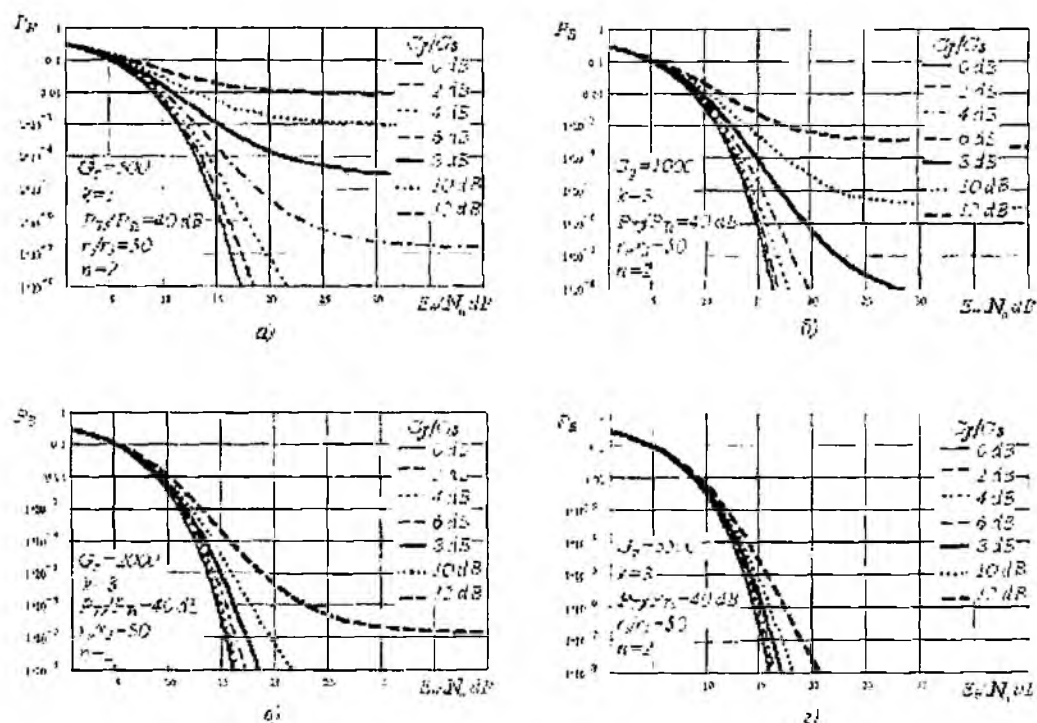


Рис. 1

Таким образом, эффективным постановщиком помех, который нарушает нормальную работу САРД является генератор с хорошо направленной антенной. И наоборот, САРД сохраня-

ет нужный уровень вероятности битовой ошибки, если при действии помехи $G_{T1} \ll G_{T2}$, а $G_{R1} \ll G_{R2}$. Первое условие выполняется за счет использования в САРД передающей антенны с большими значениями КУ, а второе условие реализуется, если приемная антенна САРД в направлении на помеху имеет близкое к нулевому значение диаграммы направленности.

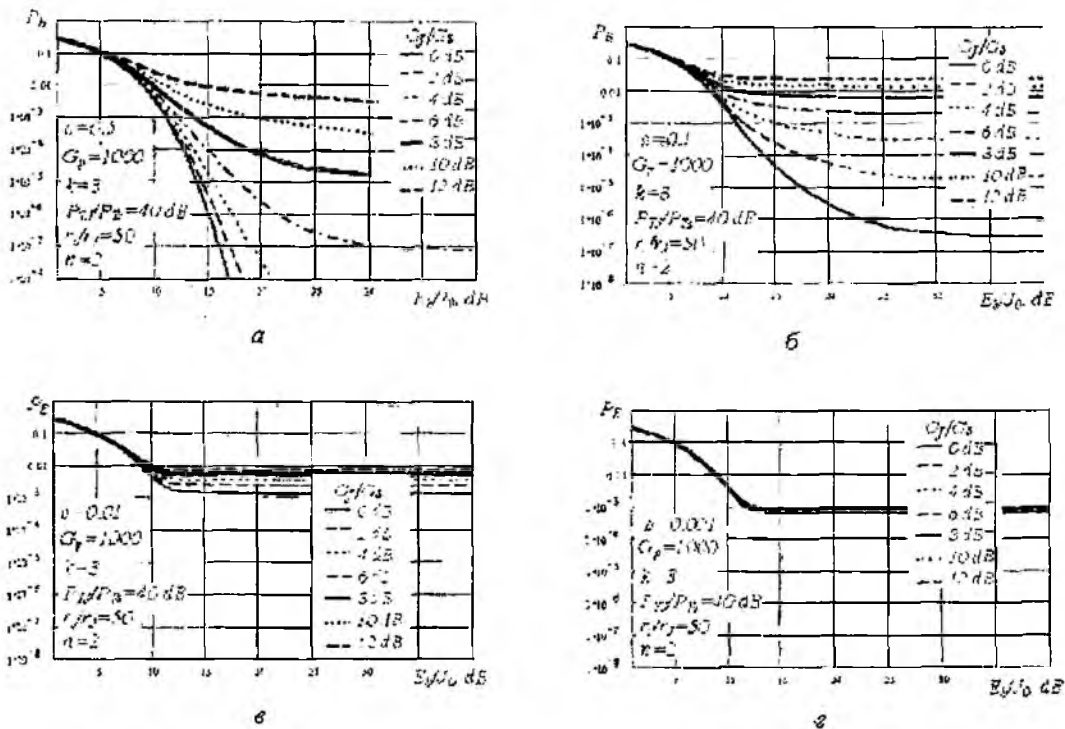


Рис. 2

Список литературы: 1. *Бернард Скляр*. Цифровая связь. М.: С-Петербург; Киев: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104с. 2. *К. Феер*. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. М. Радио и связь, 2000. 404с.

Харьковский национальный
университет радиотехники

Поступила в редколлегию 12.02.2005

В.Н. ОЛЕЙНИКОВ, канд. техн. наук, О.А. СОЛЯНИК, канд. техн. наук, В.Н. МУХА

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ НАБЛЮДЕНИЯ КОРОТКОПЕРИОДИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ В ТРОПОСФЕРЕ, СВЯЗАННЫХ С СОЛНЕЧНЫМ ТЕРМИНАТОРОМ

Одним из источников возникновения возмущений в атмосфере является солнечный терминатор – граница раздела освещенной и неосвещенной области атмосферы во время захода и восхода Солнца. Изменение температурного распределения и, как следствие, давления в зоне терминатора приводит к генерации гравитационных и акустико-гравитационных волн. Регулярность этого процесса позволяет более тщательно изучить механизмы трансформации энергии в атмосфере посредством волновых процессов.

Проблеме исследования атмосферных колебаний различными методами, а также разработке моделей их генерации солнечным терминатором посвящен ряд работ [1-6]. В основном исследования касаются областей атмосферы, находящихся выше тропосферы, где волновые процессы не замаскированы турбулентными составляющими.

Изучение спектрального состава вариаций уровня рассеянного сигнала при лидарных измерениях на высотах 10...35 км позволило выявить колебания плотности газовой компоненты атмосферы с характерными периодами 80...100 и 20...35 мин. По данным радиолокационной станции частичных отражений о вариациях электронной концентрации в области верхней мезосферы (80-90 км) выявлены колебания с периодами 10...120 мин. В [4] представлены результаты исследований вариаций интенсивности атмосферной эмиссии атомарного кислорода (на высотах 85...115 км). Эти вариации представляют собой короткопериодические колебания в диапазоне 2...60 мин. В астрономии также давно известно явление отклонения положения изображения звезд от истинного в фокальной плоскости телескопов во время захода и восхода Солнца. Анализ этих данных показывает наличие спектральных максимумов с периодами менее 5 мин [5,6].

Данных, касающихся короткопериодических волновых процессов в тропосфере, в настоящее время в научной литературе недостаточно. В работе [5] упоминается о регистрации колебаний с периодами 2...5 мин по измерениям вариаций концентрации аэрозольных компонент в тропосфере с использованием лидарных станций.

Одним из средств, позволяющих проводить исследование этих процессов в тропосфере, является радиолокационная система вертикального зондирования атмосферы или ветровой профилометр. Они предназначены для дистанционного бесконтактного определения параметров поля скорости ветра над точкой зондирования в тропосфере и нижней части стратосферы. Для получения информации о динамике атмосферных движений используется явление отражения электромагнитных волн от неоднородностей атмосферы в ясном небе. Временное положение отраженного сигнала и сдвиг по частоте, обусловленный эффектом Доплера, дают информацию о высоте и скорости перемещения атмосферных неоднородностей. Чтобы получить полный вектор скорости ветра обычно измеряют три его компоненты – одну вертикальную и две горизонтальные [7].

Недостаточный объем радиолокационных данных о короткопериодических колебаниях скорости ветра в тропосфере, очевидно, обусловлен тем, что большинство существующих зарубежных систем ВЗ атмосферы имеют закрытую архитектуру и предназначены для коммерческого использования, что исключает возможность гибкого изменения параметров работы РЛС для увеличения временного разрешения.

Для исследования короткопериодических колебаний в тропосфере произведена серия измерений скорости ветра с использованием РЛС ВЗ, расположенной в г. Харькове (50° с.ш., 36°15' в.д.) [8]. Увеличение временного разрешения получаемых значений скорости ветра достигалось за счет использования одного направления зондирования. При высоте зондирования 8,1 км с разрешением 300 м временное разрешение станции для получения высотного профиля скорости ветра составляет 6 с.

В период 6-16 июля 2004 г. были проведены измерения вертикальной составляющей скорости ветра и 14-20 октября 2004 г. зональной составляющей. Во все дни во время прохождения солнечного терминатора наблюдалась ясная погода.

На рис. 1 представлены результаты измерений, проеденных 14 июля, на рис. 2 – 20 октября 2004 г. (а - вариаций скорости ветра; б – спектральной мощности принятого сигнала) для восьми высотных уровней в интервале от 2,4 до 4,5 км. Моменты времени захода Солнца обозначены пунктирной линией, штрихпунктирной – время наступления гражданских сумерек. На них можно выделить три характерные временные области, связанные с изменением интенсивности динамических процессов в тропосфере:

I – область до захода Солнца, которая характеризуется наличием достаточно сильных вариаций скорости ветра. Такие вариации могут быть обусловлены турбулентными образованиями и атмосферными колебаниями, связанными с местными метеорологическими условиями (образованием облаков, неравномерным прогревом областей тропосферы и подстилающей поверхности и др.) В этой же области уровень принятого сигнала может варьироваться в пределах 10...20 дБ;

II – область во время захода Солнца – характеризуется относительно слабой интенсивностью динамических процессов. Средний уровень принятого сигнала падает на 5 – 10 дБ. уменьшаются флуктуации спектральной мощности принятого сигнала;

III – область во время наступления гражданских сумерек (летний цикл измерений) или несколько позже (осенний цикл измерений) – активность динамических процессов в тропосфере снова возрастает. Средняя спектральная мощность растет, возрастают ее флуктуации. Заметно распространение возмущений в верхние слои тропосферы, обозначенное на рис. 1, 2 штрихпунктирными стрелками.

Характер представленных на рис. 1.2 данных является типичным для всех дней проведения измерений.

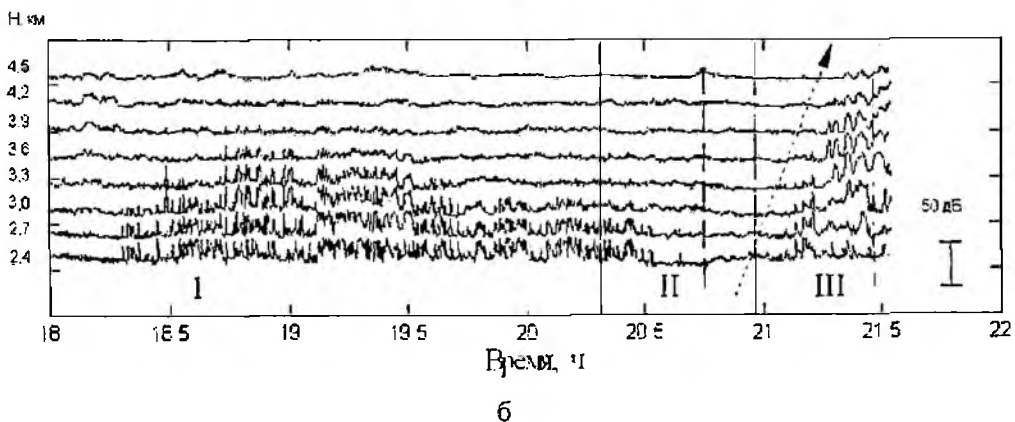
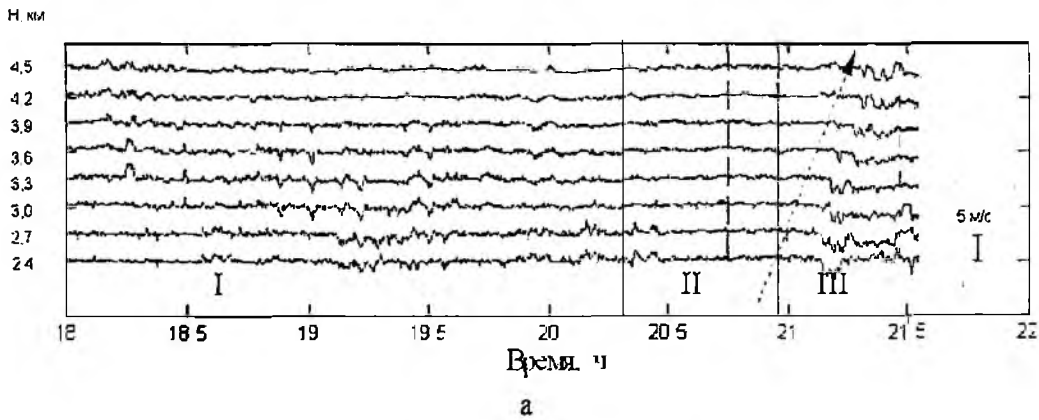


Рис. 1

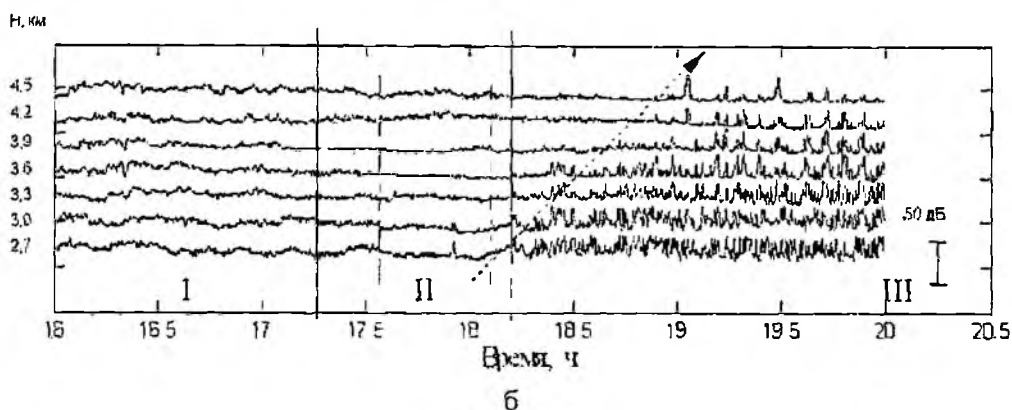
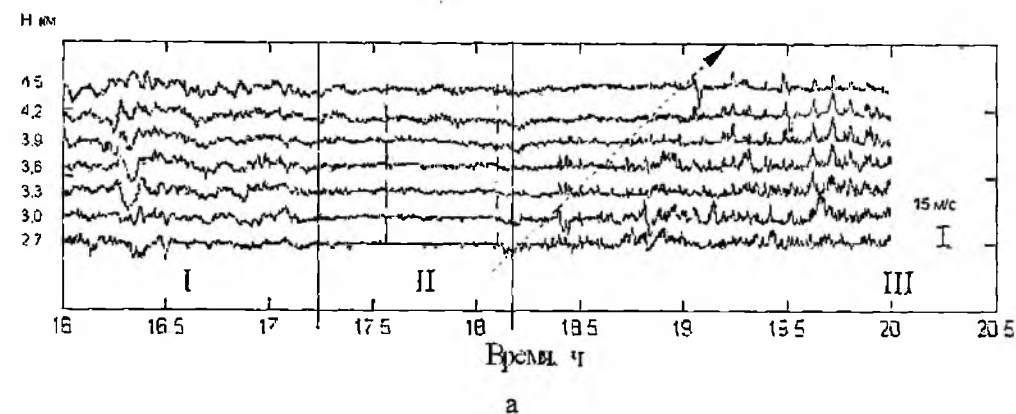


Рис. 2

Колебания в тропосфере, наблюдаемые после прохождения солнечного терминатора носят быстро затухающий характер либо проявляются в виде цугов колебаний. Для анализа и определения спектрального состава этих вариаций использован частотно-временной анализ, основанный на использовании непрерывного вейвлет-преобразования. Вейвлет-разложение дает более высокую степень частотно-временной локализации исследуемых процессов по сравнению с частотно-временным анализом на основе Фурье-преобразования [9]. В качестве базового вейвлета выбран комплексный гауссовый вейвлет седьмого порядка.

Результат частотно-временного разложения (ЧВР) вариаций зональной составляющей скорости ветра на высоте 3,6 км 20 октября 2004 г. представлен на рис. 3, а на рис. 4 приведены результаты вейвлет-разложения вариаций вертикальной составляющей скорости ветра 14 июля для различных высотных уровней.

После прохождения солнечного терминатора отмечаются сплошные спектры вариаций скорости ветра с выраженными модами, соответствующими периодам 2 и 5 мин, 20 октября колебания с периодом 2 мин представляют собой цуги волн, период которых составляет 30 – 35 мин. Амплитуды возмущений для вертикальной составляющей скорости ветра до 1 м/с, для зональной – до 5 м/с.

14 октября с ростом высоты задержка момента возникновения колебаний относительно времени захода Солнца увеличивается. На рис. 4 для пятиминутной компоненты это указано штрихпунктирной стрелкой. С ростом высоты отмечается трансформация двухмодового спектра в одномодовый. Период колебаний скорости ветра в слоях выше 4 км составляет 2,5 – 3,5 мин. Кроме того, в слое 3,5 – 4 км наблюдалось смещение моды с периодом 2 мин в область 2,5 мин. На рис. 4 для высоты 3,9 км это отмечено сплошной стрелкой.

Подобная трансформация периодов волновых возмущений наблюдалась и в другие дни. На рис. 5 представлена частотно-временная зависимость вариаций вертикальной составляющей скорости ветра 12 июля на высоте 3 км, где область процесса трансформации периода колебаний обозначена стрелкой. Это может быть обусловлено перераспределением энергии и нелинейным взаимодействием между волновыми и иными атмосферными процессами (преобладающий ветер, конвективные ячейки, вертикальные потоки, турбулентные возмущения).

Подобная трансформация периодов волновых возмущений наблюдалась также и в другие дни проведения измерений. На рис. 5 представлена частотно-временная зависимость вариаций вертикальной составляющей скорости ветра 12 июля на высоте 3 км, где область процесса трансформации периода колебаний обозначена стрелкой. Это может быть обусловлено перераспределением энергии и нелинейным взаимодействием между волновыми и иными атмосферными процессами (преобладающий ветер, конвективные ячейки, вертикальные потоки, турбулентные возмущения).

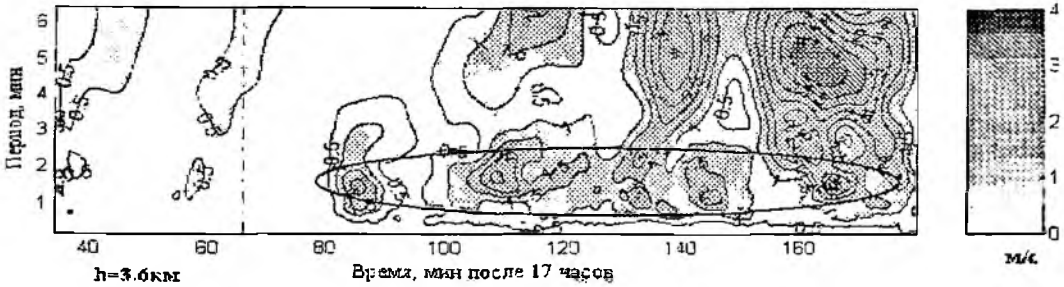


Рис. 3

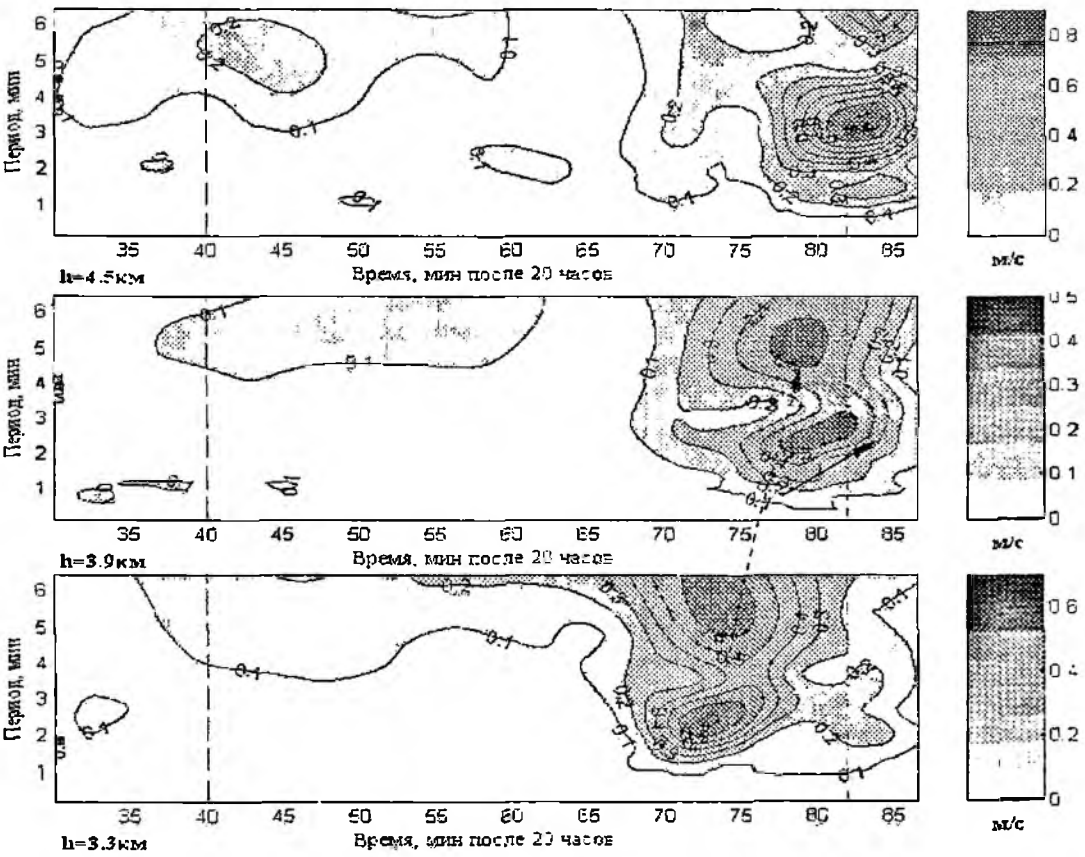


Рис. 4

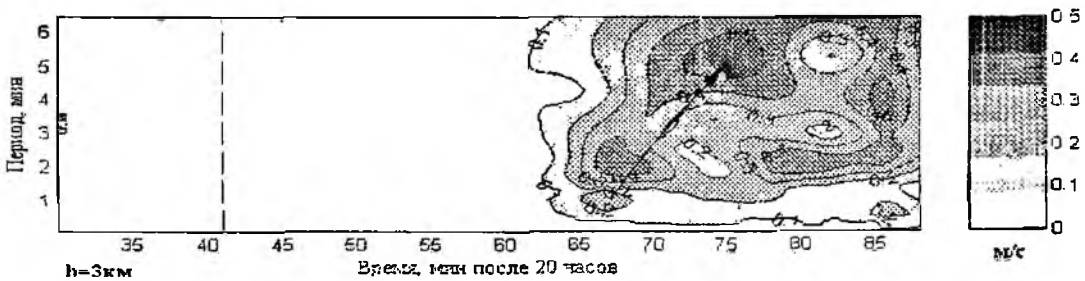


Рис. 5

Таким образом, проведенная обработка результатов радиолокационных наблюдений вариаций скорости ветра в тропосфере и спектральной мощности принятого сигнала позволила выявить следующее:

- во время прохождения солнечного терминатора отмечается резкое увеличение интенсивности высокочастотных колебаний с периодами 1 – 7 мин в нижней части тропосферы с последующим подъемом этих возмущений в более высокие слои; колебания с периодами порядка 2 мин в некоторых случаях имеют вид цугов волн;

- спектр возмущений изобилует несколькими выраженными колебаниями;

- задержка времени возникновения колебаний относительно времени прохождения солнечного терминатора варьируется в пределах 15 - 35 мин;

- в ряде случаев происходит трансформация, либо перераспределение энергии между колебаниями различных частотных областей как во временной, так и в пространственной области.

Список литературы: 1. *Сомсиков В.М.* Солнечный терминатор и динамика атмосферы. Алма-Ата: Наука, 1983. 198 с. 2. *Лидарные* исследования волновых возмущений в атмосфере, генерируемых солнечным терминатором / В.И. Дробжев, В.А. Ляджин, В.М. Сомсиков и др. // Оптика атмосферы и океана. 1988. Т 1. № 8. С. 105. 3. *Incoherent scatter radar observations of AGW/TID events generated by then moving solar terminator* / V.G.Galushko, V.V. Paznukhov, Y.M. Yampolski, et al. // Ann. Geophysicae. 1998. V. 16, P. 821 - 827. 4. *Параметры* динамических процессов в мезосфере / Панасенко С.В., Розуменко В.Т., Тырнов О.Ф и др. // Тезисы докладов Четвертой Украинской конференции по космическим исследованиям. Крым, Понизовка, 2004. С.57. 5. *Vasyliiev V.P., Sergeev V.A.* Speed-resonant terminator wave generation in the Earth atmosphere // Earth, Moon and Planets. 2000. V. 36. №2. P. 81-93. 6. *Васильев В.П., Сергеев В.А.* Обнаружение особенностей минутнопериодических вариаций атмосферной рефракции // Оптика атмосферы и океана 2001. №8. С. 672-676. 7. *Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли*. Под ред. Б.Л. Кашеева, Е. Г. Прошкина, М. Ф. Лагутина. Харьков 2002. С. 103-130. 8. *Радиолокационный ветровой профилометр «Харків»* / Б.Л. Кашеев, В.Н. Олейников, Н.И. Слипченко и др. // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. 2001. Вып. 120. С.42-49. 9. *S.K.Chui.* Wavelets: a tutorial in theory and applications, Academic Press, 1992.

Харьковский национальный университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 12.02.2005

**РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ НАБЛЮДЕНИЯ ВРЕМЕННОЙ ЗАВИСИМОСТИ
КОЭФФИЦИЕНТА АМБИПОЛЯРНОЙ ДИФФУЗИИ МЕТЕОРНОЙ ПЛАЗМЫ**

Получаемая при радиолокационных наблюдениях метеоров информация позволяет делать заключения не только о характеристиках метеорной плазмы и метеорных тел, но и о параметрах окружающей среды. По скорости спада уровня принятого сигнала можно оценивать коэффициент амбиполярной диффузии и плотность атмосферы на высотах появления метеоров (80-105 км). Измерение коэффициента амбиполярной диффузии по радионаблюдениям метеорных следов представляет большой интерес для изучения физических процессов в верхней атмосфере. Однако из-за существенных ошибок измерения величины коэффициента амбиполярной диффузии этот метод исследования атмосферы имеет некоторые ограничения. Ошибки измерения в основном обусловлены действием различных физических процессов при формировании радиоэхо от метеорного следа.

Детальное рассмотрение способа определения коэффициента амбиполярной диффузии по экспоненциальному спаду амплитудно-временных характеристик радиосигналов, отраженных от метеорных следов, показывает методическое несовершенство этого способа. Актуальным вопросом является разработка более совершенной методики определения коэффициента амбиполярной диффузии D_a , давления p , плотности ρ и температуры T в метеорной зоне атмосферы. Одной из основных задач, которую необходимо при этом решить, является задача о влиянии неизотермичности метеорного следа на скорость затухания амплитудно-временных характеристик (АВХ) сигналов, отраженных от ненасыщенных метеорных следов. В [1] отмечается, что для корректного определения параметров верхней атмосферы по результатам радиолокационных наблюдений метеорных следов необходимы специальные исследования в области теории отражения радиоволн от неизотермических метеорных следов и создание соответствующей методики определения D_a .

При интерпретации радиолокационных наблюдений предполагается, что коэффициент амбиполярной диффузии остается постоянным во времени и определяется температурой электронов и ионов, которая равна температуре окружающей среды. По оценкам [2], ионы метеорного следа приходят в состояние температурного равновесия за время образования начального радиуса метеорного следа -10^5-10^3 с. Энергия большинства электронов, появляющихся при столкновении различных нейтральных атомов, существенно отличается от тепловой [3] и превышает $E_0 = 1$ эВ. В момент образования следа температура электронов превышает температуру окружающего его газа и поэтому требуется определенное время для выравнивания температуры.

При учете одних лишь упругих столкновений электронов с молекулами газа время, особенно на больших высотах, оказывается равным около 100-200 мс, что соизмеримо со временем существования следа.

Диффузионное охлаждение оказывается более эффективным, чем охлаждение за счет неупругих столкновений, но для больших высот оно все же остается весьма продолжительным, до 5-8 мс.

По теоретическим оценкам [4] время, необходимое для выравнивания температуры электронов (при учете лишь упругих соударений электронов с тяжелыми частицами), составляет несколько десятых долей секунды, что ставит под сомнение возможность применения методики измерения D_a традиционными методами [4]. С учетом неупругих соударений электронов с молекулами воздуха и диффузионного охлаждения электронов [5], время, необходимое для выравнивания температуры, составляет единицы миллисекунд, что не вносит ошибок в общепризнанную методику обработки результатов измерений.

В тех случаях, когда энергия электронов следа выше тепловой, коэффициент амбиполярной диффузии будет больше $2D$, и будет зависеть от времени. Если бы не было других

искажающих факторов, то, в принципе, зависимость $D_a(t)$ можно установить, изменяя D_a в разные моменты времени по одной и той же амплитудно-временной характеристике отраженного сигнала. Практические оценки можно сделать, если устранить влияние ионизационной кривой, резонанса, рекомбинации, ветрового сдвига следа, учесть изменение r_0 и D_a вдоль следа.

Привлечение всей АВХ метеорного следа должно помочь в понимании процессов динамики поведения плазмы метеорного следа. Основной характеристикой неизотермичности плазмы метеорного следа может служить временная зависимость D_a , полученная за время существования следа с момента его формирования. Коэффициент амбиполярной диффузии в отдельные моменты существования следа может быть определен как

$$D = \frac{\lambda^2}{16\pi^2 \Delta t} \ln \frac{A_n}{A_{n+1}}, \quad (1)$$

где A_n и A_{n+1} – значения амплитуды, разделенные интервалом времени $\Delta t = t_{n+1} - t_n$.

В экспериментальной работе [6] показано, что коэффициент амбиполярной диффузии не остается постоянным за время существования следа, а уменьшается по экспоненциальному закону. Изменение коэффициента диффузии прекращается примерно через 0,17 с после того, как сформируется первая зона Френеля. Изменение коэффициента диффузии за время существования следа в этой работе приписывается неизотермичности метеорного следа.

Можно провести дополнительные эксперименты для уточнения механизма изменения коэффициента диффузии за время существования следа. Применение для исследований двух и более длин волн позволит наблюдать разновидности поведения коэффициента диффузии, которые нельзя приписать охлаждению электронов. Последнее не должно зависеть от поляризации и длины волны.

Присутствие поперечной составляющей в отраженном сигнале в течение резонансного рассеивания приводит к увеличению измеряемого коэффициента диффузии, который зависит от ряда факторов: линейной электронной плотности, длины волны, начального радиуса и высоты отражающей точки метеорного следа. Применение высокоточной угломерной метеорной РЛС позволяет получить ряд пространственно-временных параметров: время регистрации метеорного отражения, наклонную дальность, азимут, угол места и амплитудно-временную характеристику отраженного сигнала. Наличие этих данных позволяет выполнить детальный анализ экспериментальных результатов, выявить существующие связи между измеряемыми параметрами.

Двухчастотные измерения коэффициента амбиполярной диффузии, выполненные в рамках данной работы, дают результаты, отличные от полученных в ранее выполненных экспериментальных работах.

Остановимся на методике обработки экспериментальных данных. Реальные АВХ образуются в результате формирования метеорного следа, что приводит к появлению дифракционной картины. Теоретические кривые модуля коэффициента отражения характеризуют стационарный случай, то есть рассеяние от идеализированного мгновенно образовавшегося бесконечно длинного метеорного следа. Для исследования поведения коэффициента амбиполярной диффузии во времени необходимо получить сглаженные экспериментальные АВХ метеорного радиоэхо – так называемые стационарные кривые. Особенностью стационарных кривых является то, что они не искажены процессами формирования метеорного следа.

Сглаженные АВХ получаем, определяя среднего значение двух огибающих дифракционной кривой, проведенных по ее максимумам и минимумам. Огибающие АВХ можно аппроксимировать кусочно-ломаной кривой (рис. 1), либо параболой. Наибольшая ошибка возможна для первой зоны Френеля, поскольку огибающая, проведенная по минимумам АВХ, восстанавливается в этой зоне путем экстраполяции, рис. 1. Для обработки использовались ненасыщенные метеорные следы, отобранные с применением количественных критериев [7].

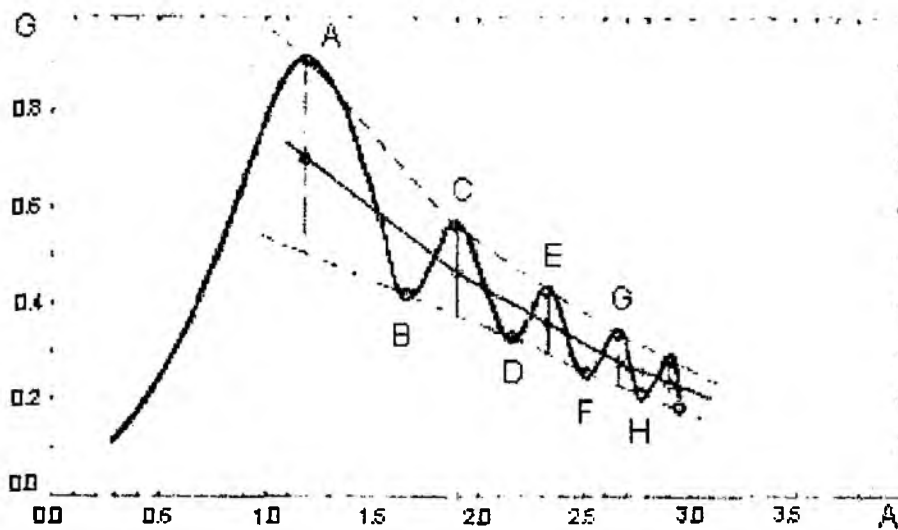


Рис. 1

Сглаженные АВХ получаем, определяя среднего значение двух огибающих дифракционной кривой, проведенных по ее максимумам и минимумам. Огибающие АВХ можно аппроксимировать кусочно-ломаной кривой (рис. 1), либо параболой. Наибольшая ошибка возможна для первой зоны Френеля, поскольку огибающая, проведенная по минимумам АВХ, восстанавливается в этой зоне путем экстраполяции, рис. 1. Для обработки использовались ненасыщенные метеорные следы, отобранные с применением количественных критериев [7].

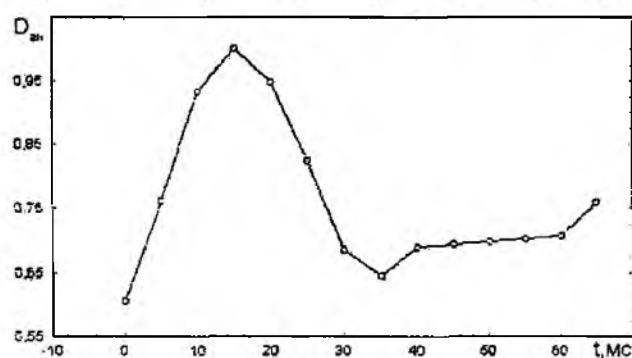
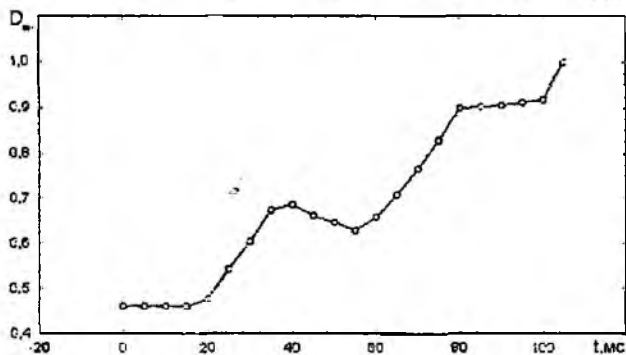
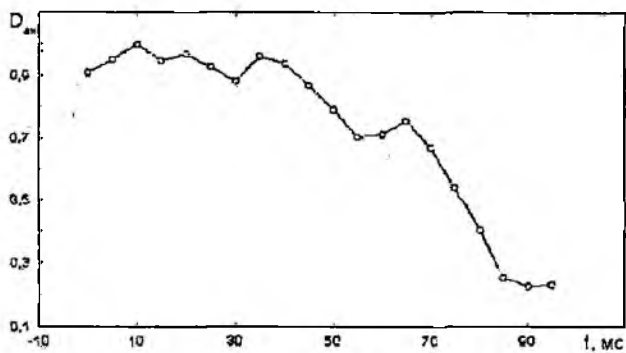


Рис. 2

Коэффициент амбиполярной диффузии в отдельные моменты существования следа определялся по амплитудам, измеренным по стационарной кривой, отстоящим друг от друга на 20 мс. очередная оценка коэффициента диффузии делалась со сдвигом по стационарной кривой на 5 мс. Поведение типичных нормированных экспериментальных зависимостей $D_a(t)$ для отдельных метеорных радиозехо на длине волны 9,6 м по экспериментальным данным, приведено на рис. 2. Видно, что среди кривых присутствуют спадающие, нарастающие во времени зависимости и зависимости, имеющие нарастающий и падающий участок.

Рассмотрим поведение коэффициента диффузии во времени в диапазоне высот метеорной зоны атмосферы, определенного по теоретическим кривым модуля коэффициента обратного рассеяния [8]. Для этого нам необходимы амплитуды сигнала, пропорциональные коэффициенту значений коэффициента обратного рассеяния, полученные через равные про-

межутки времени для продольной и поперечной составляющей. Для перехода от безразмерного радиуса следа ко времени воспользуемся *модельми* начального радиуса и коэффициента амбиполярной диффузии, рекомендованными Рабочим совещанием по проблеме избирательности оптических и радиолокационных наблюдений метеоров (Обнинск, 1982):

$$r_0 = 0,109 \exp\left(\frac{h-95}{5,45}\right) v^{0,65}, \text{ м}; \quad (2)$$

$$D = 8,0 \exp\left(\frac{h-95}{5,45}\right) \cdot \text{м}^2 \text{с}^{-1}. \quad (3)$$

Здесь h – км, v – км·с⁻¹.

При расчетах использовалась экспериментальная зависимость высоты отражающей точки метеорного следа от скорости метеорного тела, полученная в [8]. Так же, как и для экспериментальных зависимостей $D_a(t)$, модельные зависимости имеют спадающие, нарастающие во времени зависимости и зависимости, имеющие одновременно нарастающий и падающий участок.

Очевидно, что для комплексного анализа поведения во времени зависимостей $D_a(t)$ необходим значительный по объему, статистически обеспеченный экспериментальный материал, позволяющий получить усредненные зависимости, представленные в диапазоне высот метеорной зоны атмосферы.

На рис. 3 (на длине волны 9,6 м), и на рис. 4 (на длине волны 5,23 м) приведены экспериментальные высотно-временные зависимости изменения усредненных нормированных значений коэффициента диффузии на фиксированных высотах от 82 км (1) до 104 км (2) с шагом 2 км, полученных в результате обработки 500 пар АВХ ненасыщенных метеорных следов. Эти же зависимости представлены на рис. 5 (9,6 (а) и 5,23 м (б)) в виде контурных графиков трехмерной поверхности высотной зависимости временного хода нормированного значения диффузии на длине волны 9,6 - (а) и 5,23 м - (б).

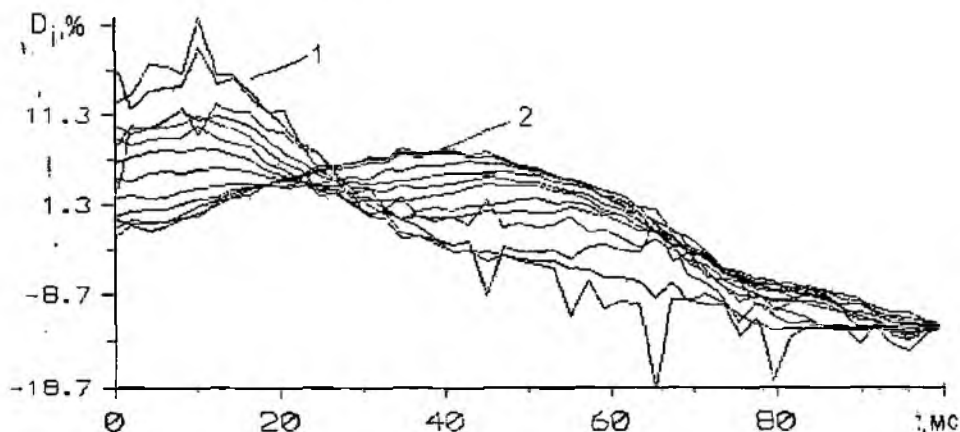


Рис. 3

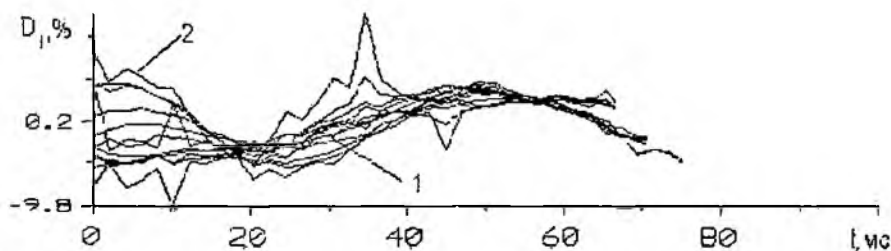


Рис. 4

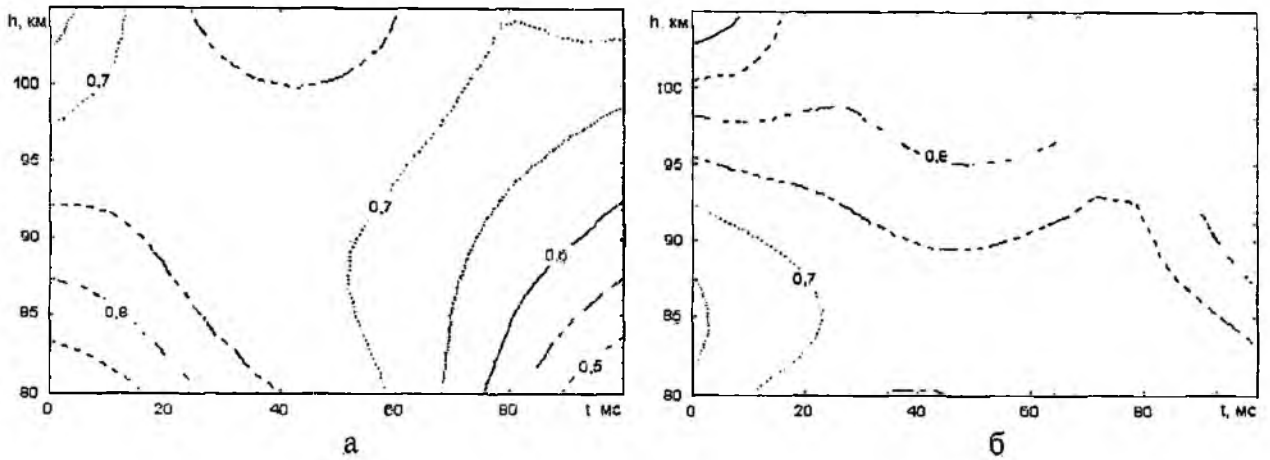


Рис. 5

Значительные изменения (до 30%) диффузии в течение существования следа наблюдаются только на более высокой длине волны 9,6 м. Характер зависимости временного хода нормированного значения диффузии с ростом высоты изменяется: в нижней части метеорной зоны зависимость близка к экспоненциальной, в верхней части – близка к параболической с максимумом на 45 мс. Наиболее сильная зависимость $D(t)$ наблюдается до высоты 92 км, с увеличением высоты эта зависимость резко ослабевает.

Коэффициент амбиполярной диффузии длине волны 5,23 м на всем протяжении времени существования следа на всех высотах метеорной зоны изменяется менее чем на 10%. Таким образом, наблюдаемое изменение коэффициента амбиполярной диффузии за время существования метеорного следа не связано с неизотермичностью метеорной плазмы.

Рассмотрим поведение модельных высотно-временных зависимостей усредненных нормированных значений коэффициента диффузии. На рис. 6, 7 представлены зависимости $D(t)$ на фиксированных высотах от 82 км (1) до 104 км (2) с шагом 4 км на длине волны 9,6 м – (рис. 6) и 5,23 м – (рис. 7.) для поперечной (а) и продольной (б) составляющей, линейная электронная плотность $\alpha = 10^{11}$ эл·см⁻³. На рис. 8, 9 – в виде изометрической проекции поверхности высотной зависимости временного хода нормированного значения диффузии на длине волны 9,6 и 5,23 м.

Анализ поведения модельных высотно-временных зависимостей усредненных нормированных значений коэффициента диффузии для продольной компоненты показывает, что в области высот до ~ 90 км наблюдается увеличение диффузии с возрастанием времени существования следа, с увеличением линейной электронной плотности крутизна этой зависимости растет. При укорочении длины волны зависимость $D(t)$ существенно ослабевает. На высотах более ~ 90 км изменение зависимости $D(t)$ для ненасыщенных метеорных следов незначительно.

Поведение модельных высотно-временных зависимостей коэффициента диффузии для поперечной компоненты существенно отличается от поведения продольной компоненты: в области высот до ~ 90 км диффузия уменьшается с увеличением времени существования следа, с увеличением линейной электронной плотности крутизна этой зависимости увеличивается. Так же, как и для продольной компоненты, при укорочении длины волны зависимость $D(t)$ ослабевает, на высотах более ~ 90 км изменение зависимости $D(t)$ для ненасыщенных метеорных следов незначительно.

Сравнение экспериментальных и модельных высотно-временных зависимостей коэффициента диффузии показывает, что характер экспериментальной зависимости во всем высотном диапазоне практически тождественен модельным высотно-временным зависимостям для поперечной составляющей, отмечается только более сильная зависимость для модельной зависимости (диапазон изменения диффузии для модельной высотно-временной зависимости

составляет около 60% на длине волны 9,6 м), несмотря на то, что преимущественное пространственное положение следа близко к горизонтальному.

В реальной обстановке метеорный след расположен произвольно по отношению к плоскости поляризации падающей электромагнитной волны. Доля вклада продольной и поперечной компоненты определяется тем углом β , под которым ось метеорными следами расположена к плоскости поляризации при облучении его электромагнитной волной с горизонтальной поляризацией. Амплитуда поля, наведенного в приемной антенне будет определяться как [10, 8]

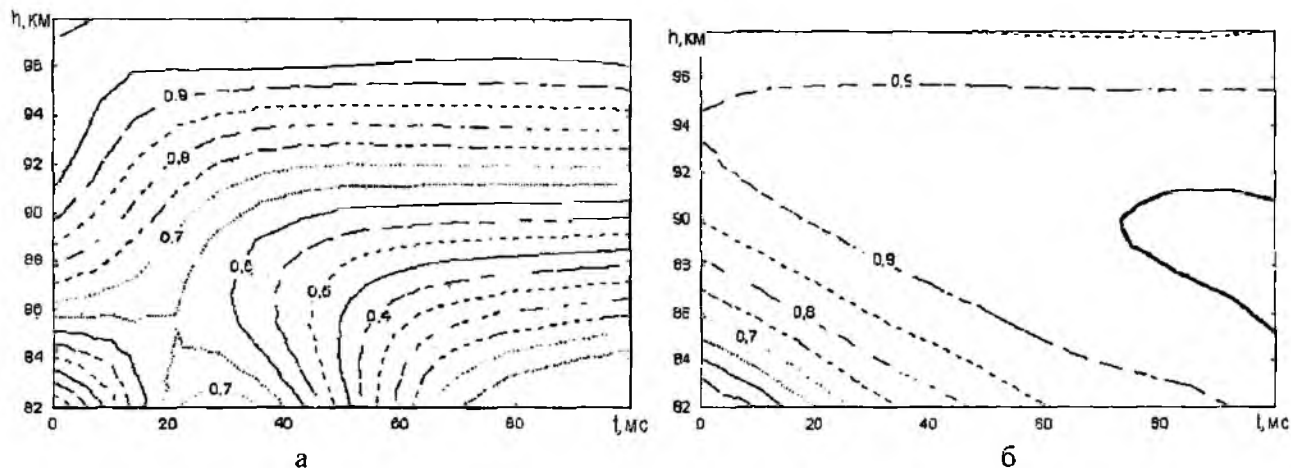


Рис. 6

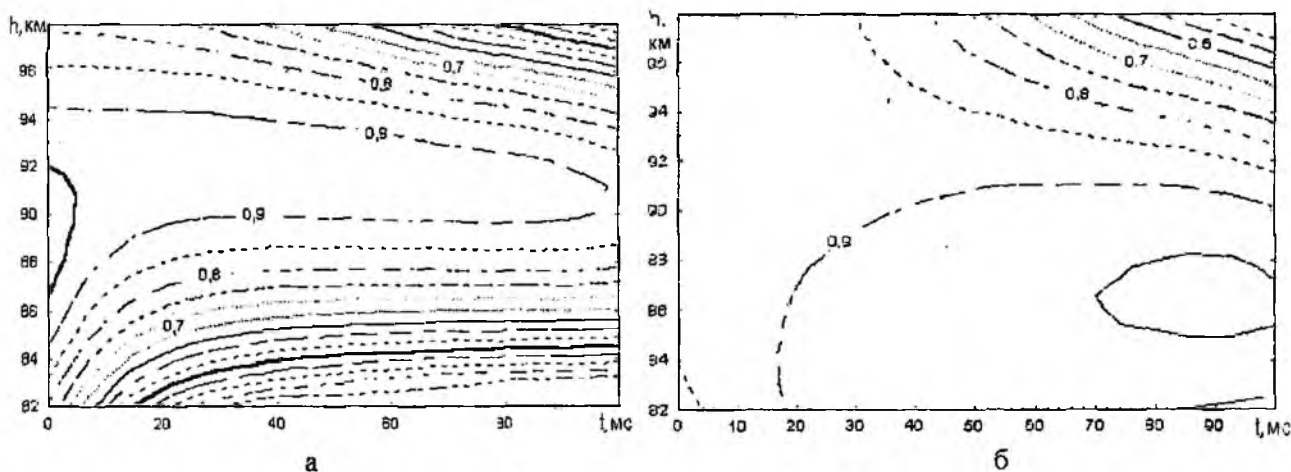


Рис. 7

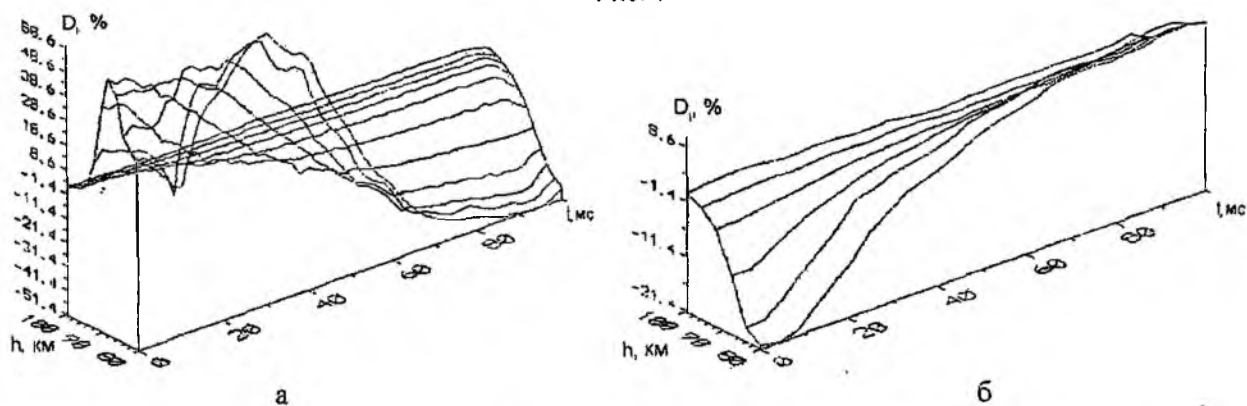


Рис. 8

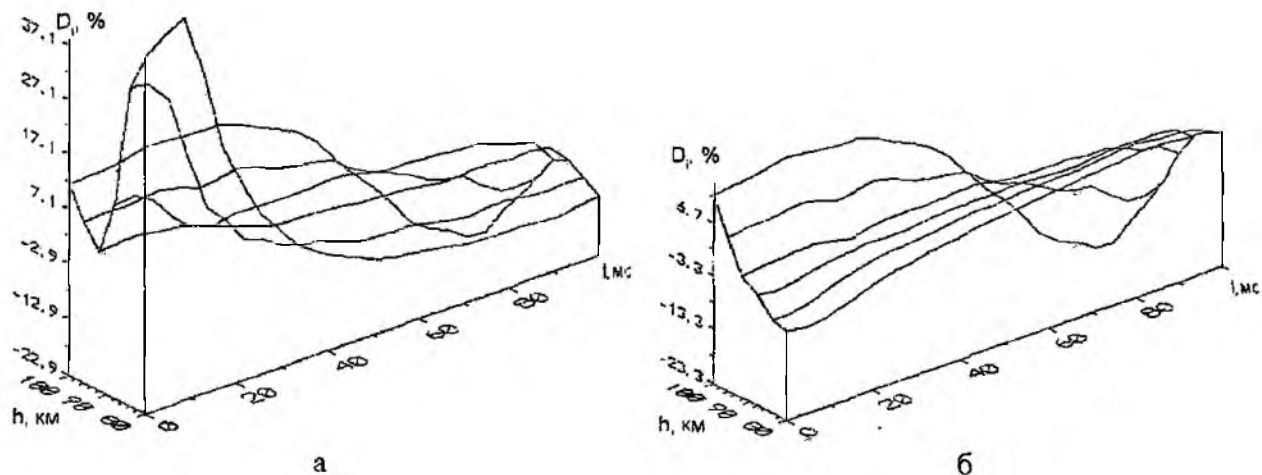


Рис. 9

$$E = E_0 \left(g_{\parallel}^2 \cos^4 \beta + g_{\perp}^2 \sin^4 \beta + 2g_{\parallel}g_{\perp} \cos^2 \beta \sin^2 \beta \cos(\varphi_{\parallel} - \varphi_{\perp}) \right)^{0.5} \quad (4)$$

где E_0 – величина, учитывающая параметры метеорной РЛС и расстояние от нее до зеркальной точки метеорного следа; g_{\parallel} , g_{\perp} – модули, φ_{\parallel} , φ_{\perp} – фаза коэффициентов отражения для продольной и поперечной компоненты.

Исследуем на модели влияние ориентации следа относительно плоскости поляризации для фиксированного значения линейной электронной плотности $\alpha = 10^{11}$ эл·см⁻¹. Для этого воспользуемся выражением (4). На рис. 10 приведены результаты модельного эксперимента: высотная зависимость временного хода нормированного значения диффузии на длине волны 9,6 м по результатам моделирования для различных углов β (10°, 20°), под которым ось метеорного следа расположена к плоскости поляризации при облучении его электромагнитной волной с горизонтальной поляризацией, линейная электронная плотность $\alpha = 10^{11}$ эл·см⁻¹.

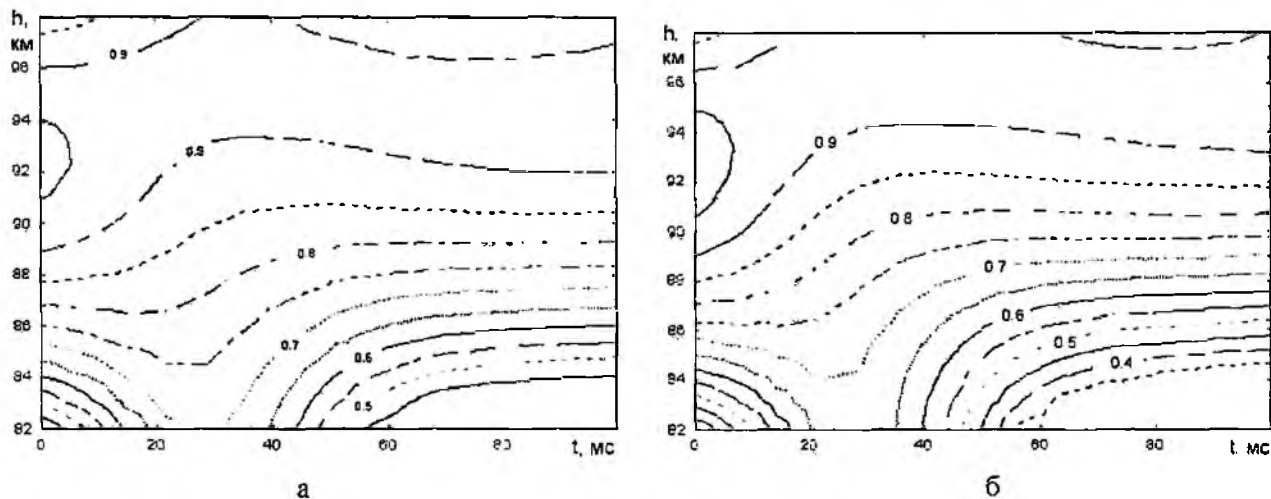


Рис. 10

Анализ результатов моделирования показывает, что характер поведения высотной зависимости временного хода нормированного значения диффузии сильно зависит от доли вклада поперечной составляющей для различных углов β . Уже при небольших углах $\beta = 10^\circ \dots 20^\circ$ характер поведения модельной зависимости становится достаточно близким к поведению экспериментальной зависимости, рис. 10 а.

Резонансный характер отражения радиоволн от метеорного следа дает убедительное объяснение поведения наблюдаемой зависимости $D(t)$, что подтверждается численным экспериментом на модели метеорного следа, учитывающим теоретические кривые модуля коэффициента обратного рассеяния.

Как ни интересно поведение амплитуды рассеянного сигнала во времени, оно служит лишь инструментом для определения других параметров атмосферы и метеорной плазмы, например коэффициента амбиполярной диффузии. Для методически правильного проведения измерений коэффициента амбиполярной диффузии, и связанных с ним структурных параметров атмосферы необходимо использовать по возможности более короткую рабочую длину волны РЛС, при этом экспериментальный материал менее всего отягощен погрешностями, связанными с формированием метеорного следа и особенностями отражения радиоволн от метеорного следа.

Список литературы: 1. *Портнягин Ю.И.* Определение параметров верхней атмосферы методом радиолокации метеорных следов // Физика верхней атмосферы. 1971. Вып.24. С.57-85. 2. *Кащеев Б.Л., Лебединец В.Н., Лагутин М.Ф.* Метеорные явления в атмосфере Земли. М.: Наука, 1967. 260 с. 3. *Портнягин Ю.И.* Об определении параметров верхней атмосферы с помощью измерений коэффициента амбиполярной диффузии методом радиолокации метеорных следов // Геомагнетизм и аэронавтика. 1972. № 3. С. 464-467. 4. *Абдрахманов Н.* Влияние ионосферы на физические процессы в метеорных следах // Труды пятого всесоюзного совещания по исследованию динамических процессов в верхней атмосфере. М.: Гидрометиздат, 1988. С.161-164. 5. *Левитский С.М., Абдрахманов Н.* Охлаждение электронов в метеорных следах // Геомагнетизм и аэронавтика. 1981. № 4. С.674. 6. *Делов И.А.* К вопросу о неизотермичности метеорных следов // Астрономический вестник. 1975. Т.46. №4. С.232-235. 7. *Олейников В.Н.* Эффективность критериев отбора ненасыщенных метеорных следов // Метеорные исследования. М: ВИНТИ. 1985 № 10. С. 53-58. 8. Исследование взаимодействия электромагнитных волн с ионизированными следами в ионосфере ("Ракурс"): Отчет о НИР (промежуточный) / Киевский гос. ун-т им. Т.Г. Шевченко. К., 1982. 97с. 9. *Олейников В.Н.* Начальный радиус метеорного следа и его влияние на замечаемость радиолокационных метеоров: Дисс... канд техн. наук: Харьков, 1983. 270 с. 10. *Чумак Ю.В., Мойся Р.И., Стосаренко И.И.* Поляризационные эффекты при взаимодействии радиоволн с метеорными следами // Метеорные исследования. 1979. №6. С.33-38.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 07.09 2004

А.Н. ОЛЕЙНИКОВ, канд. техн. наук, К. ЯКОБИ, д-р наук, Д.М. СОСНОВЧИК

РАДИОМЕТЕОРНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ ПРОСТРАНСТВЕННО - ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ ВГВ

Введение

Исследования ветрового режима атмосферы Земли показали существенное влияние внутренних гравитационных волн (ВГВ) на динамические процессы и энергетический баланс в области мезопаузы – нижней термосферы [1]. Распространяясь из нижних слоев либо зарождаясь в верхней атмосфере, ВГВ дают существенный вклад в импульс, энергию и влияют на общую циркуляцию и температурный режим в верхней атмосфере [2,3]. За последние десятилетия большое количество информации о ВГВ было получено благодаря различным методам исследования с применением:

- метеорных РЛС (Харьков, Украина; Обнинск, Казань, Россия) [4, 5];
- MU радаров (middle and upper atmosphere radar) в Шигараки, Япония (Shigaraki, Japan) [6,7];
- MF радаров (medium frequency radar) в Саскатоне, Канада (Saskatoon, Canada) [8].

В настоящей работе представлены результаты радиометеорных исследований, проведенных с использованием автоматического угломера метеорной радиолокационной станции в Харьковском национальном университете с целью получения индивидуальных пространственно-временных параметров ВГВ и установления особенностей их распределения.

Автоматический угломер метеорной РЛС (АУ МРЛС) предназначен для исследования динамических параметров атмосферы Земли на высотах 80-105 км с возможностью выявления высотной структуры ветровых движений. АУ МРЛС состоит из пятиэлементной антенной системы, ориентированной в восточном направлении, и производит измерение радиальной скорости дрейфа, угловых координат (азимут и угол места), наклонной дальности до отражающей области метеорного следа [5].

Методика обработки данных

В качестве исходного алгоритма обработки радиометеорных данных, для получения информации о ВГВ, использовался алгоритм, суть которого заключается в следующем [9,10]. Зона, обозреваемая МРЛС, разбивается на отдельные слои по высоте и зоны по дальности. Для эффективного проведения спектрального анализа временной ряд горизонтальных значений скорости ветра подвергается низкочастотной и высокочастотной фильтрации. По рассчитанным спектрам горизонтальных скоростей отдельных областей, разнесенных по дальности, находится осредненный спектр для каждого высотного слоя. Одновременно производится разделение спектра на когерентную составляющую спектральной плотности и шумовую. Наличие максимума в спектре на частоте предполагаемой волны – обязательное, но недостаточное условие обнаружения ВГВ. отождествление колебаний с ВГВ осуществляется исходя из следующих критериев:

- повторение максимумов в спектре на частоте предполагаемой волны в слоях по высоте и зонах по дальности;
- близкое к линейному изменение фазы волны по дальности и высоте;
- превышение амплитуды волновых составляющих над шумами;
- ширина максимумов в спектре не превышает полосу пропускания частотного фильтра.

Отобранные указанным образом реализации анализируются на предмет определения пространственно-временных и энергетических параметров ВГВ.

В процессе исследования работы этого алгоритма были выявлены некоторые его недостатки:

- а) в алгоритме не учитывалось время существования ВГВ, что привело к ухудшению выявления волн, длительность которых меньше времени Фурье-анализа;

б) при оконном Фурье-преобразовании возникают боковые гармоники в спектре, которые затрудняют выделение соседних колебаний;

в) метод наименьших квадратов, который используется при аппроксимации зависимостей дальность-фаза и высота-фаза, приводит к существенным ошибкам, если в обрабатываемых данных встречаются резкие выбросы результатов расчета, которые неизбежно встречаются при обработке больших массивов данных.

В результате обработки большого массива данных было выявлено, что модель ВГВ можно представить в следующем виде (рис. 1). При зарождении волны ее амплитуда возрастает, достигая своего апогея, после чего наступает момент ее распада и амплитуда уменьшается.

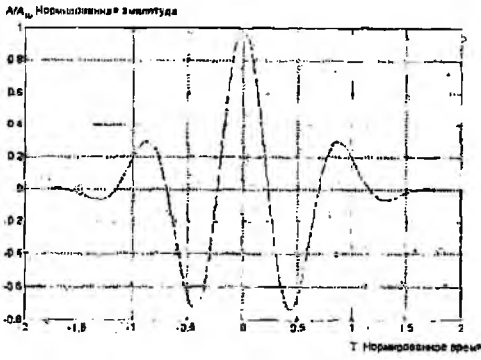


Рис. 1

Для устранения указанных недостатков с учетом принятой модели ВГВ в модифицированном алгоритме обработки радиометеорных данных предложено использовать:

1. Вейвлет-анализ, при нахождении амплитудного и фазового спектров. Такой выбор спектрального анализа является предпочтительным по двум причинам. Во-первых, вейвлет-анализ можно проводить с использованием базовых вейвлет-функций, максимально подобных к структуре ВГВ (рис. 2). Во-вторых, нет необходимости производить выбор временного

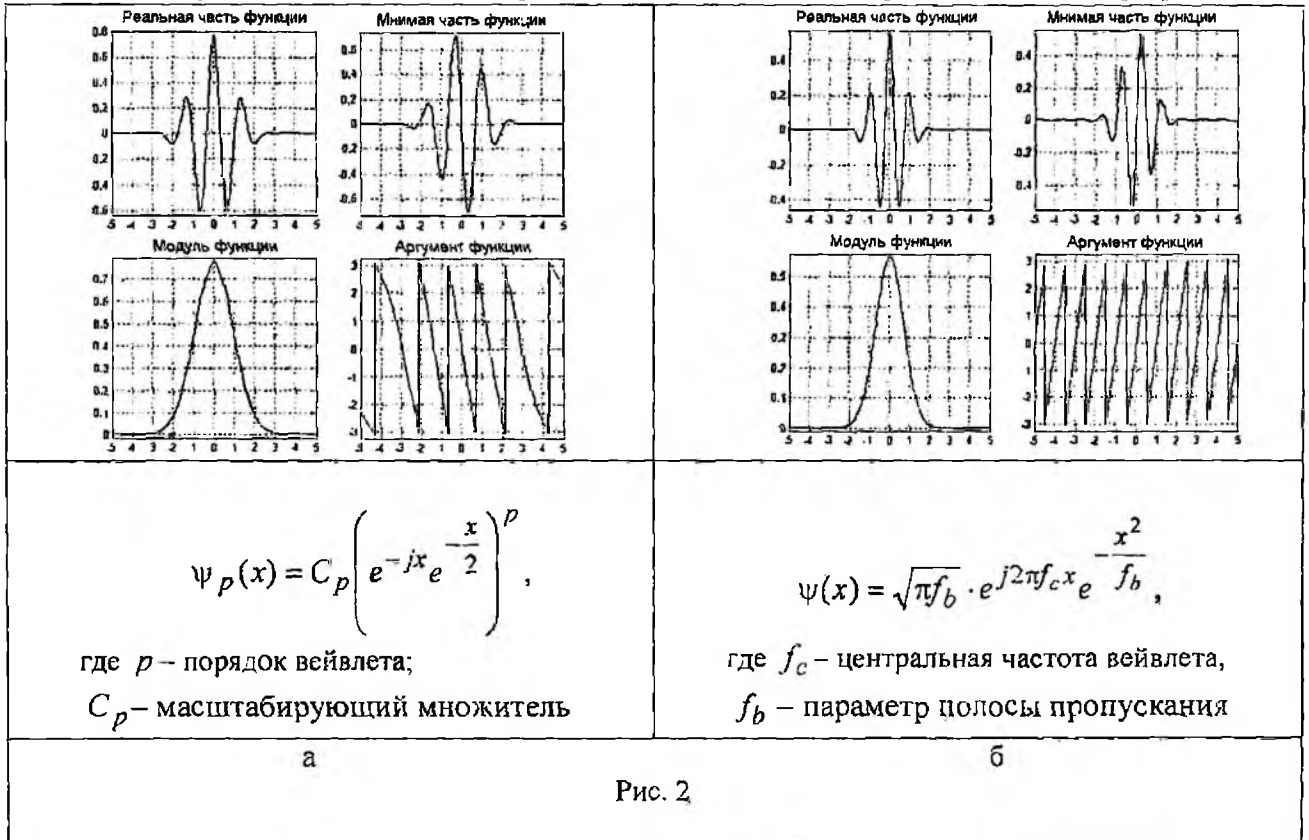


Рис. 2

окна при спектральном анализе, так как вейвлет-анализ «адаптирован» к нахождению сигналов с различными длительностями. На рис. 2 представлены комплексный вейвлет Гаусса 8-го порядка и комплексный вейвлет Морлета с параметрами $f_c=1$ и $f_b=1$ и их аналитические выражения, применимые для обнаружения ВГВ.

– Аппроксимация фазовых зависимостей робастным методом наименьших квадратов. В большинстве случаев ошибки измерений распределены по нормальному закону, и большие значения ошибок встречаются очень редко. Точки с большим значением ошибки принято на-

зывать промахами. Наибольший недостаток при аппроксимации методом наименьших квадратов это чувствительность к промахам. Последние сильно влияют на результат аппроксимации, вследствие того что производится минимизация квадрата ошибки. Для уменьшения влияния промахов предложено использовать робастную аппроксимацию. Она снижает их влияние, оставляя типовой алгоритм аппроксимации метода наименьших квадратов [11-14]. Робастная аппроксимация позволяет снизить погрешность определения горизонтальной и вертикальной длины гравитационной волны при наличии промахов в результатах.

Учитывая указанные недостатки и опыт обработки больших объемов радиометеорных данных предлагается следующий алгоритм выявления ВГВ по радиометеорным данным:

- радиометеорные данные разбиваются на слои по высоте и зоны по дальности, со средними значениями h_i и d_i ;
- для подавления случайных выбросов и высокочастотных составляющих проводится высокочастотная фильтрация данных скользящим окном; размер временного окна 10 мин. В этом случае будут подавляться все высокочастотные составляющие с периодами менее 5 мин;
- для проведения вейвлет-анализа, который предусматривает равномерное распределение данных во времени, временной ряд горизонтальной скорости ветра подвергается усреднению в 5-минутных интервалах (это позволит выявлять ВГВ с периодами от 30-40 мин и более);
- проводится непрерывное вейвлет-преобразование для усредненных по времени данных с использованием комплексных вейвлета Гаусса 8-го порядка либо вейвлета Морлета с параметрами $f_c = 1$ и $f_b = 1$ как наиболее удовлетворяющих модельному виду ВГВ;
- по рассчитанным вейвлет-спектрам горизонтальной скорости ветра, для отдельных областей d_i разнесенных по дальности, находится осредненный спектр для каждого высотного слоя h_i ;
- по осредненным вейвлет-спектрам определяются частоты и время максимумов возмущений скорости ветра;
- строится зависимость дальность–фаза, проводится ее линейная аппроксимация робастным МНК алгоритмом, с проверкой гипотезы о линейной регрессии данных [15] и определяется горизонтальная длина ВГВ;
- пространственной областью существования волны принимается высотный диапазон, в котором рассчитанные горизонтальные длины волн не превосходят среднеквадратическое отклонение относительно среднего значения горизонтальной длины волны в этой области;
- проверка вертикальной структуры ВГВ – для каждого высотного слоя h_i определяется среднее значение фазы и строится зависимость высота–фаза; проводится аппроксимация прямой линией зависимости высота–фаза и проверяется гипотеза о линейной регрессии данных;
- проверка дисперсионного соотношения для волны: фазовая скорость ВГВ должна удовлетворять выражению [16]:

$$C \leq C_{\max} = 2NH.$$

где N – частота Брента-Вяйсяля; H – высота однородной атмосферы.

Основные результаты исследования

Ниже приведены результаты обработки радиометеорных данных, по приведенному выше алгоритму, полученных в период июль-август 1998 и 1999 годов (124 сут.) во время проведения программы INTAS 96-1669 Experimental and theoretical investigation of tide modulation by planetary waves. За этот период было обнаружено более 1 500 волн и определены их пространственно-временные параметры.

На рис. 3 представлены гистограммы распределения вертикальной и горизонтальной длины ВГВ. Для удобства восприятия полученных результатов на рис. 3 положительные значения длин волн соответствуют распространению энергии ВГВ вверх и в западном направлении, а отрицательные значения – распространению энергии ВГВ вниз и на восток. Наиболее вероятные значения вертикальной длины волн λ_z составляют 10–30 км, для любого направления распространения энергии ВГВ. Преобладающим направлением распространения энергии волн

является восходящее, что согласуется с [17,18]. Соотношение между восходящими и нисходящими потоками составляет 65% к 35% соответственно. Доминирующие горизонтальные длины волн $\lambda_x = 100-500$ км. В отличие от вертикального распространения волн, горизонтальное – не имеет ярко выраженного характера. Соотношение между западным и восточным направлением распространения составляет 56 к 44% соответственно.

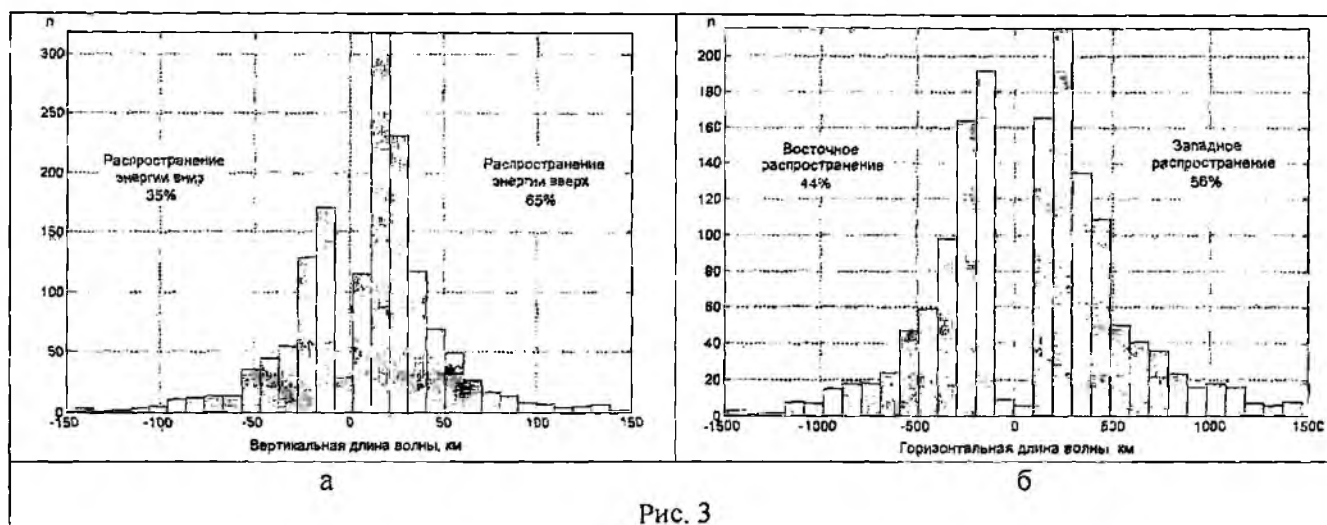


Рис. 3

На рис. 4 представлены гистограммы распределения периодов ВГВ и моментов времени их появления в течение суток. Гистограмма моментов времени появления ВГВ (рис.4б) имеет один слабо выраженный максимум, который расположен в области ранних утренних часов наблюдений. Гистограмма распределения периодов ВГВ (рис.4а) может быть описана экспоненциальной зависимостью. Преобладающими являются высокочастотные ВГВ с периодами 0,8–2 ч. Вероятность появления ВГВ с большими периодами, уменьшается с увеличением их периода.

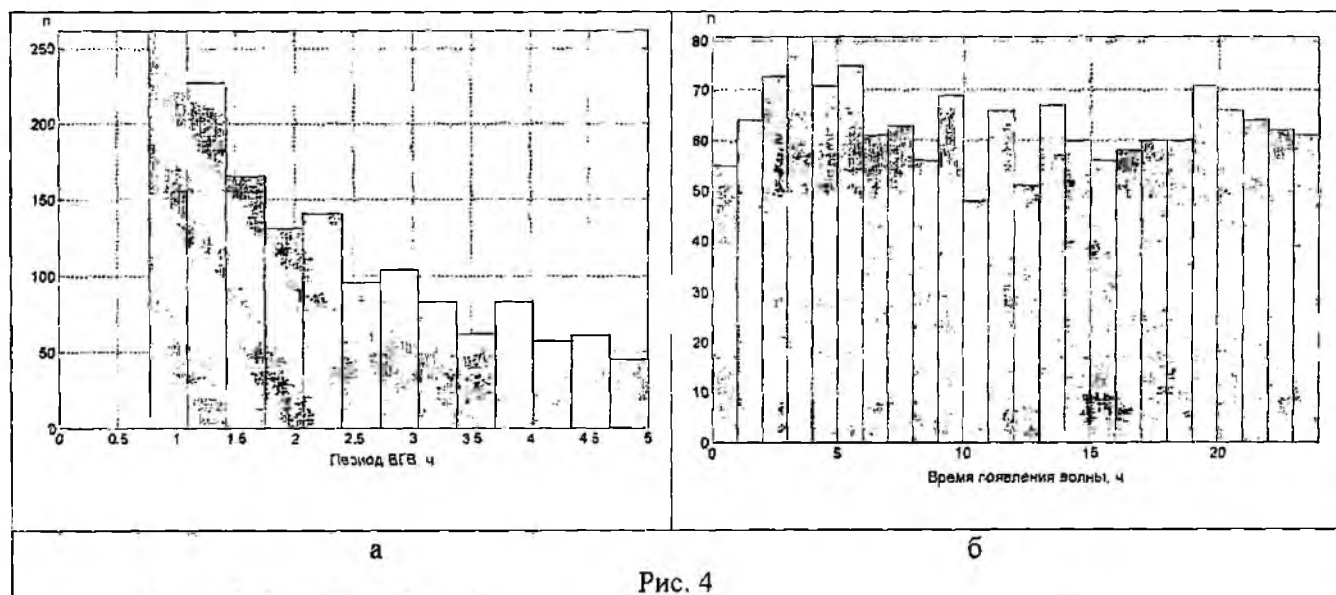


Рис. 4

Гистограммы распределения горизонтальной фазовой скорости и горизонтального волнового числа представлены на рис. 5, а гистограммы распределения вертикальной фазовой скорости и вертикального волнового числа на рис. 6.

На рис. 7 и 8 представлены зависимости горизонтальной и вертикальной фазовых скоростей от частоты, а также горизонтальных и вертикальных волновых чисел от частоты ВГВ. На рисунках видна тенденция увеличения фазовой скорости ВГВ при возрастании ее частоты

как для горизонтальной, так и для вертикальной составляющих. Аналогичная ситуация наблюдается и для волновых чисел. Однако для вертикального волнового числа зависимость имеет слабо выраженный характер.

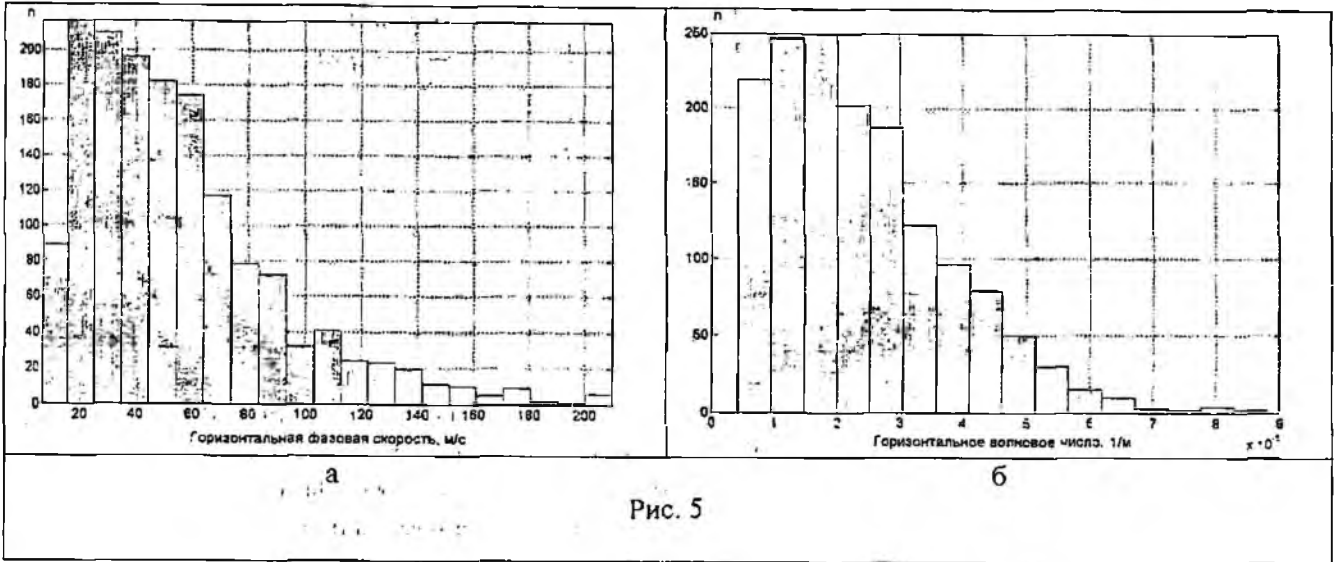


Рис. 5

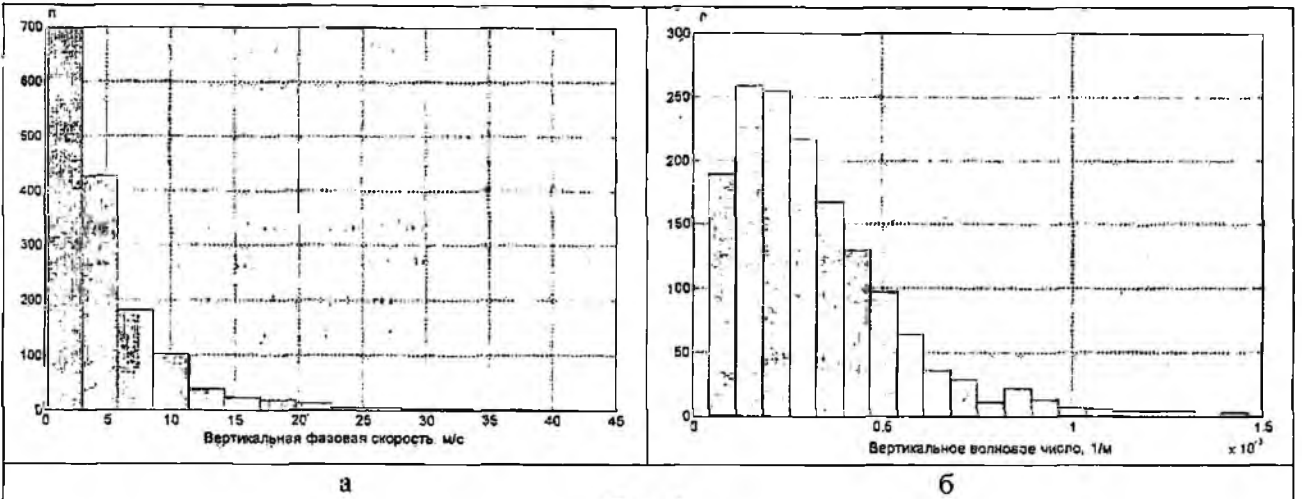


Рис. 6

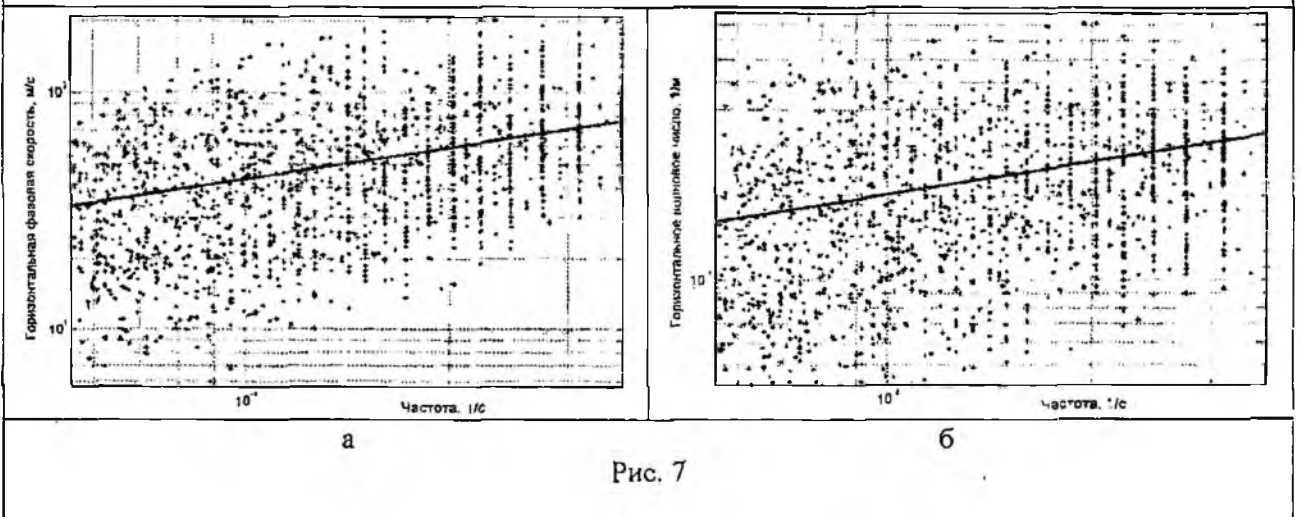


Рис. 7

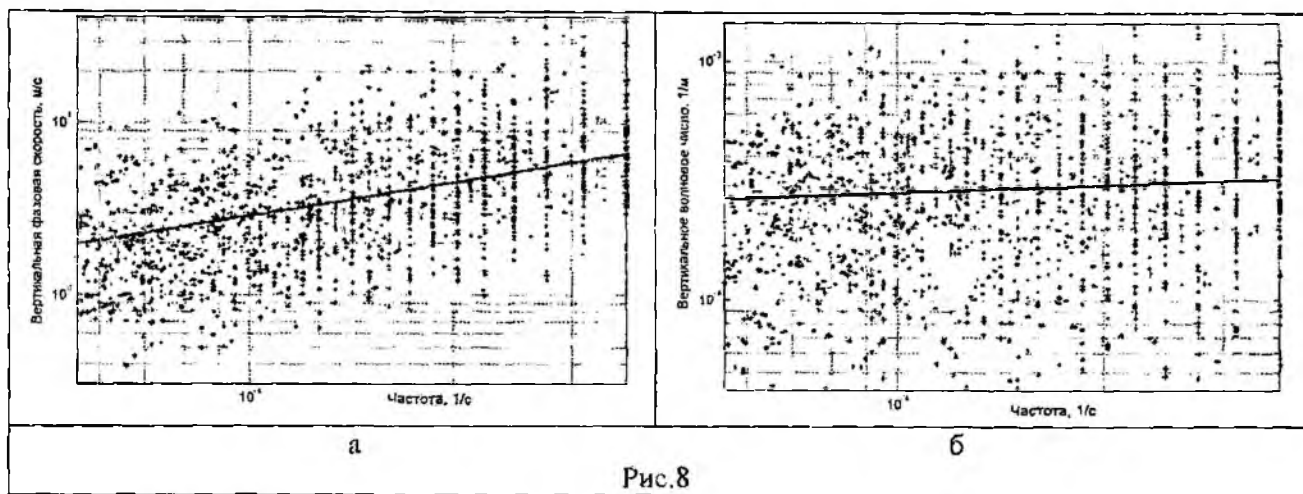


Рис.8

Полученные распределения пространственно-временных параметров ВГВ достаточно хорошо согласуются с результатами исследования других авторов. В более ранних работах [7,10,16] получены результаты касательно горизонтальной структуры ВГВ. Распределение горизонтальной фазовой скорости ВГВ, распределение горизонтального волнового числа, а также их зависимости от частоты ВГВ, имеют аналогичный характер и порядок чисел, как и полученные в данной статье.

В работах [4,7] распределение частот ВГВ имеет равномерный характер, в то время как полученное распределение периодов ВГВ, представленное на рис. 4, показывает доминирование высокочастотных ВГВ (короткопериодические волны).

Заключение

В данной статье представлена модифицированная процедура выявления внутренних гравитационных волн по радиометеорным данным с использованием вейвлет-анализа при нахождении спектров горизонтальных скоростей ветра. Использование приведенного алгоритма позволило увеличить количество идентифицируемых волн и снизить погрешность определения пространственно-временных параметров ВГВ.

Впервые получено распределение вертикальных длин волн и направления распространения энергии ВГВ по радиометеорным данным. На гистограмме (рис. 3а) видно яркое доминирование восходящего распространения энергии ВГВ (65%).

Найдено распределение времени появления ВГВ в течение суток (рис. 4б). Распределение имеет приблизительно равномерный характер, с небольшим максимумом в области 3–7 часов.

Гистограмма периодов ВГВ (рис. 4а) показывает явное доминирование высокочастотных ВГВ.

Список литературы: 1. Гаврилов Н.М. Тепловой эффект внутренних гравитационных волн в верхней атмосфере // Изв. ВУЗов. Геофизика. 1974. №1. С.83-84. 2. Gavrilov N.M., Fukao S., Nakamura T., Jacobi C., Kürschner D., Manson A.H., Meek C.E. Comparative study of interannual changes of the mean winds and gravity wave activity in the middle atmosphere over Japan, Central Europe and Canada // J. of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics 64 (2002), 1003-1010. 3. Gavrilov N.M., Fukao S., Nakamura T. Gravity wave intensity and momentum fluxes in the mesosphere over Shigaraki, Japan (35°N, 136°E) during 1986-1997 // Ann. Geophysicae 18, 834-843(2000). 4. Кальченко Б.В., Кашцев Б.Л., Олейников А.Н. Радиометеорные исследования вертикальной структуры внутренних гравитационных волн и нерегулярных движений // Изв. АН СССР. ФАО. 1985. Т.21. №2. С.123. 5. Олейников А.Н., Кашцев Б.Л. Исследование атмосферных динамических процессов в области мезопаузы – нижней термосферы методом радиолокации метеорных следов // Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли / Под общ. ред. Б.Л.Кашеева, Е.Г. Прошкина, М.Ф. Лагутина. Харьков: ХНУРЭ; Бизнес-Информ, 2002. 426 с. 6. Yamamoto M., Tsuda T., Kato S., Sato T. and Fukao S. A saturated inertia gravity wave in the mesosphere observed by the middle and upper atmosphere radar // J. Geophys. Res., V.92, No. D10. P. 11 993-11 999, 1987. 7. Gavrilov N.M., Fukao S., Nakamura T., Tsuda T., Yamanaka M. D. and Yamamoto M. Statistical

analysis of gravity waves observed with the middle and upper atmosphere radar in the middle atmosphere: 1. Method and general characteristics // *Geophys. J. Res.*, 101, 29 511-29 521, 1996. 8. *Manson A.H., Meek C.E., Hall C., Hocking W.K., MacDougall J., Franke S., Igarashi K., Riggan D., Fritts D.C. and Vincent R.A.* Gravity wave spectra, direction and wave interactions: Global MLT-MFR network // *Earth Planets Space*, V.51, 543-562, 1999. 9. *Гаврилов Н.М.* Алгоритм для определения параметров внутренних гравитационных волн в метеорной зоне // *Изв. АН СССР. ФАО.* 1981. Т.17. №7. С.762. 10. *Калов Е.Д., Гаврилов Н.М.* Исследование сезонных изменений параметров гравитационных волн в метеорной зоне // *Изв. АН СССР. ФАО.* 1985. Т.21. №10. С.1036. 11. *DuMouchel W.H. and O'Brien F.L.* Integrating a Robust Option into a Multiple Regression Computing Environment // *Computer Science and Statistics: Proceedings of the 21st Symposium on the Interface*, Alexandria, VA: American Statistical Association, 1989. 12. *Holland P.W. and Welsch R.E.* Robust Regression Using Iteratively Reweighted Least-Squares // *Communications in Statistics: Theory and Methods*, 1977. A6. 813-827. 13. *Huber P.J.* Robust Statistics, New York: Wiley, 1981. 14. *Street J.O., Carroll R.J. and Ruppert D.* A Note on Computing Robust Regression Estimates via Iteratively Reweighted Least Squares // *The American Statistician*, 42, 152-154, 1988. 15. *Брандт З.* Статистические методы анализа наблюдений. // М.: Мир, 1975. 98 с. 16. *Гаврилов Н. М., Медведев А. С.* Статистическая модель внутренних гравитационных волн в метеорной зоне // *Изв. РАН. Физика атмосферы и океана*, 1997. Т.33. № 1. С. 77-81. 17. *Хайнс К.О.* Атмосферные гравитационные волны // *Термосферная циркуляция / Под ред. У. Узбаба.* 1975. С.120-177. 18. *Andrews, D.G., Holton, J.R., Leovy, C.B.*, Middle Atmosphere Dynamics // Academic Press. New York, 1987.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 03.11.2004

И. Е. АНТИПОВ, канд. техн. наук, В. В. БАВЫКИНА, канд. техн. наук,
Ю. А. КОВАЛЬ, д-р. техн. наук, А. И. ШКАРЛЕТ

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПРИЕМА ТВ СИГНАЛОВ ЧЕРЕЗ МЕТЕОРНЫЕ СЛЕДЫ И ЕЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ПОДТВЕРЖДЕНИЕ

Вопрос о возможности исследования метеорных явлений методами полуактивной радиолокации для научных и практических задач был поставлен в работе [1]. Такими задачами являются: оценка коэффициента заполнения метеорного радиоканала в интересах связи и синхронизации; оценка численности метеорных следов; определение скорости и направления ветра (по доплеровскому смещению частоты сигнала, отраженного от метеорного следа); определение радиантов метеорных частиц с последующей идентификацией порождающих их космических объектов и оценкой метеорной опасности, а также исследование свойств ионосферы, как среды, влияющей на распространение радиоволн.

Кроме того, в [1] указываются преимущества метода полуактивной радиолокации по сравнению с традиционными методами исследования, основанными на использовании радиолокаторов с передатчиками большой мощности: меньшая стоимость оборудования и самих исследований, отсутствие излучения. В качестве источников излучения в [1] предлагается использовать имеющиеся ТВ передатчики, работающие в метровом диапазоне волн, а именно, на первом и втором частотных каналах. Частоты этих каналов (48,5...56,5 и 58,0...66,0 МГц) с точки зрения метеорного распространения радиоволн наиболее удобны.

В данной статье рассмотрены вопросы приема удаленных ТВ передатчиков через метеорный радиоканал с точки зрения уровня сигнала, формы диаграммы направленности (ДН) антенны передающих станций и размещения их на местности.

Оценим уровень сигнала, который может создавать ТВ передатчик при метеорном распространении радиоволн. Для случая рассеяния «вперед» от ненасыщенного метеорного следа мощность принимаемого сигнала может быть найдена по формуле [2]:

$$P_{пр} = \frac{P_{пер} G_{пер} G_{пр} \sigma \lambda_w^3 \alpha^2 \cos^2 \mu \exp\left(-\frac{8\pi r_0}{\lambda_w \sec^2 \theta}\right)}{(4\pi)^3 r_{пер} r_{пр} (r_{пер} + r_{пр}) (1 + \sin^2 \theta \cos^2 \gamma)}, \quad (1)$$

где $P_{пер}$ – мощность передатчика;

$G_{пер}$, $G_{пр}$ – коэффициенты направленного действия антенны передатчика и приемника;

λ_w – длина волны; α – линейная плотность электронов (на 1 м);

μ – угол между вектором электрического поля падающей волны и осью следа;

θ – угол падения передаваемой волны на след;

γ – угол между метеорным следом и большим кругом, проведенным через пункты передачи, приема и отражающую точку метеорного следа;

$r_{пер}$ и $r_{пр}$ – расстояния между передающей антенной и отражающей областью и приемной антенной и отражающей областью; r_0 – начальный радиус метеорного следа;

σ – эффективная поверхность рассеяния электрона (10^{-28} м^2).

Рассмотрим оценки численных значений входящих в формулу величин.

Мощность ТВ передатчика может составлять от нескольких десятков ватт до 50 кВт.

Практический интерес представляют передатчики мощностью более 5 кВт.

ДН телевизионной передающей антенны в азимутальной плоскости, как правило, круговая, а в угломестной она формируется так, чтобы ее главный лепесток (шириной $10^\circ \dots 15^\circ$) был «прижат» к земной поверхности. Таким образом, достигается максимальный радиус зоны обслуживания [4]. Это позволяет оценить коэффициент направленного действия передающей антенны $G_{пер} = 4 \dots 6$. Следует заметить, что ДН такого типа в метеорной радиосвязи формируется в тех случаях, когда расстояние между корреспондентами составляет более 1000 км [2]. Что же касается высоты установки передающей антенны, то она, в отличие от приема сигнала земным лучом, для метеорного распространения радиоволн существенного значения не имеет.

Исходя из такой формы ДН и геометрии метеорного распространения радиоволн, наиболее удобное расстояние для приема ТВ сигнала, отраженного от метеорных следов, составляет 700...1600 км. Для коротких трасс максимум ДН должен быть направлен под большим углом к горизонту [3], а передающая ТВ антенна под таким углом не излучает и не облучает участок метеорной области, в которой концентрируются метеорные следы. «полезные» для связи на небольшие расстояния. Участок метеорной области, участвующий в отражении сигнала, оказывается ограниченным с одной стороны горизонтом, а с другой формой – ДН передающей антенны (рис. 1).

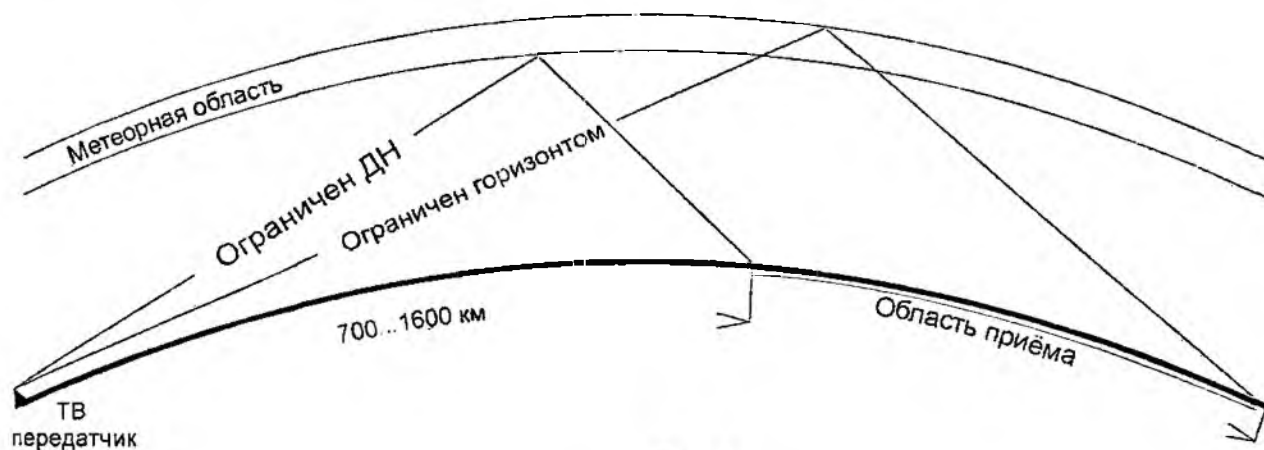


Рис. 1

Расстояние более 1600 км заметно снижает амплитуду отраженного сигнала.

Длина волны для первого частотного канала составляет 6.03 м, для второго – 5.06 м.

В случае использования для приема антенны «волновой канал», типичной для метеорной радиосвязи, ее коэффициент направленного действия можно оценить как $G_{np} = 4...7$.

Линейная электронная плотность для ненасыщенного метеорного следа может составлять 1010...1017 эл/м, в зависимости от его характеристик. Начальный радиус следа для оценочного расчета примем равным 1 м.

Для выполнения точных расчетов необходимо осуществлять моделирование метеорного распространения радиоволн, аналогичное тому, которое выполнялось в работе [3] для коротких трасс. В рамках данной статьи ограничимся оценкой возможной принимаемой мощности для передатчика мощностью 50 кВт, работающего на первом частотном канале, при расстоянии между пунктами 800 км. Расчет, произведенный по формуле (1), показывает, что при линейной электронной плотности следа 1013...1017 эл/м уровень сигнала может составлять 10-13...10-7 Вт, что на антенне «волновой канвл» соответствует напряжению 10...3000 мкВ. Стоит отметить, что ограниченная усилением чувствительность типового телевизионного приемника в метровом диапазоне составляет 50...100 мкВ [5]. Сделанная оценка показывает, что даже при меньшей мощности ТВ передатчика имеется значительный запас по уровню сигнала. Рассмотрим, какие именно ТВ передатчики могут быть использованы для исследовательских целей с точки зрения их мощности и географического положения. Обзор ресурсов Интернета, в частности [6 – 10], позволил составить схему размещения наиболее мощных ТВ передатчиков, работающих на первом частотном канале Европейской части СНГ и прилегающих территориях, которая представлена на рис. 2. Аналогичная схема для второго частотного канала представлена на рис. 3. (Передатчики мощностью менее 1 кВт на схемах не показаны). Исторически сложилось так, что развитие телевидения начиналось именно с первых частотных каналов, они же при прочих равных условиях имеют максимальный радиус зоны обслуживания. Поэтому большинство указанных на схеме передатчиков ретранслируют первую программу государственного телевидения той страны, на территории которой они находятся.

В случае, если удастся осуществить одновременный метеорный прием сигналов обоих каналов, то это позволит делать выводы о частотных свойствах метеорного радиоканала. Распределение

частот ТВ вещания таково, что в одном населенном пункте соседние по частоте каналы, как правило, не используются. Антенны Йошкар-Олинского и Казанского телецентров, работающие на первом и втором ТВ каналах, установлены в разных районах этих городов [6]. Поэтому единственная возможная для подобных исследований пара каналов: первый и третий (длина волны 3,88 м).

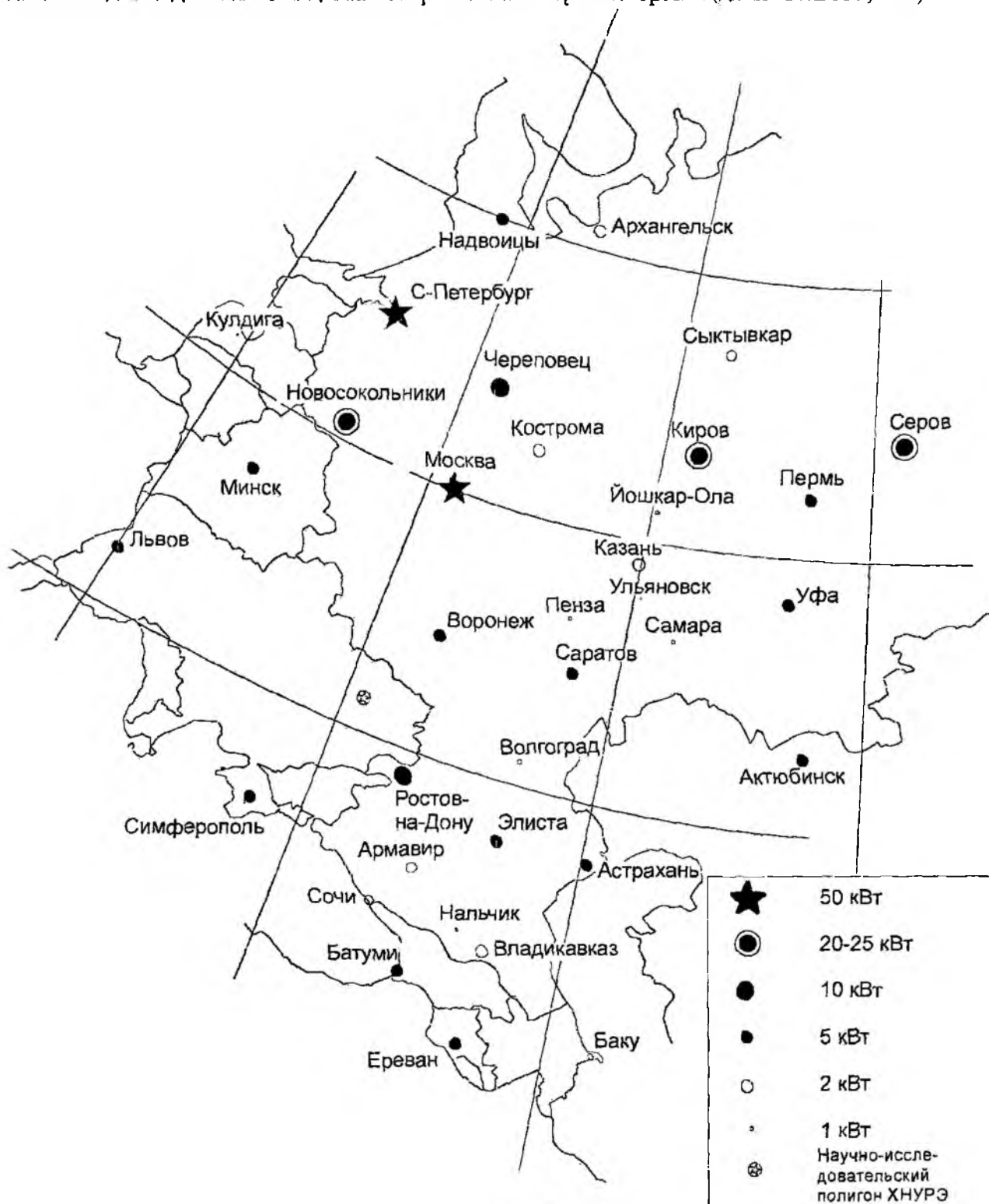


Рис. 2

Обзор [6] показывает, что в Европейской части СНГ имеется всего два телецентра, вещающих на этой паре каналов одновременно: Московский (1 и 3 каналы по 50 кВт) и Санкт-Петербургский (1 и 3 каналы, также по 50 кВт).

Для подтверждения сделанных предположений авторами были проведены оценочные наблюдения численности метеорных следов на трассе средней протяженности. В качестве приемного устройства использовался телевизионный приемник, строчная и кадровая развертки которого синхронизировались внешними генераторами. Использовать синхронизацию принимаемым сигналом представлялось нецелесообразным, поскольку время установления синхронизации оказывается соизмеримым со временем существования метеорного следа.

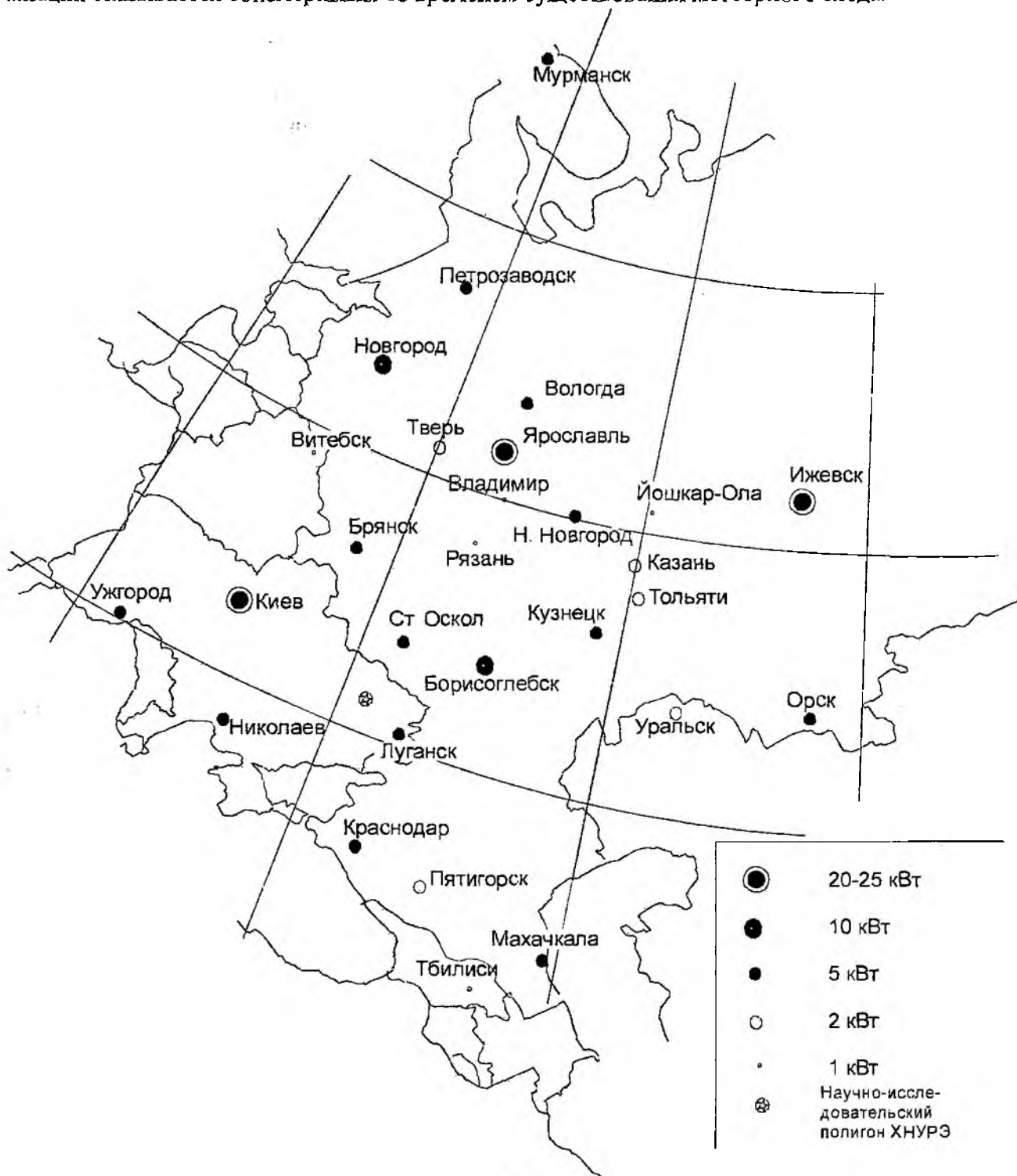


Рис. 3

Наблюдения проводились в августе 2004 г. в ночное время на Балаклейском научно-исследовательском полигоне ХНУРЭ (49.41° с. ш., 36.86° в. д., рис. 2. 3). Условия полигона достаточно благоприятны для таких наблюдений, поскольку в большом радиусе от него отсут-

ствуют ТВ передатчики, работающие на первом и втором частотных каналах и общий уровень помех достаточно низок, благодаря большому удалению полигона от промышленных центров. Прием осуществлялся на трехэлементную антенну «волновой канал», рассчитанную на первый частотный канал и ориентированную на Москву. Максимум ДН в угломестной плоскости был ориентирован под углом 20° к горизонту. По визуальным наблюдениям фиксировалось 35...40 метеорных отражений в час, которые проявлялись в виде возникающих на непродолжительное время вертикальной и горизонтальной полос на телевизионном экране, соответствующих строчным и кадровым гасящим импульсам. Длительность и характер поведения этих изображений соответствовали предполагаемым.

Таким образом, предварительные экспериментальные результаты в целом подтверждают сделанные в статье оценки и убеждают в необходимости совершенствования аппаратуры, методов и методик исследования метеорных явлений с использованием средств полуактивной радиолокации.

Следует выделить два необходимых направления дальнейшей работы: совершенствование аппаратуры и совершенствование методик обработки.

К первому направлению можно отнести:

- создание антенной системы, состоящей из нескольких пространственно разнесенных антенн. Благодаря такому размещению, разность фаз между сигналами, принимаемыми различными антеннами, позволит определить направление на метеорный след;

- создание специального приемного устройства с переменной полосой пропускания и коэффициентом усиления, способного настраиваться на необходимый канал, а также удовлетворяющего целому ряду других требований, характерных для приемника метеорной радиосвязи;

- создание устройств регистрации и обработки принимаемых сигналов. В частности, устройства для выделения необходимых строк из телевизионного сигнала, устройства регистрации временного положения синхроимпульсов, устройства для измерения интервалов между синхроимпульсами, а также устройства для измерения разности фаз между сигналами, принимаемыми разными элементами антенной системы;

- также следует предусмотреть включение в состав измерительной аппаратуры стандарта времени.

Ко второму направлению относятся:

- разработка требований к перечисленным выше составным частям измерительной аппаратуры;

- выработка рекомендаций по размещению аппаратуры и порядку проведения измерений;

- выработка методик проведения измерений и обработки их результатов.

Список литературы: 1. Антипов И. Е., Коваль Ю. А., Нестеренко Г. В. О возможности пассивной радиолокации метеорных следов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 91 - 94. 2. Кащеев Б. Л., Бондарь Б. Г., Горбач В. И., Коваль Ю. А. Метеоры сегодня. Киев: Техніка, 1996. 196 с. 3. Антипов И. Е. 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. 4. Драбкин А. Л., Коренберг Е. Б. Антенны. М.: Радио и связь, 1992. 144 с. 5. Седов С. А. Индивидуальные видеосредства. Киев: Наук. Думка. 1990. 750 с. 6. <http://victorcitv.narod.ru/citvr.htm> 7. <http://www.is.lt/ratekona/rtv/ltw/radio-fq.htm> 8. <http://www.vei.lv/apraide.htm> 9. <http://victorcitv.narod.ru/f-indexr-sng.htm> 10. <http://www.tv.net.ua/television/>

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 20.09.2004

ФИЛЬТРАЦИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ФРАКТАЛЬНОЙ СТРУКТУРОЙ НА ФОНЕ АДДИТИВНОЙ И ИМПУЛЬСНОЙ ПОМЕХ

В настоящее время для извлечения информации об объекте исследования широко используются методы дистанционного зондирования, при этом информация часто оказывается заключенной в некотором двумерном сигнале, то есть изображении. В процессе формирования и передачи потребителю изображения подвергаются воздействию различных помех. Наиболее часто наблюдаемые типы помех – аддитивная, мультипликативная и импульсная. Присутствие импульсных помех чрезвычайно затрудняет анализ изображения при решении потребителем конкретных тематических задач, поэтому важно устранить импульсные помехи, сохранив при этом полезную информацию, содержащуюся на изображении.

Исторически первым подходом к фильтрации импульсных помех стало использование нелинейных методов, осуществляющих обработку в скользящем окне. В основном это фильтры на порядковых статистиках (ФПС), которые осуществляют предварительную сортировку выборки (здесь выборка понимается как значения пикселей в скользящем окне) и последующую обработку определенной части вариационного ряда. Такая процедура позволяет отбросить часть выборки, которая наиболее вероятно искажена импульсной помехой. Классическими примерами таких фильтров в скалярном случае являются медианный фильтр, α -урезанный фильтр, DW-MTM фильтр, в векторном случае - VMF фильтр и т.д. [1].

Такие фильтры способны подавлять импульсную помеху, но приводят к искажениям в текстурных областях изображения. Желание минимизировать эти искажения привело к подходу, когда ФПС обрабатывает только те пиксели, которые на основе априорной и апостериорной информации могут считаться искаженными импульсной помехой. Остальные пиксели обрабатываются алгоритмом, который более эффективен в текстурных областях, но неустойчив к импульсной помехе. При таком подходе необходимо обнаружить пиксели, искаженные импульсной помехой.

Общим подходом к обнаружению импульсных помех является анализ выхода некоторого детектора импульсных помех. Например, в качестве детектора может быть использована разность между значением текущего пикселя и выходом рекурсивного нелинейного L-фильтра (в работе [2]) или выходом медианного фильтра (в работе [3]), в [4] детектором является дискретный аналог второй производной. В [5] изображение представляется как двумерный локально стационарный случайный процесс, описываемый каузальной авторегрессионной моделью, и в качестве детектора импульсных помех используется ошибка 2-D блочного линейного предсказания. Для принятия решения о присутствии импульсной помехи предлагается использовать простое сравнение с порогом [6], выход нейронной сети [2], использовать теорию нечетких множеств [7].

Для последующей оценки истинного значения пикселя обычно используются усредняющий фильтр, медианный фильтр или его модификации [8, 3, 2].

В целом описанные подходы представляют собой эмпирические решения задачи фильтрации. В связи с этим, в данной работе предлагается решение задачи фильтрации, основанное на методе максимального правдоподобия изображения и учитывающее его фрактальный характер и наличие аддитивной и импульсной помех. Показано, что получение оптимального решения связано с большими вычислительными затратами и предложен более быстрый квазиоптимальный алгоритм.

Модель наблюдения и постановка задачи фильтрации

Будем считать, что исходное изображение представлено в виде матрицы размером $m_{\text{шт}} \times n_{\text{шт}}$, которую обозначим жирным написанием - X . Элемент матрицы с координатами (t, s) , будем называть пикселем. его значение обозначим как $x(t, s)$.

Для описания полезного сигнала воспользуемся моделью фрактального броуновского движения (ФБД), которая получила широкое распространение при моделировании природных объектов [9].

Двумерным обобщенным броуновским движением [10, 11] называется гауссовский процесс $W_{p,q}^H$ ($W_{0,0}^H = 0$, $H \in [0, 1]$) с корреляционной функцией:

$$E(W_{p,q}^H \cdot W_{p_1,q_1}^H) = \frac{\sigma_x^2}{2} \left(\sqrt{p^2 + q^2}^{2H} + \sqrt{p_1^2 + q_1^2}^{2H} - \sqrt{(p-p_1)^2 + (q-q_1)^2}^{2H} \right). \quad (1)$$

Приращения процесса $W_{p,q}^H$ стационарны и нормально распределены с дисперсией:

$$E \left[\left(W_{p,q}^H - W_{p_1,q_1}^H \right)^2 \right] = \sigma_x^2 \sqrt{(p-p_1)^2 + (q-q_1)^2}^{2H}. \quad (2)$$

Такой процесс в дальнейшем будет обозначаться как ФБД(σ_x , H).

Полезный сигнал представим как локально-однородное ФБД поле с неизвестными параметрами, будем полагать, что любой малый фрагмент изображения (в дальнейшем будем рассматривать фрагменты в виде квадратных окон) может быть представлен как ФБД с фиксированными параметрами, которые, однако, зависят от положения фрагмента. Таким образом,

$$x(t, s) \rightarrow \text{ФБД}(\sigma_x(t, s), H(t, s)). \quad (3)$$

Среди помех, воздействующих на изображение в процессе формирования, выделим аддитивную помеху, статистически не зависящую от сигнала, и импульсную помеху. Модель аддитивной помехи хорошо описывает действие зернистости фотопленки, флуктуационного шума в радиотехнических системах, шумов квантования в аналого-цифровых преобразователях и т.п. Математически модель наблюдения можно записать в виде

$$y(t, s) = x(t, s) + \varepsilon(t, s); \quad (4)$$

$$\varepsilon(t, s) \rightarrow N(0, \sigma^2), \quad \langle \varepsilon(t, s) \cdot \varepsilon(p, q) \rangle = \sigma^2 \cdot \delta(t-p, s-q),$$

где $t=1, 2, \dots, m_{\text{img}}$, $s=1, 2, \dots, n_{\text{img}}$, x – исходное изображение, y – зашумленное изображение, ε – матрица, элементы которой представляют собой некоррелированные гауссовы случайные величины.

Модель импульсной помехи используется в том случае, когда действие помехи сказывается не на всех пикселях изображения, а только на случайно расположенных, значения которых заменяются случайными величинами. Импульсная помеха характерна для систем передачи изображений, подверженных влиянию интерференционных помех, для цифровых систем передачи и хранения изображений, или может появляться в результате процесса кодирования-декодирования. В частности, импульсная помеха присуща устройствам ввода изображений с телевизионной камеры или сканирующих устройств [12]. Математическая модель изображения, искаженного импульсными помехами z , имеет вид:

$$z(t, s) = y(t, s) \cdot (1 - b_{\text{imp}}(t, s)) + n^i(t, s) \cdot b_{\text{imp}}(t, s), \quad (5)$$

где b_{imp} – матрица, характеризующая положение искаженных пикселей

($b_{\text{imp}}(t, s) = 1$ – пиксель искажен; $b_{\text{imp}}(t, s) = 0$ – пиксель не искажен), элементы которой представляют собой бинарные случайные величины;

$n^i(t, s)$ – значение импульсной помехи в пикселе с координатами (t, s) .

Для полного описания импульсной помехи необходимо задать свойства матрицы b_{imp} и импульсной помехи $n^i(t, s)$. Наиболее часто в литературе используют следующие модели:

1. b_{imp} – детерминированная величина. В этом случае n^i не несет полезной информации для обнаружения и фильтрации помехи. Пример изображения, искаженного регулярной импульсной помехой, показан на рис. 1. Снимок сделан с КА Океан-О устройством МСУ-В. Хорошо видна импульсная помеха, искажающая каждую 10-ю строку снимка.



Рис. 1

2. b_{imp} представляет собой пространственно не коррелированное случайное поле:

$$P(b_{imp}(t, s) = 1) = P_{imp}; P(b_{imp}(t, s) = 0) = 1 - P_{imp},$$

где P_{imp} – вероятность искажения импульсной помехой. В данном случае $n'(t, s)$ представляющей собой пространственно не коррелированные случайные величины, распределенные по закону $f(n'(t, s))$. Наиболее часто используется равномерный закон распределения [1].

3. b_{imp} представляет собой пространственно коррелированное случайное поле, описание которого строится на основе многомерного закона распределения:

$$P(b_{imp}(t_1, s_1) = b_1, b_{imp}(t_2, s_2) = b_2, \dots, b_{imp}(t_n, s_n) = b_n),$$

где b_1, b_2, \dots, b_n – бинарные величины.

Величины $n'(t, s)$ описываются конечномерной совместной плотностью распределения вероятности (ПРВ):

$$f(n'(t_1, s_1) = n'_1, n'(t_2, s_2) = n'_2, \dots, n'(t_n, s_n) = n'_n).$$

Пример импульсной помехи такого типа можно найти в [13], где для подчеркивания пространственной коррелированности b_{imp} использован термин компактной импульсной помехи (КИП). Показано, что КИП характерна для систем, использующих аналоговый АРТ (automatic picture transmission)-протокол передачи изображений. Примеры фрагментов РЛИ, искаженных коррелированной импульсной помехой, приведены на рис. 2.

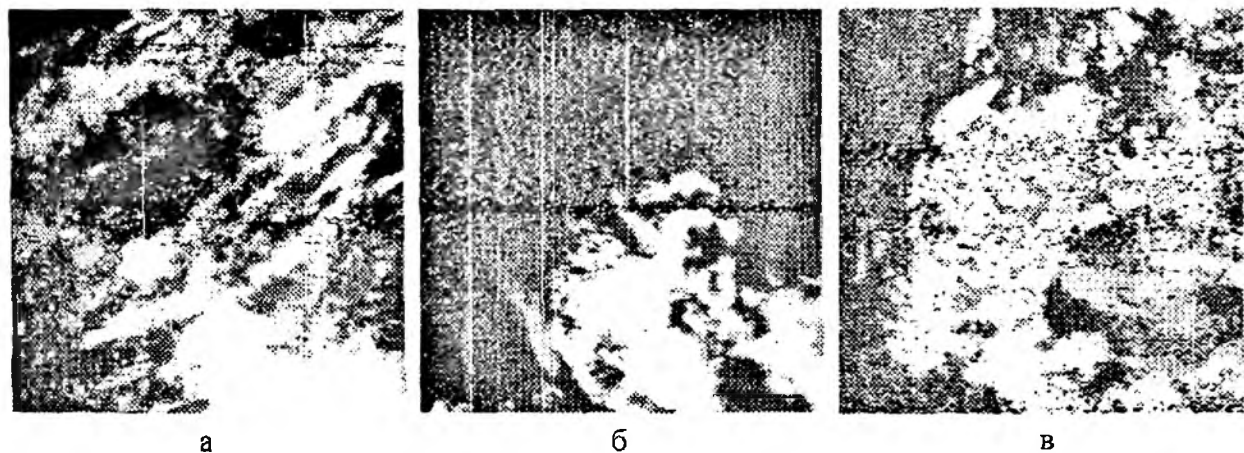


Рис. 2

В дальнейшем будем рассматривать случай пространственно не коррелированной импульсной помехи, распределенной равномерно в диапазоне $[a, b]$.

Задача заключается в оценке значений изображения x по наблюдаемому полю z , на основе априорной информации о сигнале и помехах.

Фильтрация изображения при наличии аддитивной и импульсной помех

Локально-однородная модель изображения обуславливает необходимость локальной фильтрации изображения. Наиболее распространенным методом локальной фильтрации является фильтрация в скользящем окне [1]. Согласно этому методу изображение сканируется скользящим окном, обычно квадратной формы, каждое положение которого формирует выборку, состоящую из значений всех пикселей внутри окна. По этой выборке оцениваются необходимые параметры, в частности значение центрального пикселя. Таким образом, фильтрация изображения сводится к многократно повторяемому алгоритму оценки параметров выборки, размер которой определяется размером скользящего окна, а статистические свойства – моделью наблюдения. Конкретизируем вышесказанное для модели наблюдения (5).

В каждом пикселе (t, s) рассмотрим выборку Z размером $N^2-1 \times 1$, состоящую из значений пикселей, расположенных внутри окна размером $N \times N$ (N – нечетное) с центром в текущем пикселе, за исключением центрального пикселя. Истинное значение центрального пикселя окна $x(t, s)$ обозначим как x_0 , наблюдаемое значение $z(t, s)$ как z_0 . Порядок сканирования пикселей скользящего окна влияет только на координаты элементов выборки относительно центрального элемента. Относительные координаты i -го элемента выборки Z обозначим как $(\Delta t_i, \Delta s_i)$. Пример формирования выборки Z при $N=3$ приведен на рис. 3.

$Z(1) = z(t-1, s-1)$	$Z(4) = z(t-1, s)$	$Z(6) = z(t-1, s+1)$
$Z(2) = z(t, s-1)$	$z_0 = z(t, s)$ $x_0 = x(t, s)$	$Z(7) = z(t, s+1)$
$Z(3) = z(t+1, s-1)$	$Z(5) = z(t+1, s)$	$Z(8) = z(t+1, s+1)$

Рис. 3

Полагаем, что все элементы выборки Z попадают в диапазон $[a, b]$, тогда функция правдоподобия выборки имеет вид

$$L(Z, z_0; x_0, \sigma_x, H, P_{imp}) = (P(H_1) \cdot f(z_0 / H_1) + P(H_2) \cdot f(z_0 / H_2)) \cdot \sum_{n=1}^{N^2-1} \sum_{r \in \Omega_n} P(H_r) \cdot f(Z / H_r) \quad (6)$$

$$P(H_r) = (1 - P_{imp})^n \cdot (P_{imp})^{N^2-1-n}, \quad (7)$$

$$f(Z / H_r) = f(r / H_r) \cdot f(r' / H_r),$$

$$f(r / H_r) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^n |R_{\Delta x} + R_{\Delta z}|}} \exp\left(-\frac{1}{2} \Delta r^T (R_{\Delta x} + R_{\Delta z})^{-1} \Delta r\right), \quad f(r' / H_r) = \frac{1}{(b-a)^{N^2-1-n}}, \quad (8)$$

где H_1 и H_2 – гипотезы, утверждающие, что центральный пиксель соответственно не искажен и искажен импульсной помехой;

Ω_n – множество сочетаний из выборки Z по n элементов;

$r \in \Omega_n$ – подмножество выборки Z ;

r' – подмножество, дополняющее r до Z ; $\Delta r = r - x_0 \cdot I = \Delta x + \varepsilon$ – вектор приращений размера $n \times 1$;

$R_{\Delta x}$ – корреляционная матрица вектора Δx , рассчитанная на основе (1) при условии, что начало отсчета переносится в пиксель (t, s) ;

R_{ε} – корреляционная матрица вектора помехи размера $n \times n$. в данном случае диагональная матрица.

Элемент $R_{\Delta x}(k, l)$, $k, l = 1..n$ корреляционной матрицы

$$R_{\Delta x}(k, l) = \frac{\sigma_x^2}{2} (d_1^H + d_2^H - d_3^H), \quad (9)$$

где $d_1^2 = \Delta t_{ind(k)}^2 + \Delta s_{ind(k)}^2$, $d_2^2 = \Delta t_{ind(l)}^2 + \Delta s_{ind(l)}^2$, $d_3^2 = (\Delta t_{ind(k)} - \Delta t_{ind(l)})^2 + (\Delta s_{ind(k)} - \Delta s_{ind(l)})^2$, $ind(k)$ – ставит в соответствие k -му элементу вектора r $ind(k)$ -й элемент выборки Z .

Выражение (6) представляет собой формулу полной вероятности, где каждая гипотеза H_r представляет собой утверждение, что подмножество r выборки Z не искажено импульсной помехой. Учитывая, что $P(H_1) = 1 - P_{imp}$, $P(H_2) = P_{imp}$, $P(z_0 / H_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \cdot \exp\left(-\frac{(z_0 - x_0)^2}{2\sigma^2}\right)$,

$P(z_0 / H_2) = 1 / (b - a)$ (при $a \leq z_0 \leq b$), получим:

$$L = \left((1 - P_{imp}) \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \cdot \exp\left(-\frac{(z_0 - x_0)^2}{2\sigma^2}\right) + \frac{P_{imp}}{b - a} \right) \cdot \sum_{n=1}^{N^2-1} \sum_{r \in \Omega_n} P(H_r) \cdot f(Z / H_r) \quad (10)$$

Общее число гипотез $N_H(N)$ равно $\sum_{n=1}^{N^2-1} \frac{N^2 - 1!}{n! (N^2 - 1 - n)!}$. Например, $N_H(3) = 255$,

$N_H(5) \approx 17 \cdot 10^6$. Эти цифры показывают, что максимизация (10) – вычислительно сложная задача, поэтому в данной работе предлагается квазиоптимальный алгоритм, существенно снижающий объем вычислений. Алгоритм основан на замене суммы в выражении (10) одним элементом. Это реализуется с помощью следующего итерационного алгоритма.

Исходными данными для предлагаемого алгоритма является оценка \hat{b}_{imp}^0 , матрицы b_{imp} , начальные приближения для параметров ФБД: $\hat{\sigma}_x^0(t, s) = \sigma_x^2(t, s)$ и $\hat{H}^0(t, s) = 0.5$, где $\sigma_x^2(t, s)$ – дисперсия z в пределах скользящего окна с центром в пикселе (t, s) . Начальное приближение для \hat{x} : $\hat{x}^0 = z$, для \hat{P}_{imp} : $\hat{P}_{imp}^0 = 0.01$. Для формирования \hat{b}_{imp}^0 использован алгоритм, работа которого основана на сравнении с порогами разностей между значением текущего пикселя и расположенными в порядке возрастания значениями пикселей в его окрестности 3×3 [8], ввиду его простоты и приемлемого качества работы.

Считаем, что на r -й итерации получены матрица \hat{b}_{imp}^p , параметры ФБД: $\hat{\sigma}_x^p(t, s)$ и $\hat{H}^p(t, s)$, \hat{P}_{imp}^p и оценка \hat{x}^p изображения x . $p+1$ итерация состоит в формировании оценок \hat{b}_{imp}^{p+1} , $\hat{\sigma}_x^{p+1}(t, s)$ и $\hat{H}^{p+1}(t, s)$, \hat{P}_{imp}^{p+1} и \hat{x}^{p+1} последовательным сканированием всего изображения и обработкой пикселей внутри скользящего окна.

Входными параметрами алгоритма обработки скользящего окна являются вектор h^p размера $N^2 - 1 \times 1$, формируемый аналогично выборке Z из элементов матрицы \hat{b}_{imp}^p , $P_{imp} = \hat{P}_{imp}^p$,

$z_0 = z(t, s)$, $\hat{x}_0^p = \hat{x}^p(t, s)$, $\hat{\sigma}_x^p = \hat{\sigma}_x^p(t, s)$, $\hat{H}^p = \hat{H}^p(t, s)$, а выходными: $\hat{x}^{p+1}(t, s) = \hat{x}_0^{p+1}$
 $\hat{\sigma}_x^{p+1}(t, s) = \hat{\sigma}_x^{p+1}$, $\hat{H}^{p+1}(t, s) = \hat{H}^{p+1}$, $\hat{b}_{imp}^{p+1}(t, s) = \hat{b}_0^{p+1}$.

Алгоритм обработки состоит из следующих этапов.

1. Выделение вектора r^p , который состоит из тех элементов выборки Z , для которых соответствующие элементы вектора b^p равны нулю. Полагая, что вектор b^p соответствует истинному расположению искаженных пикселей положим, что $P(H_{r^p}) = 1$. Тогда функция правдоподобия L переходит в функцию L_a :

$$L_a = L_1 \cdot L_2, \quad (11)$$

$$\text{где } L_1 = \left((1 - P_{imp}) \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{(z - x_0)^2}{\sigma^2}\right) + \frac{P_{imp}}{b - a} \right),$$

$$L_2 = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^n |R_{\Delta x} + R_\varepsilon|}} \exp\left(-\frac{1}{2} (r^p - x_0 \cdot \mathbf{1})^T (R_{\Delta x} + R_\varepsilon)^{-1} (r^p - x_0 \cdot \mathbf{1})\right).$$

1. Вычисление параметров $\hat{\sigma}_x^{p+1}$ и \hat{H}^{p+1} , которые максимизируют функцию

$$\ln(L_a) = -\frac{1}{2} \left(\ln(|R_{\Delta x} + R_\varepsilon|) + (r^p - x_0 \cdot \mathbf{1})^T (R_{\Delta x} + R_\varepsilon)^{-1} (r^p - x_0 \cdot \mathbf{1}) \right) + C, \quad (12)$$

где константа C содержит все члены, не зависящие от параметров ФБД. При оценке параметров ФБД полагаем, что дисперсия аддитивной помехи известна. Однако в случае необходимости, выражение (12) позволяет оценить эту величину.

Максимизация (12) осуществляется классическими методами [14]. По этой причине громоздкие выражения для матрицы Фишера и информанта выборки Z опущены.

В дальнейшем функцию L_2 можно представить как функцию от x_0 :

$$L_2 = C_1 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{pr}^2}} \exp\left(-\frac{(\hat{x}_{pr} - x_0)^2}{2 \cdot \sigma_{pr}^2}\right),$$

$$\text{где } \hat{x}_{pr} = \frac{\mathbf{1}^T (R_{\Delta x} + R_\varepsilon)^{-1} \cdot r^p}{\mathbf{1}^T \cdot (R_{\Delta x} + R_\varepsilon)^{-1} \cdot \mathbf{1}}, \quad \sigma_{pr}^2 = \frac{1}{\mathbf{1}^T \cdot (R_{\Delta x} + R_\varepsilon)^{-1} \cdot \mathbf{1}}.$$

Здесь матрица $R_{\Delta x}$ вычисляется на основе параметров $\hat{\sigma}_x^{p+1}$ и \hat{H}^{p+1} , C_1 – константа, не зависящая от x_0 . Так как C_1 не влияет на положение максимума функции правдоподобия по переменной x_0 , то для упрощения записи будем полагать, что $C_1 = 1$.

2. Вычисление оценки максимального правдоподобия \hat{x}_0^{p+1} , которая максимизирует функцию L_a . Максимум найдем методом Ньютона с начальным условием $\hat{x}_0^{p+1}(0) = \hat{x}_0^p$:

$$\hat{x}_0^{p+1}(n+1) = \hat{x}_0^{p+1}(n) - \frac{\frac{\partial L_a}{\partial x_0} \Big|_{x_0 = \hat{x}_0^{p+1}(n)}}{\frac{\partial^2 L_a}{\partial x_0^2} \Big|_{x_0 = \hat{x}_0^{p+1}(n)}}; \quad \frac{\partial L_a}{\partial x_0} = \frac{\partial L_1}{\partial x_0} L_2 + \frac{\partial L_2}{\partial x_0} L_1;$$

$$\frac{\partial^2 L_a}{\partial x_0^2} = \frac{\partial^2 L_1}{\partial x_0^2} L_2 + 2 \frac{\partial L_1}{\partial x_0} \cdot \frac{\partial L_2}{\partial x_0} + \frac{\partial^2 L_2}{\partial x_0^2} L_1;$$

$$\frac{\partial L_2}{\partial x_0} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{pr}^2}} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{(\hat{x}_{pr} - x_0)^2}{\sigma_{pr}^2}\right) \cdot \frac{\hat{x}_{pr} - x_0}{\sigma_{pr}^2};$$

$$\frac{\partial^2 L_2}{\partial x_0^2} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{pr}^2}} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{(\hat{x}_{pr} - x_0)^2}{\sigma_{pr}^2}\right) \cdot \frac{(\hat{x}_{pr} - x_0)^2 - \sigma_{pr}^2}{\sigma_{pr}^4};$$

$$\frac{\partial L_1}{\partial x_0} = (1 - P_{imp}) \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{(z - x_0)^2}{\sigma^2}\right) \cdot \frac{z - x_0}{\sigma^2};$$

$$\frac{\partial^2 L_1}{\partial x_0^2} = (1 - P_{imp}) \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{(z - x_0)^2}{\sigma^2}\right) \cdot \frac{(z - x_0)^2 - \sigma^2}{\sigma^4}.$$

3. Вычисление оценки \hat{b}_0^{p+1} . Для этого, согласно байесовскому подходу [15], нужно сравнить между собой гипотезы H_1 и H_2 по критерию T :

$$T = \frac{1 - P_{imp}}{P_{imp}} \cdot \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{(z - x_0)^2}{\sigma^2}\right) \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{pr}^2}} \exp\left(-\frac{(\hat{x}_{pr} - x_0)^2}{2 \cdot \sigma_{pr}^2}\right) dx_0}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{b - a} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{pr}^2}} \exp\left(-\frac{(\hat{x}_{pr} - x_0)^2}{2 \cdot \sigma_{pr}^2}\right) dx_0} = \quad (13)$$

$$= (b - a) \cdot \frac{1 - P_{imp}}{P_{imp}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma^2 + \sigma_{pr}^2)}} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{(z_0 - \hat{x}_{pr})^2}{\sigma^2 + \sigma_{pr}^2}\right), \quad (14)$$

числитель и знаменатель первого множителя выражения (13) представляют собой априорные вероятности гипотез H_1 и H_2 , а второго множителя – апостериорные вероятности.

После преобразования (14) получим

$$-2 \cdot \ln(T) = t - t_\alpha,$$

$$\text{где } t = \frac{(z_0 - \hat{x}_{pr})^2}{\sigma^2 + \sigma_{pr}^2}, \quad t_\alpha = 2 \ln\left((b - a) \cdot \frac{1 - P_{imp}}{P_{imp}}\right) - \ln\left(2\pi(\sigma^2 + \sigma_{pr}^2)\right).$$

Гипотеза H_1 принимается, если $T > 0$, что эквивалентно $t < t_\alpha$, и отклоняется в противном случае, то есть

$$\hat{b}_0^{p+1} = \begin{cases} 1, & t > t_\alpha, \\ 0, & t \leq t_\alpha. \end{cases} \quad (15)$$

Для формирования оценки \hat{P}_{imp}^{p+1} нам понадобится матрица b_α^{p+1} , элементы которой формируются по формуле (15), но с порогом t_α , который обеспечивает вероятность ложной тревоги $P_{лт}$ равной заданной величине α . Порог t_α определяется из равенства

$$P(t > t_\alpha / H_1) = \alpha = \int_{t_\alpha}^{\infty} g(t / H_1) dt.$$

Здесь $g(t/H_1)$ – условная плотность вероятности статистики t при условии верности гипотезы H_1 , представляющая собой χ^2 -распределение с одной степенью свободы. Кроме этого необходимо вычислить величину

$$k(t, s) = \left((b - a) - \left[(\min(\hat{x}_{pr} + \sqrt{t_\alpha(\sigma_{pr}^2 + \sigma^2)}, b) - \max(\hat{x}_{pr} - \sqrt{t_\alpha(\sigma_{pr}^2 + \sigma^2)}, a)) \right] \right).$$

После обработки всего изображения можно оценить величину \hat{P}_{imp}^{p+1} . Учитывая, что $P(b_{\alpha}^{p+1}(t, s) = 1) = P_{imp} \cdot k(t, s) + \alpha$, получим:

$$E(b_{\alpha}^{p+1}(t, s)) = P_{imp} \cdot k(t, s) + \alpha, \quad E\left(\sum_{t=1}^{m_m} \sum_{s=1}^{n_m} b_{\alpha}^{p+1}(t, s)\right) = P_{imp} \cdot \sum_{t=1}^{m_m} \sum_{s=1}^{n_m} k(t, s) + m_m \cdot n_m \cdot \alpha$$

Так как $m_m \cdot n_m$ большая величина, то в качестве оценки \hat{P}_{imp}^{p+1} можно использовать величину

$$\hat{P}_{imp}^{p+1} = \left(\sum_{t=1}^{m_m} \sum_{s=1}^{n_m} b_{\alpha}^{p+1}(t, s) - m_m \cdot n_m \cdot \alpha \right) / \sum_{t=1}^{m_m} \sum_{s=1}^{n_m} k(t, s). \quad (16)$$

Итерации продолжают до выполнения условия сходимости алгоритма. На практике достаточно 2-4-х итераций. Выходом алгоритма является матрица \hat{b}_{imp} , определяющая положения искаженных пикселей, оценки параметров ФБД $\hat{\sigma}_x(t, s)$ и \hat{P}_{imp} и отфильтрованное изображение \hat{x} .

Экспериментальные результаты

Для тестирования качества работы предложенного алгоритма использовалось изображение, представленное на рис. 4 ($m_m=317, n_m=377$). Во всех случаях полагалось, что $\alpha=0, b=255, N=5$.

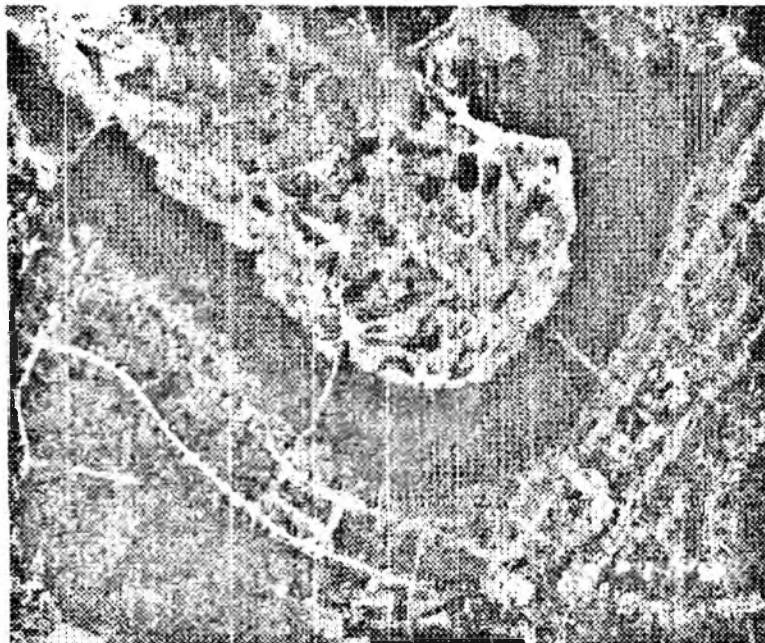


Рис. 4

Анализ качества оценки параметров ФБД

Качество оценки параметров ФБД вычислялось по 1000 реализациям ФБД размера 5×5 пикселей, которые моделировались на основе разложения Холецкого [16]. Результаты представлены в табл. 1.

Таблица 1

H, σ_x, σ	P_{imp}	$med(\hat{H})$	$CKO(\hat{H})$	$E(\hat{\sigma}_x)$	$CKO(\hat{\sigma}_x)$
$H=0,3$ $\sigma_x=0,1$ $\sigma=0,01$	$P_{imp}=0$	0,3086	0,1576	0,0996	0,0156
	$P_{imp}=0,01$	0,3051	0,1565	0,0994	0,0153
	$P_{imp}=0,03$	0,2981	0,1541	0,1010	0,0158
	$P_{imp}=0,05$	0,2951	0,1577	0,1020	0,0158
	$P_{imp}=0,2$	0,3000	0,1676	0,0996	0,0180
$H=0,7$ $\sigma_x=0,1$ $\sigma=0,01$	$P_{imp}=0$	0,6663	0,1615	0,0985	0,0195
	$P_{imp}=0,01$	0,6789	0,1672	0,0992	0,0206
	$P_{imp}=0,03$	0,6600	0,1657	0,1003	0,0201
	$P_{imp}=0,05$	0,6686	0,1732	0,0986	0,0202
	$P_{imp}=0,2$	0,6515	0,1900	0,0996	0,0210
$H=0,5$ $\sigma_x=0,1$ $\sigma=0,05$	$P_{imp}=0$	0,4833	0,1972	0,1001	0,0218
	$P_{imp}=0,01$	0,4700	0,1955	0,1001	0,0218
	$P_{imp}=0,03$	0,4790	0,1954	0,1011	0,0235
	$P_{imp}=0,05$	0,4700	0,2021	0,1010	0,0237
	$P_{imp}=0,2$	0,4913	0,2100	0,1005	0,0253

Поскольку оценку \hat{H} на малой выборке нельзя считать принадлежащей нормальному закону распределения, то и характеристика оценки ее математического ожидания представляется неэффективной. Из эксперимента получено, что гистограмма распределения \hat{H} на малой выборке оказывается несимметричной, а ее мода концентрируется в окрестности истинных значений H . Поэтому в таблице приведены значения медианы оценки \hat{H} - $med(\hat{H})$, являющейся простейшей оценкой моды распределения. По мере увеличения размера выборки характеристика качества оценки H модой приближается к ее характеристике математическим ожиданием.

Видно, что для всех значений P_{imp} получены несмещенные оценки, дисперсия которых несущественно увеличивается с ростом P_{imp} .

Анализ качества обнаружения импульсных помех

Между собой сравнивались три алгоритма обнаружения импульсных помех: предложенный ФБД-алгоритм, SD-ROM-алгоритм (signal-dependent rank ordered mean) [8] и WDDF-алгоритм (weighted distance directional filter) [6]. Для SD-ROM-алгоритма использовались пороги k : [15, 30, 50, 80], где величина k подбиралась, исходя из требуемой вероятности ложной тревоги.

Для количественной характеристики результата обнаружения импульсных помех применялись следующие критерии:

1. Вероятность правильного обнаружения $P_{пр}$;
2. Вероятность ложной тревоги $P_{лт}$;

3. Близость распределения ложно обнаруженных пикселей к равномерному. Этот критерий учитывает влияние неоднородностей интенсивности изображения при реализации процедуры обнаружения. Чем меньше это влияние, тем более равномерно распределены по изображению пиксели, ложно отнесенные к импульсной помехе. Близость распределения к равномерному будем характеризовать величиной статистики X , вычисляемой по критерию согласия χ^2 [15]. Выборкой для вычисления X является все изображение, которое разбивалось на N_p не перекрывающихся областей квадратной формы. При этом

$$X = \sum_{i=1}^{N_p} \frac{(M_i - M \cdot p_i)^2}{M \cdot p_i},$$

где M_i – количество ложно обнаруженных пикселей в i -й области;

$p_i = S_i / (m_{im} \cdot n_{im})$ – теоретическая вероятность попадания в i -ю область при равномерном распределении пикселей;

S_i – площадь i -й области в пикселях;

M – общее количество ложно обнаруженных пикселей. Если пиксели распределены равномерно, то величина X имеет асимптотическое χ^2 -распределение с $N_{fr}-1$ степенями свободы. Для тестируемого изображения $N_{fr}=270$. Для интерпретации получаемых величин X будем сравнивать их с 5%-м квантилем $\chi_{0,05}^2(269) = 308$.

Качество обнаружения импульсных помех тестировалось при следующих значениях параметров шума: $\sigma^2=60$, $P_{imp}=5\%$. В табл. 2 для двух значений вероятности $P_{лт}$ приведены значения вероятности правильного обнаружения P_{np} и величина X . Для ФБД-алгоритма в скобках указана заданная вероятность ложной тревоги α . Видно, что с увеличением $P_{лт}$ разница между заданной и экспериментально полученной вероятностями ложной тревоги снижается. Данные показывают, что в обоих случаях для ФБД-алгоритма распределение ложно обнаруженных пикселей существенно ближе к равномерному. По вероятности правильного обнаружения ФБД-алгоритм превосходит остальные при $P_{лт}=0,3\%$ и незначительно уступает при $P_{лт}=3\%$. Такая ситуация объясняется неоднородностью распределения ложно обнаруженных пикселей для SD-ROM и WDDF-алгоритмов, которая проявляется все более значительно при росте $P_{лт}$.

Таблица 2

Алгоритм	$P_{лт}=0,39 (0.3)\%$		$P_{лт}=2,8 (3)\%$	
	$P_{np} \%$	X	$P_{np} \%$	X
SD-ROM	72,20	588	79,65	637
WDDF	72,38	949	80,16	706
ФБД	73,83	408	79,53	309

Анализ качества фильтрации изображения

Качество фильтрации будем характеризовать по критерию $PSNR$:

$$PSNR = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{t,s} 255^2}{\sum_{t,s} (x(t,s) - \hat{x}(t,s))^2} \right). \quad (17)$$

На рис. 5 представлены графики зависимости $PSNR$ от параметров обнаружителя при фильтрации тестового изображения двумя фильмами: SD-ROM и предложенным ФБД-фильтром пользовался обнаружитель SD-ROM-фильтра с порогами $k \in [15, 30, 50, 80]$, исследовалась зависимость параметра $PSNR$ от величины k . SD-ROM-фильтр, в отличие от ФБД-фильтра, обрабатывает только пиксели, отнесенные обнаружителем к искаженным, поэтому для возможности сравнения результатов остальные пиксели дополнительно фильтровались ФБД-фильтром при условии, что $b_{imp} = b_{SD-ROM}(k)$, где $b_{SD-ROM}(k)$ – результат обнаружения SD-ROM-фильтром с параметром k (такая процедура использовалась для вычисления всех приведенных далее количественных результатов). $PSNR$ ФБД-фильтра показан в виде горизонтальной линии, так как оно не зависит от параметра k .

Получено, что для $P_{imp}=5\%$ и $\sigma^2=60$ величина $PSNR$ для ФБД-фильтра на 0,43 дБ больше максимальной величины $PSNR$ для SD-ROM-фильтра. Кроме того, качество фильтрации последнего существенно зависит от величины k (снижение $PSNR$ от максимальной величины составляет 1,24 дБ), для оптимального выбора которой не дается никаких рекомендаций, тогда как предложенный алгоритм не содержит субъективно задаваемых пользователем параметров.

Интегральные критерии, например используемый критерий $PSNR$, малоэффективны при сравнении различных алгоритмов фильтрации импульсных помех. Это связано с тем, что такая помеха искажает только малую часть изображения (1-5%) и существенные изменения

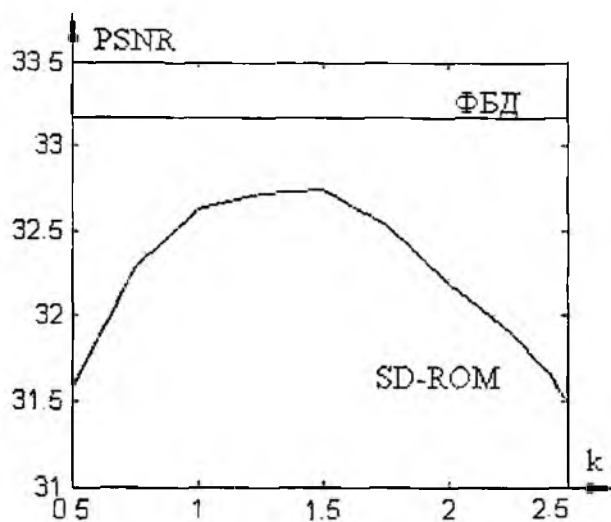


Рис. 5

качества обработки этой части мало влияют на интегральный критерий, вычисляемый на основе всего изображения. Кроме того, сам переход от фильтрации только аддитивной помехи к совместной фильтрации аддитивной и импульсной помех приводит к дополнительным потерям качества обработки даже при отсутствии импульсных помех. Важно оценить эти потери, что также невозможно на основе интегральных критериев. Для преодоления отмеченных недостатков предлагается дополнительно вычислять

$$\Delta PSNR(P_{imp}) = PSNR_0 - PSNR(P_{imp}), \quad (18)$$

где $PSNR(P_{imp})$ – величина $PSNR$ при данной вероятности искажения импульсными помехами P_{imp} , $PSNR_0$ вычисляется при условии отсутствия импульсных помех и наличия информации об этом. $\Delta PSNR(P_{imp})$ характеризует изменение качества фильтрации при появлении информации о наличии импульсных помех. $\Delta PSNR(0)$ характеризует потери качества фильтрации от дополнительных действий по подавлению импульсных помех, при их отсутствии.

В табл. 3 представлены результаты обработки тестового изображения при различных значениях P_{imp} ($\sigma^2=60$, $PSNR_0=35,0425$ дБ) SD-ROM-фильтром с параметрами $k=1,2$ и $k=1,8$, WDDF-фильтром с порогами $Tol=10,8$ (величина, рекомендованная в работе [6]) и 40 и ФБД-фильтром. Для ФБД-фильтра показана величина \hat{P}_{imp} , которая оценивалась при $\alpha=0,0063\%$, $t_\alpha=16$. В графической форме эти данные показаны на рис. 6.

Видно, что для предложенного метода $\Delta PSNR$ минимально в широком диапазоне изменения P_{imp} . В среднем ФБД-фильтр обеспечивает выигрыш около 0,5 дБ, по сравнению с исследуемыми фильтрами. При малых значениях P_{imp} SD-ROM-алгоритм ($k=1,8$) показывает наиболее близкие результаты, которые, однако, резко ухудшаются при увеличении P_{imp} . Наиболее близкие результаты в широком диапазоне изменения P_{imp} показывает SD-ROM-алгоритм ($k=1,2$) и WDDF $Tol=40$, но при отсутствии импульсных помех они приводят к существенным потерям качества в 1,4976 и 1,4062 дБ, тогда как ФБД-фильтр позволяет снизить эти потери до 0,4367 дБ.

Снижение качества обработки при переходе к фильтрации импульсных помех, характеризуемое величиной $\Delta PSNR(0)$, показывает, что алгоритм фильтрации ложно относит резкие выбросы интенсивности изображения к импульсной помехе и подавляет их. ФБД-фильтр позволяет снизить этот недостаток, но не устранить его. Удаляемые выбросы могут содержать полезную информацию, например, соответствовать малоразмерным объектам. Их подавление нежелательно, но вполне объяснимо, так как в принятую модель полезного сигнала не входило понятие малоразмерного объекта. Решением описанной проблемы должно быть введение в модель понятия, позволяющего надежно отличить малоразмерный объект от импульсной помехи.

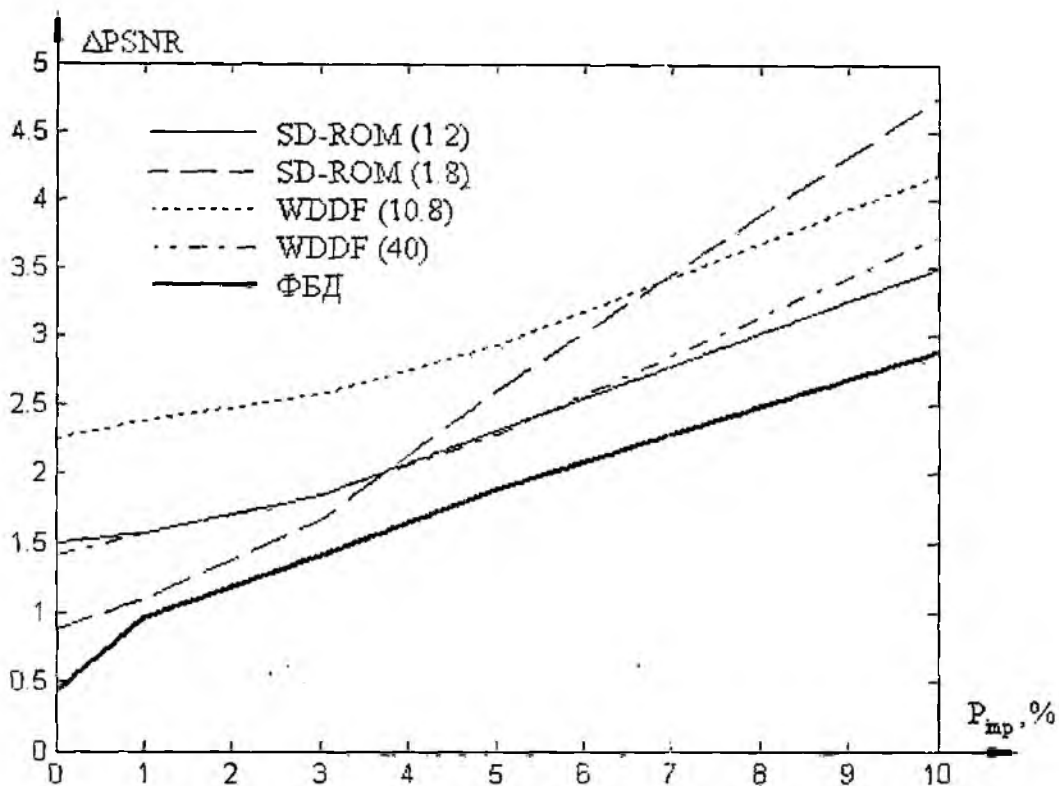


Рис. 6

Таблица 3

$P_{imp} (\hat{P}_{imp}) \%$	Тип фильтра	$RSNR$, дБ	$\Delta RSNR$, дБ
0 (0,06)	SD-ROM(1,2)	33,5449	1,4976
	SD-ROM(1,8)	34,1530	0,8895
	WDDF(10,8)	32,8034	2,2391
	WDDF(40)	33,6362	1,4062
	ФБД	34,6058	0,4367
1 (1,12)	SD-ROM(1,2)	33,4734	1,5691
	SD-ROM(1,8)	33,9315	1,1110
	WDDF(10,8)	32,6597	2,3828
	WDDF(40)	33,4643	1,5781
	ФБД	34,0697	0,9728
3 (2,98)	SD-ROM(1,2)	33,2041	1,8384
	SD-ROM(1,8)	33,3793	1,6632
	WDDF(10,8)	32,4748	2,5676
	WDDF(40)	33,2094	1,8331
	ФБД	33,6279	1,4146
5 (5,18)	SD-ROM(1,2)	32,7335	2,3090
	SD-ROM(1,8)	32,4537	2,5888
	WDDF(10,8)	32,1146	2,9279
	WDDF(40)	32,7641	2,2784
	ФБД	33,1687	1,8738
10 (10,04)	SD-ROM(1,2)	31,5458	3,4967
	SD-ROM(1,8)	30,2888	4,7537
	WDDF(10,8)	30,8555	4,1869
	WDDF(40)	31,3134	3,7291
	ФБД	32,1620	2,8805

Выводы

В данной работе представлен новый алгоритм фильтрации изображений, описываемых как локально-однородное ФБД поле, наблюдаемое в присутствии смеси аддитивной и импульсной помех, основанный на приближенном решении уравнения правдоподобия. Алгоритм разработан для подавления некоррелированной, равномерно распределенной импульсной помехи, однако легко может быть модифицирован для подавления другого типа импульсной помехи. Полученный алгоритм позволяет по наблюдаемому зашумленному изображению оценить параметры ФБД, вероятность искажения импульсной помехой P_{imp} , положения искаженных пикселей и истинное изображение. Показано, что возможно дополнительно оценить дисперсию аддитивного шума. Алгоритм не содержит никаких параметров, задаваемых пользователем, то есть не требует дополнительной настройки. Полученные в результате экспериментального тестирования результаты показали, что предложенный алгоритм в среднем обеспечивает выигрыш 0,5 дБ, по сравнению с исследуемыми алгоритмами. Основным недостатком предложенного алгоритма является существенная вычислительная сложность.

Список литературы: 1. *Astola J. Fundamentals of Nonlinear Digital Filtering / J Astola, P. Kuosmanen* Boca Raton, USA: CRC Press LLC, 1997. 276 P. 2. *Sucher R, A recursive nonlinear filter for removal of impulse noise // Proc. IEEE Int. Conf. on Image Processing 1995, ICIP-95, Washington D.C., USA, Okt. 1995. V. I. P. 183-186.* 3. *Progressive Switching Median Filter for the Removal of Impulse Noise from Highly Corrupted Images / Zhou Wang, David Zhang // IEEE Transactions on Circuit and System II: Analog and Digital Signal Processing, Jan. 1999. V. 46, no. 1. P. 78-80.* 4. *Efficient Filtering of Image Data Corrupted by Impulse Noise / Ganapati Panda, Sanjay Kumar Maharatha // 1996. <http://www.icspat.com/papers/409mfi.pdf>.* 5. *Two-Dimensional Linear Prediction Based Median Filtering / Manglem Singh, Prabin K. Bora // 2002. <http://www.ee.iitb.ac.in/uma/~ncc2002/proc/NCC-2002/pdf/n068.pdf>* 6. *R. Lukac. Optimised Directional Distance Filter // Machine Graphics and Visions, Special Issue on Colour Image Processing and its Applications, 2002. V. 11, no. 2-3. P. 311-326.* 7. *Impulse noise detection and removal using fuzzy techniques/ D. Zhang, Z. Wang // Electron. Lett., Feb. 1997. V. 33. P. 378-379.* 8. *A new efficient approach for the removal of impulse noise from highly corrupted images / E. Abreu, M. Lightstone, S. K. Mitra, and K. Arakawa // IEEE Trans. Image Processing, June 1996. V. 5. P. 1012-1025.* 9. *Fractional Brownian motions, fractional noises and applications / B.B. Mandelbrot, J. W. Van Ness // SIAM Rev., 1968. V. 10. P. 422-437.* 10. *Федер. Е. Фракталы. М.: Мир, 1991. 254с.* 11. *Кроновер. Р. Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. М.: Постмаркет, 2000. 352 с.* 12. *Ярославский Л.П. Введение в цифровую обработку изображений. М.: Сов. радио, 1979. 312 с.* 13. *Removal of Impulse Bursts in Satellite Images / Pertti Koivisto, Jaakko Astola, Vladimir Lukin, Vladimir Melnik, and Oleg Tsymbal // EURASIP JOURNAL ON APPLIED SIGNAL PROCESSING, March 2003. № 3. P. 223-237.* 14. *Фалькович С.Е., Хомяков Э.Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. М.: Радио и связь, 1981. 288 с.* 15. *Кокс Д., Хинкли Д. Теоретическая статистика. М.: Мир, 1978. 560 с.* 16. *Шелухин О.И., Тенякиев А. М., Осин А.В. Фрактальные процессы в телекоммуникациях. М.: Радиотехника, 2003. 480 с.*

Национальный аэрокосмический
университет «ХАИ»

Поступила в редколлегию 12.10.2004

ВЕРОЯТНОСТЬ ПРАВИЛЬНОГО СОВМЕЩЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ В КОРРЕЛЯЦИОННО-ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ НАВИГАЦИИ

Введение

Принцип действия корреляционно-экстремальных систем навигации основан на привязке с помощью одного из алгоритмов, как правило, корреляционного, текущего изображения (ТИ), сформированного с помощью датчика геофизического поля Земли, к эталонному изображению (ЭИ), полученному заранее. Эффективность алгоритмов совмещения изображений оценивается вероятностью правильной привязки. Как правило, ТИ считается правильно привязанным к ЭИ, если точность совмещения изображений не хуже пикселя [1]. Для этого случая в работе [2] получена формула для вероятности правильного совмещения корреляционным алгоритмом. В ряде случаев имеет смысл полагать привязку изображений правильной, если оценка сдвига (k', l') , формируемая алгоритмом, попадает в окрестность $I_{k_0 l_0}^{d_1 d_2} = \{(k, l) \in \overline{k_0 - d_1, k_0 + d_1} \times \overline{l_0 - d_2, l_0 + d_2}\}$ точки истинного сдвига (k_0, l_0) размерами $(2d_1 + 1) \times (2d_2 + 1)$ элементов [1]. Предыдущий вариант сводится к последнему при $d_1 = d_2 = 0$, когда окрестность стягивается в одну точку, а именно $I_{k_0 l_0}^{00} = \{(k_0, l_0)\}$.

Цель работы заключается в обобщении формулы эффективности корреляционного алгоритма на случай использования критерия правильного совмещения изображений, заключающегося в попадании экстремума решающей функции в целочисленную окрестность заданного размера точки истинного совмещения.

Постановка задачи

Пусть ЭИ и ТИ заданы в виде матриц

$$E = [e_{ij}], i \in \overline{1, M_1}, j \in \overline{1, M_2}; T = [t_{ij}], i \in \overline{1, N_1}, j \in \overline{1, N_2}; N_1 < M_1, N_2 < M_2,$$

соответственно, и известен истинный сдвиг (k_0, l_0) ТИ относительно ЭИ. Предположим, что справедлива аддитивная модель взаимодействия формируемого датчиком ТИ с шумом каждого канала датчика:

$$t_{ij} = a_{ij} + n_{ij}, i \in \overline{1, N_1}, j \in \overline{1, N_2}, \quad (1)$$

причем шумы каналов считаем независимыми гауссовыми случайными величинами с нулевым средним значением и среднеквадратическим отклонением σ_{ij} , т.е. $n_{ij} \in N(0, \sigma_{ij})$.

Если сетки ТИ и ЭИ совпадают и искажения яркости ТИ отсутствуют, то

$$t_{ij} = e_{i+k_0-1, j+l_0-1} \text{rect}(i/N_1, j/N_2) + n_{ij}, \quad (2)$$

где $\text{rect}(i/N_1, j/N_2) = \begin{cases} 1, & i \in \overline{1, N_1}; j \in \overline{1, N_2}; \\ 0, & i \notin \overline{1, N_1}; j \notin \overline{1, N_2}. \end{cases}$

Решающая функция корреляционного алгоритма совмещения изображений имеет вид [1]:

$$b_{\kappa l} = \sum_{i=1}^{\mathcal{N}_i} \sum_{j=1}^{\mathcal{N}_j} \tilde{t}_{ij} \tilde{e}_{ij, \kappa l}, \kappa \in \overline{1, \mathcal{R}_1}; l \in \overline{1, \mathcal{R}_2}; \mathcal{R}_p = M_p - \mathcal{N}_p + 1; p \in \overline{1, 2}, \quad (3)$$

$$\text{где } \tilde{t}_{ij} = (t_{ij} - \bar{t}) \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} (t_{ij} - \bar{t})^2 \right]^{-1/2}, \quad \bar{t} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} t_{ij}, \quad N = N_1 N_2,$$

$$\tilde{e}_{ij,kl} = (e_{i+k-1, j+l-1} - \bar{e}_{kl}) \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} (e_{i+k-1, j+l-1} - \bar{e}_{kl})^2 \right]^{-1/2}, \quad \bar{e}_{kl} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} e_{i+k-1, j+l-1}.$$

В работе [2] для вероятности правильного одноточечного совмещения ТИ и ЭИ с помощью корреляционного алгоритма получена формула

$$P_{k_0 l_0}^{d_1=d_2=0} = P(\mathcal{A} / \mathcal{B}_{k_0 l_0}) = \int_{-\infty}^{\infty} dy_{k_0 l_0} \prod_{\substack{\kappa=1 \\ \kappa \neq k_0}}^{\mathcal{R}_1} \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq l_0}}^{\mathcal{R}_2} \int dy_{\kappa l} w_b(y_{11}, \dots, y_{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2}), \quad (4)$$

где w_b - совместная плотность распределения элементов матрицы $b = [b_{kl}]$.

Требуется при вышеуказанных ограничениях и допущениях обобщить формулу (4) на случай $d_1, d_2 > 0$ и получить сравнительную оценку результатов расчетов по этой формуле с результатами статистических испытаний алгоритма.

Вывод формулы для вероятности правильного совмещения изображений

Пусть $A_{k'l'}$ - событие, состоящее в том, что

$$b_{k'l'} > b_{kl}, \quad k \neq k', \quad l \neq l', \quad (k, l) \in \overline{1, \mathcal{R}_1} \times \overline{1, \mathcal{R}_2}, \quad (5)$$

т.е. коэффициент взаимной корреляции b_{kl} достигает максимума на фрагменте ЭИ с номером (k', l') , причем точка истинного соответствия равна (k_0, l_0) . События $A_{k'l'}$ и $A_{k''l''}$ ($k' \neq k'', l' \neq l''$) могут быть совместными тогда, когда фрагменты ЭИ, соответствующие сдвигам (k', l') , (k'', l'') , одинаковы, т.е.

$$e_{k+k'-1, l+l'-1} = e_{k+k''-1, l+l''-1}, \quad (k, l) \in \overline{1, N_1} \times \overline{1, N_2}.$$

Кроме того, может оказаться, что $b_{k'l'} = b_{k''l''}$ даже для неодинаковых фрагментов ЭИ. На практике оба эти случая маловероятны. Поэтому будем полагать, что события $A_{k'l'}$ несовместны в совокупности. Тогда в соответствии с (4) условная вероятность наступления события $A_{k'l'}$ при условии, что ТИ T в наибольшей степени соответствует (k_0, l_0) -му фрагменту ЭИ E , определяется выражением

$$P_{k'l'} = P(\mathcal{A}_{k'l'} / \mathcal{B}_{k_0 l_0}) = \int_{-\infty}^{\infty} dy_{k'l'} \prod_{\substack{\kappa=1 \\ \kappa \neq k'}}^{\mathcal{R}_1} \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^{\mathcal{R}_2} \int dy_{\kappa l} w_b(y_{11}, \dots, y_{\mathcal{R}_1 \mathcal{R}_2}), \quad (6)$$

где w_b - совместная плотность распределения элементов матрицы b . В [2] показано, что распределение вероятностей каждого элемента $\xi_{ij} = t_{ij} / \sigma_{ij}$, центрированного и нормированного ТИ, описывается выражением

$$w_{\xi}(\chi) = \frac{\exp \left[-\frac{m + \alpha_{ij}^2}{2} + \frac{\alpha_{ij}^2 \chi^2}{4(\chi^2 + \mathcal{N})} \right]}{\sqrt{2\pi \mathcal{N}} \cdot 2^{\mathcal{N}/2-1}} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(\tau/4)^p \Gamma(\mathcal{N} + 1 + 2p) \mathcal{D}_{-\mathcal{N}-1-2p} \left(-\frac{\alpha_{ij} \chi}{\sqrt{\chi^2 + \mathcal{N}}} \right)}{p! \Gamma(p + \mathcal{N}/2) \left(1 + \chi^2 / \mathcal{N} \right)^{(\mathcal{N}+1)/2+p}}, \quad (7)$$

где $\alpha_{ij} = (a_{ij} - \bar{a})/\sigma_{ij}$, $D_v(x)$ – функция параболического цилиндра; $\bar{a} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} a_{ij}$,

$N = N_1 N_2$, $\tau = \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{N_2} [\alpha_{ij}]^2$. Параметр τ можно трактовать как энергетическое отношение сигнал/шум в ТИ Т.

Исследование свойств распределения (7), проведенное в работе [3], показало, что при достаточно больших значениях параметров N , τ его можно аппроксимировать гауссовым с первым и вторым начальными моментами:

$$m_1(\xi_{ij}) = \alpha_{ij} \sqrt{\mathcal{N}/2} e^{-\tau/2} \frac{{}_1F_1(\mathcal{N}/2 - 1/2, \mathcal{N}/2; \tau/2) \Gamma(\mathcal{N}/2 - 1/2)}{\Gamma(\mathcal{N}/2)},$$

$$m_2(\xi_{ij}) = \frac{\tau [1 + (\alpha_{ij})^2] e^{-\tau/2} (-\tau/2)^{-\mathcal{N}/2}}{4(\mathcal{N} - 2)} [\mathcal{N}(\mathcal{N} - 2) \Gamma(\mathcal{N}/2 - 1, -\tau/2) - 4\Gamma(\mathcal{N}/2 + 1)],$$

где ${}_1F_1(a, c; x)$ – вырожденная гипергеометрическая функция; $\Gamma(a, b)$ – неполная гамма-функция, а элементы ξ_{ij} можно считать независимыми между собой. Тогда интегрирование в формуле (6) дает

$$P_{k'l'} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-x^2/2} \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq k'}}^{\mathcal{R}_1} \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq l'}}^{\mathcal{R}_2} \Phi \left(\frac{x \sqrt{\mu_2(b_{k'l'})} + m_1(b_{k'l'}) - m_1(b_{k'l})}{\sqrt{\mu_2(b_{k'l})}} \right) dx, \quad (8)$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-t^2/2} dt$ – интеграл вероятности; $\mu_2(b_{kl}) = m_2(b_{kl}) - m_1^2(b_{kl})$ – дисперсия случайной величины b_{kl} .

Обозначим через $A_{k_0 l_0}^{d_1 d_2}$ событие, состоящее в том, что максимум решающей функции принадлежит множеству $I_{k_0 l_0}^{d_1 d_2}$. Чтобы определить вероятность этого события, удобней

перейти к противоположному событию $\bar{A}_{k_0 l_0}^{d_1 d_2} = \bigcup_{k'=k_0-d_1}^{k'=k_0+d_1} \bigcup_{l'=l_0-d_2}^{l'=l_0+d_2} \bar{A}_{k'l'}$, вероятность которого

в предположении независимости событий $A_{k'l'}$:

$$P(\bar{A}_{k_0 l_0}^{d_1 d_2}) = \prod_{k'=k_0-d_1}^{k'=k_0+d_1} \prod_{l'=l_0-d_2}^{l'=l_0+d_2} (1 - P_{k'l'}) = \prod_{(k', l') \in I_{k_0 l_0}^{d_1 d_2}} (1 - P_{k'l'}),$$

где вероятности $P_{k'l'}$, $(k', l') \in I_{k_0 l_0}^{d_1 d_2}$ определяются формулой (8).

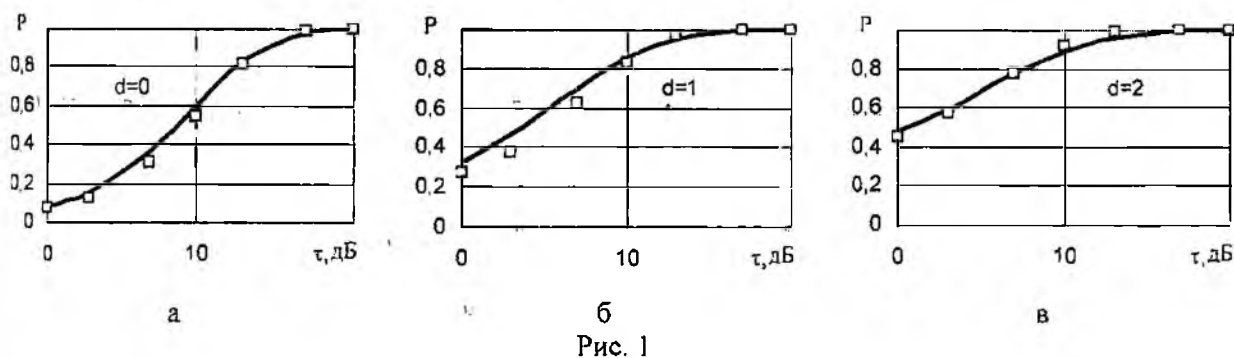
Окончательно для вероятности правильного совмещения изображений имеем:

$$P_{k_0 l_0}^{d_1 d_2} = P(A_{k_0 l_0}^{d_1 d_2}) = 1 - P(\bar{A}_{k_0 l_0}^{d_1 d_2}) = 1 - \prod_{(k', l') \in I_{k_0 l_0}^{d_1 d_2}} (1 - P_{k'l'}). \quad (9)$$

Результаты сравнительного анализа теоретических данных и данных, полученных путем статстических испытаний алгоритма

На рис. 1а, б, в приведены зависимости вероятностей $P_{6,6}^{00}$, $P_{6,6}^{11}$, $P_{6,6}^{22}$ соответственно ($d_1 = d_2 = d$) от отношения сигнал/шум τ для тестового изображения:

$$e_{ij} = \begin{cases} T_0, & (i, j) \in I = \{(i, j) | i \in \overline{7, 13}; j \in \overline{7, 13}\}; \\ T_g, & (i, j) \in \{(i, j) | i \in \overline{1, 19}; j \in \overline{1, 19}\} \setminus I \end{cases} \quad (10)$$



параметрами $T_0 = 150, T_g = 100, N_1 = N_2 = 9$. Сплошными кривыми на данном и всех по-

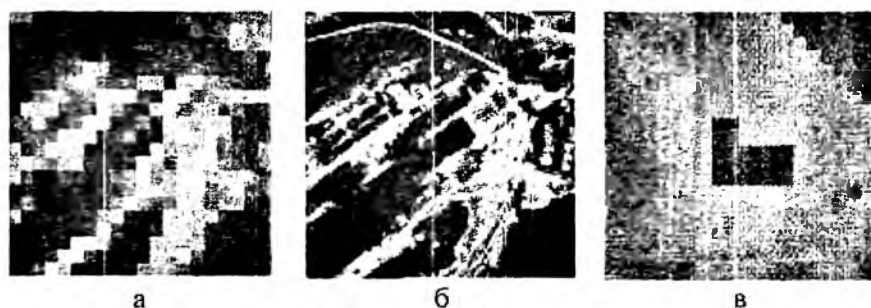


Рис. 2

следующих графиках представлены результаты расчетов по формуле (9), а квадратами – результаты статистических испытаний корреляционного алгоритма с решающей функцией (4). Аналогичные зависимости для ЭИ 20×20 элементов, изображен-

ного на рис. 2а увеличенным в 5 раз, и ТИ 9×9 элементов представлены на рис. 3. Графики видятельствуют о достаточно хорошем совпадении теоретических и экспериментальных результатов, причем в случае тестового полностью симметричного ЭИ расхождения менее выражены.

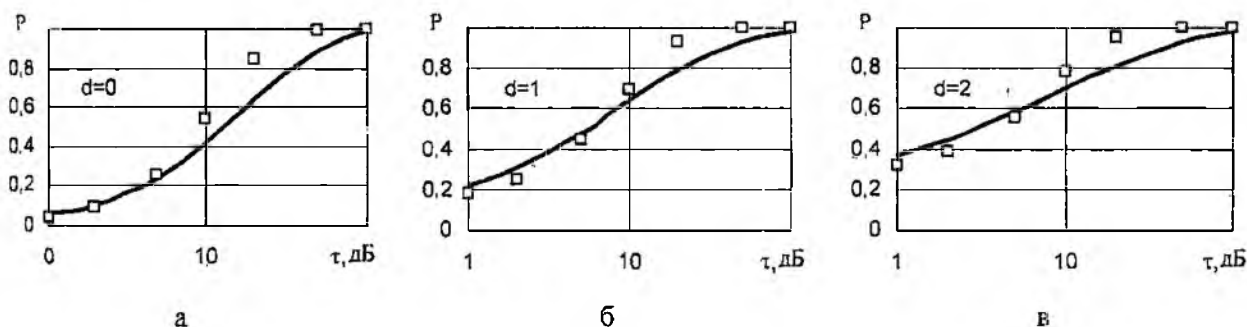


Рис. 3

Подобная картина наблюдается и для ЭИ 100×100 элементов, ТИ 35×35 элементов, $l_0 = l_0 = 30$ (рис. 4).

В формуле (9) используются все отсчеты ТИ и ЭИ, а также статистические характеристики аддитивного шума. На практике наблюдаются искажения ТИ, которые подразделяются на геометрические (нецелочисленный сдвиг ТИ и ЭИ в пределах полупикселя, взаимный их поворот, отличие коэффициента масштаба ТИ (отношения шага сеток ТИ и ЭИ), перспективные искажения), а также искажения яркости, обусловленные изменчивостью коэффи-

ента излучения подстилающей поверхности в зависимости от погодных, сезонных условий во время формирования ТИ и т.д. Если эти искажения носят детерминированный характер можно смоделировать соответствующие искаженные ТИ, как это описано в работе [3], и подставлять их в модель сигнала (1). Влияние геометрических искажений на вероятность правильного совмещения изображений иллюстрируется графиками на рис. 5 для случая тестового ЭИ и $\tau = 13$ дБ.

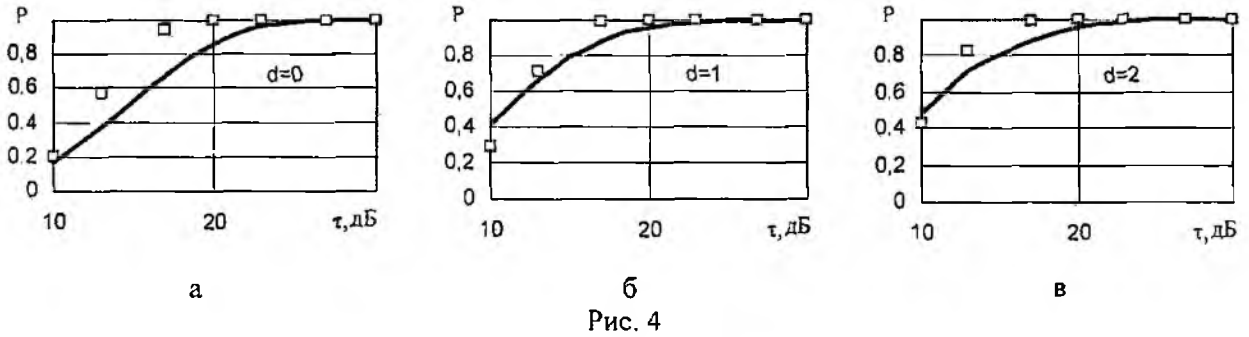


Рис. 4

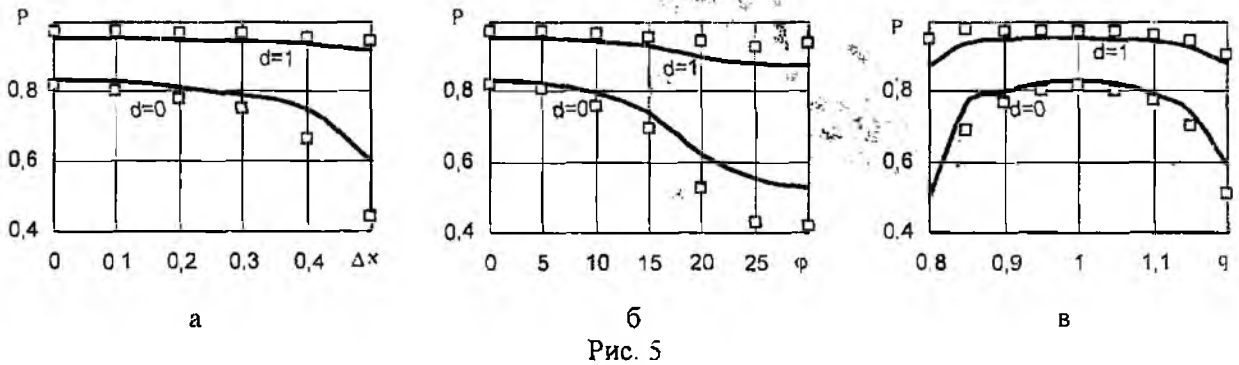


Рис. 5

Рис. 5а представляет график вероятности от сдвига ТИ и ЭИ по оси ординат, рис. 5б – от угла взаимного разворота ТИ и ЭИ в градусах, рис. 5в – от различия в масштабах сеток ЭИ и ТИ. Отметим существенное уменьшение эффективности алгоритма совмещения изображений при сдвиге изображений, кратному полупикселю. С этой точки зрения предпочтительней использовать в качестве критерия эффективности $P_{k_0 l_0}^{11}$, а не $P_{k_0 l_0}^{00}$.

Зависимости вероятности правильного совмещения изображений от величины окна d , представленные в таблице для нескольких ЭИ при $\tau = 10$ дБ, $k_0 = 6$, $l_0 = 6$, позволяют оценить ширину основного пика решающей функции. Так, для ЭИ рис. 3а, имеющего больший радиус корреляции по сравнению с остальными изображениями, ширина основного пика также оказывается несколько большей.

ЭИ d	0	1	2	3	4
Тестовое	0,5985	0,8607	0,8895	0,8968	0,8983
Рис. 3а	0,4212	0,6439	0,7011	0,729	0,7445
Рис. 3в	0,5877	0,8416	0,8761	0,8863	0,8912

Выводы

Формула для вероятности правильного совмещения изображений в корреляционно-экстремальных системах навигации обобщена на случай, когда под правильным совмещением понимается совпадение оценки местоположения, выдаваемой алгоритмом сопоставления изображений, не с точкой истинного сдвига, а попадание этой оценки в окрестность заданных размеров упомянутой точки. Получено удовлетворительное совпадение теоретических данных, полученных с помощью этой формулы, с результатами статистических испытаний корреляционного алгоритма.

Список литературы: 1. *Методы фильтрации сигналов в корреляционно-экстремальных системах навигации* / В.К. Баклицкий, А.М. Бочкарев, М.П. Мусьяков; Под ред. В.К. Баклицкого. М.: Радио и связь, 1986. 216 с. 2. *Антюфеев В.И., Макаренко Б.И.* Теоретическая оценка эффективности алгоритмов локализации целей в двумерных КЭСН // *Электромагнитные волны и электронные системы*. 1997. Т. 2. №6. С. 83-89. 3. *Антюфеев В.И., Быков В.И., Кожушко Я.Н., Чмиць В.В.* Метод оценки влияния искажений изображений на надежность местоопределения радиометрических систем навигации летательных аппаратов // *Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб.* 2004. Вып. 139. С. 5-14.

*Объединенный научно-исследовательский институт
Вооруженных Сил ОАО НПО «Сатурн», Киев*

Поступила в редколлегию 12.10.2004

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ КВАЗИОПТИМАЛЬНОГО МЕТОДА ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ ППРЧ С МЕТОДОМ ОБНАРУЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ J-КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА

Постановка проблемы

В настоящее время радиосвязь и обмен информацией в ней ведется системами с программной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) [1]. Одно из достоинств систем связи с ППРЧ – высокая скрытность. Поэтому радиоконтроль таких систем связи представляет определенные трудности. Особую остроту эта проблема приобретает в системах радиосвязи с малым временем работы на одной частоте. Примером такой систем является система радиосвязи JTIDS [2]. Уникальный характер этой системы радиосвязи ее широкие возможности определяются структурой сигнала и нетрадиционными методами организации обмена информацией. Все это ставит задачу обнаружения обмена информацией в сети системы радиосвязи с ППРЧ одной из актуальнейших задач обнаружения. В работе [3] предложен метод обнаружения сигнала системы радиосвязи JTIDS.

Цель работы – провести сравнительную оценку приемника обнаружения, выполненного на основе J-корреляционной обработки с приемниками обнаружения, выполненными квазиоптимальными методами обработки, показать возможности этого метода.

При проведении сравнительного анализа за оценку рассматриваемых методов обнаружения выберем входное отношение сигнал/шум. Так, для реализованного приемника обнаружения на основе J-корреляционной обработки, лабораторные испытания показали выполнения своего назначения при входном соотношении сигнал/шум минус 22 дБ. Дадим сравнительную оценку полученного результата с потенциальными параметрами ряда приемников обнаружения, реализованных широко известными методами квазиоптимального обнаружения, включая применение рециркулятора. Выберем сигналом обнаружения сигнал системы радиосвязи JTIDS.

Метод обработки пачек радиоимпульсов

Решение поставленной задачи наиболее созвучно с хорошо известным методом обработки пачек некогерентных радиоимпульсов [4], структурная схема оптимального приемника в случае некогерентной пачки импульсов, реализующая этот метод, приведена на рис.1, где Ан – антенна; ЛТ – линейный тракт; СФ – согласованный фильтр.

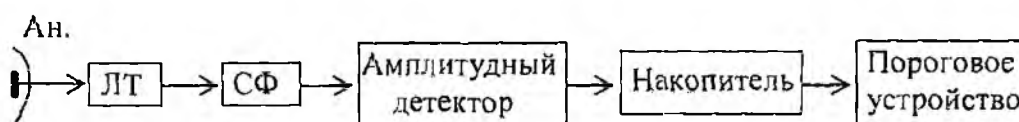


Рис. 1

В [4] показано, что предельное входное отношение сигнал/шум \mathcal{E}/N_0 обнаружителя определяется длительностью пакета радиоимпульсов, где и приводится график зависимости отношения сигнал/шум на входе от количества импульсов в пакете. Пользуясь полученными результатами [4], определим возможное отношение сигнал/шум на входе приемника обнаружения для сигнала системы радиосвязи JTIDS. Полагаем число режим обмена в сети радиосвязи JTIDS двухпакетный, в котором количество информационных импульсов максимальное ($n=256$) и ППРЧ снята. Тогда, используя кривые обнаружения, приведенные в [4], при вероятности правильного обнаружения 0,9 и ложной тревоги 10^{-7} , входное отношение

сигнал/шум приемника обнаружения составит не менее минус 3 дБ. Несложно показать, что при таком соотношении сигнал/шум дальность обнаружения будет невелика.

В случае когерентной обработки входное отношение сигнал/шум могло бы составить около минус 12 дБ. Однако здесь следует отметить, что когерентный прием сигналов системы радиосвязи JTIDS невозможен. Невозможность когерентного приема определяется не только отсутствием информации о начальной фазе сигнала и времени его появления, но и наличием джиттера [2], который изменяет положение пакета передаваемого сообщения на стандартном временном интервале от одного к другому по псевдослучайному закону.

Трудности достижения приемлемых отношений сигнал/шум приемника обнаружения при обработке пачки некогерентной последовательности импульсов [5] усложняются применением в современных системах радиосвязи программной перестройки рабочей частоты в широкой полосе. Для системы радиосвязи JTIDS эта полоса составляет 255 МГц. Поэтому обнаружение сигналов системы радиосвязи JTIDS рассматриваемым методом следует ожидать еще при более высоком отношении сигнал/шум на входе приемника обнаружения.

Метод обнаружения на основе J-корреляционной обработки

В [3] предложен приемник обнаружения сигнала системы радиосвязи JTIDS. Статистический анализ приемника обнаружения (рис. 2) проведен в [6, 7], где показано, что его выходное отношение сигнал/шум, при условии равенства эффективной ширины шумовой спектральной составляющей полосе режекции режекторного фильтра, может значительно превышать определенное в теории оптимального приема [8] значение $\sqrt{2E/N_0}$ (где E – энергия сигнала,

N_0 – мощность шумового напряжения), как потенциально возможное. Лабораторные испытания приемника обнаружения сигналов ППРЧ, на примере обнаружения сигнала системы радиосвязи JTIDS, показали высокую эффективность заложенной в нем обработки. За параметр обнаружения принята длительность информационного пакета. Структурная схема приемника обнаружения на основе J-корреляционной обработки приведена на рис.2, где ЛТ – линейный тракт, состоящий из 6 каналов; $X1.i$ – корреляционные детекторы; Σ – сумматор; ФНЧ – фильтр нижних частот; УГ – управляемый генератор; СМ – смеситель; Г – кварцевый генератор; ЛЗ1, ЛЗ2 – первая и вторая линии задержки; РФ – режекторный фильтр; X2, X3 – второй и третий перемножители; ПФ – полосовой фильтр; УЦО – устройство цифровой обработки.

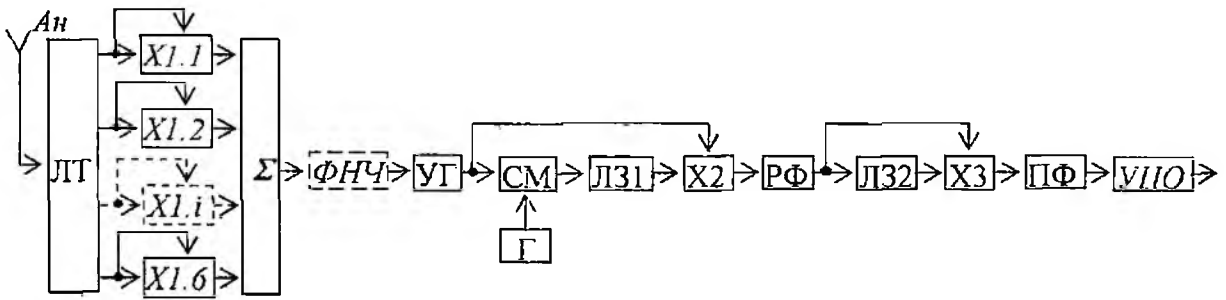


Рис. 2

В приемнике фильтрация шумового напряжения, модулирующего УГ, выполнена за счет частотных свойств элементной базы, используемой в сумматоре (выполненном на микросхеме 544 УД2Б), ограничивающихся полосой $\Delta\mu=2,5$ МГц (на рисунке отражено фильтром ФНЧ). Для режектирования шумовой спектральной составляющей использовался фильтр (РФ) ФП2Р-014-1-Б-В с полосой режекции $\Delta f_p=5,7$ кГц, что не удовлетворяет условию оптимальности $\Delta f_\xi = \Delta f_p$ [6, 7], т.к. эффективная ширина шумовой спектральной составляющей $\Delta f_\xi = 40$ кГц.

Квазиоптимальный метод

На рис.3 приведена структурная схема приемника обнаружения, реализующая квазиоптимальный метод обнаружения, в котором ПУ – пороговое устройство и $U_{пор.}$ – пороговое напряжение.

Линейный тракт приемника обнаружения (полагаем ЛТ, X_i , Σ идентичными схеме рис.2) состоит из шести каналов, с полосами пропускания $\Delta f \approx 40$ МГц. В таком случае шумовое напряжение одного канала определится как $U_{швх} = \sqrt{kT\Delta fR} = 2,85 \cdot 10^{-6}$ В, где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ – постоянная Больцмана; $T = 293$ (при $t = 20^\circ \text{C}$) – температура; $R = 50$ Ом – входное сопротивление.

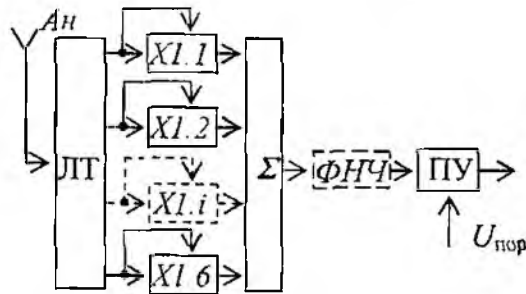


Рис. 3

Коэффициент шума по напряжению каналов линейного тракта $K_{шн} = 8,7$ дБ (определен экспериментальным путем). Тогда шумовое напряжение, приведенное к входу для одного канала,

$$U_{ш1} = U_{швх} K_{шн} = 7,76 \cdot 10^{-6} \text{ В.}$$

Так как число каналов линейного тракта приемника обнаружения $N=6$, то приведенное шумовое напряжение с учетом всего рабочего диапазона частот,

$$U_{швх.пр} = U_{швх} K_{шн} \sqrt{N} = 19,0 \cdot 10^{-6} \text{ В.}$$

Напряжение шума на выходе корреляционного детектора для одного канала

$$U_{шд} = [U_{ш1}]^2 = 60,2 \cdot 10^{-12} \text{ В.}$$

При этом занимаемая шумом полоса частот $2\Delta f$.

Шумовое напряжение на выходе сумматора

$$U_{ш-} = U_{шд} \sqrt{N} = 147,5 \cdot 10^{-12} \text{ В.}$$

В каждом канале огибающие радиоимпульсов выделяются корреляционными детекторами (реализованными на ИМ 174 ПС1 и 544 УД2Б). Ширина спектра последовательности видеоимпульсов, сформированных на выходе сумматора, определяется их длительностью (6,4 мкс) и будет значительно меньше полосы канала $\Delta f=40$ МГц. Как отмечалось выше, шумовая полоса выходного сигнала сумматора определяется частотными свойствами элементной базы, входящей в состав детектора и сумматора (микросхемы 544 УД2Б), и ограничивается полосой частот в $\Delta\mu=2,5$ МГц. Тогда результирующее шумовое напряжение на выходе сумматора в полосе частот $\Delta\mu$ определится как

$$U_{ш+} = U_{ш-} \sqrt{\frac{\Delta\mu}{2\Delta f}} = 147,5 \cdot 10^{-12} \sqrt{\frac{2,5}{80}} = 25,5 \cdot 10^{-12} \text{ В.}$$

Для принятия достоверного решения об обнаружении сигнала выходное отношение сигнал/шум должно быть не менее 10 дБ. Из этого условия следует, что уровень выходного сигнала должен составлять значение более

$$U_{свых} = 3,16 U_{ш+} = 80,8 \cdot 10^{-12} \text{ В.}$$

Отсюда с учетом корреляционного детектирования следует, что минимальное значение входного отношения сигнал/шум составит:

$$U_{свх}/U_{ш\text{ вх пр}} = \sqrt{80,8 \cdot 10^{-6}/19,0 \cdot 10^{-6}} = 0,47.$$

Этот результат соответствует минус 6,5 дБ и не является предельным, т.к. полоса эквивалентного фильтра нижних частот, определяемая частотными свойствами радиоэлементов, превышает ширину спектра сигнала. При включении фильтра ФНЧ с полосой пропускания $\Delta\mu=300$ кГц, соответствующей ширине спектра последовательности видеоимпульсов, шумовое напряжение на выходе определится значением

$$U_{ш+}' = U_{ш+} \sqrt{\frac{\Delta\mu}{2\Delta f}} = 147,5 \cdot 10^{-12} \sqrt{\frac{300}{80}} = 9,0 \cdot 10^{-12} \text{ В.}$$

В этом случае уровень выходного сигнала составит:

$$U_{св\text{ вх}} = 3,16 U_{ш+}' = 28,54 \cdot 10^{-12} \text{ В,}$$

а входное отношение сигнал/шум определится как

$$U_{свх}/U_{ш\text{ вх пр}} = \sqrt{28,5 \cdot 10^{-6}/19,0 \cdot 10^{-6}} = 0,28,$$

что соответствует минус 11 дБ. Такой результат является предельным для приемника обнаружения, реализованного методом согласованной фильтрации, что намного хуже результата приемника [3].

Метод обнаружения с рециркулятором

Структурная схема приемника обнаружения, который в канале обработки содержит рециркулятор, представлена на рис. 4. Здесь обеспечивается многократное прохождение сигнала.

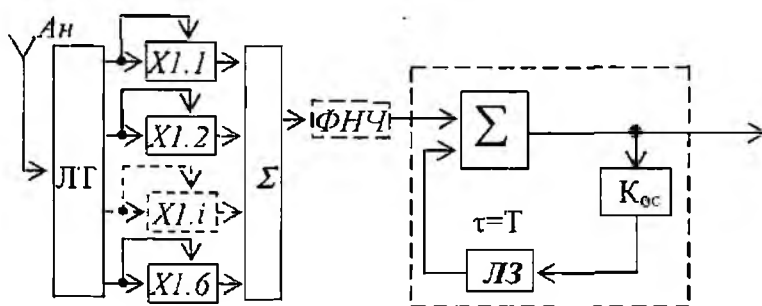


Рис. 4

В суммирующем устройстве сигналы, действующие на входе сумматора (Σ), складываются арифметически, тогда как шумы – геометрически [5]. Отметим сразу, что использование рециркулятора для обнаружения сигналов систем радиосвязи с ППРЧ не целесообразно. Это объясняется тем, что коэффициент передачи в контуре обратной связи ($K_{ос}$ – коэффициент обратной связи) не должен превышать значения более 0,95, что определено условием устойчивой работы рециркулятора) [4]. Из этого следует, что приращения сигнала на выходе рециркулятора, начиная с 40-го импульса входного пакета, нет. Т.е. с 40-го импульса выходное отношение сигнал/шум не изменяется. Пакет импульсной последовательности сигнала системы радиосвязи JTIDS имеет длительность 3,354 мс и содержит в зависимости от режима работы системы радиосвязи 129 (при периоде $T=26$ мкс) или 258 (при $T=13$ мкс) видеоимпульсов. Это указывает на то, что применение рециркулятора для обнаружения сигналов системы радиосвязи JTIDS не оптимально, так как в лучшем случае (при $T=26$ мкс) теряется более 60% энергии обрабатываемого сигнала

Анализируя возможности приемника обнаружения, реализованного по методу [3], на рис. 5 приведены относительная характеристика режекторного фильтра $K_{рф}(W)$ и относительная огибающая спектральной плотности мощности составляющей выходного сигнала $S_{ш}(W)$ перемножителя X2, построенная по $S_{ш}(W) = [U_1 J_0(\beta_1')]^2 \sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}} \exp[-\frac{(W_r - W)^2}{4\sigma_w^2}]$ [6, 7], где U_1 – амплитуда сигнала; $J_0(\beta)$ – функция Бесселя нулевого порядка от аргумента β ; $\beta_1' = 1.95$ – индекс модуляции [9]; σ_w^2 – значение флуктуации частоты сигнала относительно ее среднего значения, которая определяет эффективную ширину спектральных составляющих в сигнале как $\Delta\Omega_\xi = \sqrt{\sigma_w^2}$. Рис. 5 отображает подавление некоторой части полосы шумовой составляющей $S_{ш}(W)$ спектра выходного сигнала перемножителя X2.

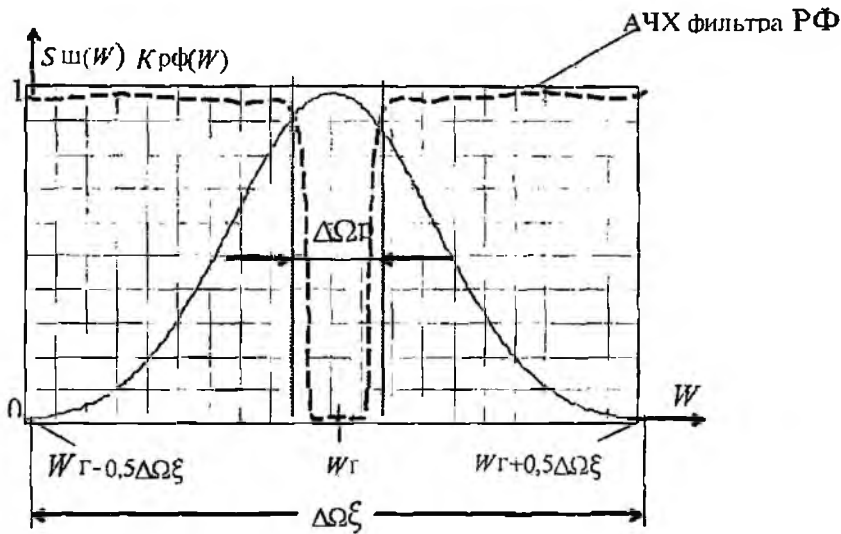


Рис. 5

Остаточная мощность шумовой составляющей спектра определится из известного

равенства $\sigma_{ш\text{ост}}^2 = \frac{1}{\pi} \int_{W_r - 0,5\Delta\Omega_p}^{W_r + 0,5\Delta\Omega_p} S_{ш}(W) dW$, следовательно,

$$\sigma_{ш\text{ост}}^2 = \frac{1}{\pi} \int_{W_r - 0,5\Delta\Omega_p}^{W_r + 0,5\Delta\Omega_p} S_{ш}(W) dW = \frac{1}{\pi} \int_{W_r - 0,5\Delta\Omega_p}^{W_r + 0,5\Delta\Omega_p} U_1^2 \sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}} \exp\left[-\frac{(W_r - W)^2}{4\sigma_w^2}\right] dW,$$

при $\Delta\Omega_\xi = 240 \cdot 10^3 \text{ рад/с}$; $\Delta\Omega_p = 35,8 \cdot 10^3 \text{ рад/с}$; и условии $\sqrt{\sigma_w^2} = \Delta\Omega_\xi$, получим

$$\sigma_{ш\text{ост}}^2 = 0,152 \text{ Вт}^2$$

режектированная мощность

$$\sigma_{шр}^2 = \frac{1}{\pi} \int_{W_r - 0,5\Delta\Omega_p}^{W_r + 0,5\Delta\Omega_p} U_1^2 \sqrt{\frac{\pi}{\sigma_w^2}} \exp\left[-\frac{(W_r - W)^2}{4\sigma_w^2}\right] dW = 0,079 \text{ Вт}^2.$$

Из этого следует, что примененный режекторный фильтр с полосой режекции $\Delta f_p < \Delta f_\xi$ ($5,7 \text{ кГц} < 40 \text{ кГц}$) подавляет около 30% мощность шумовой спектральной составляющей.

Таким образом, если в приемниках обнаружения, выполненных квазиоптимальными методами, найденные значения отношения сигнал/шум являются предельными и существенно меньше отношения сигнал/шум, полученного при лабораторных испытаниях приемника с J-корреляционной обработкой, в котором есть большой запас повышения выходного отношения сигнал/шум. Значит, приемник обнаружения рис. 3 позволяет получить выходное отношение сигнал/шум значительно превышающее значение, определенное в теории оптимального приема $\sqrt{2E/N_0}$ как потенциально возможное.

Список литературы: 1. Харченко Н. Современное состояние и перспективы развития радиостанций зарубежных государств // Зарубежное военное обозрение. №6. 2003. С. 22-30. 2. Клименко Н.Н., Кисель В.В., Гончар А.Н. Объединенная система распределения тактической информации ДЖИТИДС // Зарубежная радиоэлектроника. М.: Радио и связь, т. 5, 1988. С. 85-96. 3. Патент № 42036 Украины. Спосіб виявлення сигналу системи зв'язку JTIDS та пристрій для здійснення способу / А.Г. Сорочан, Є.М. Привалов, В.І. Литвиненко, С.М. Лігінов, В.В. Ступаков. 2001. Бюл. № 10. 4. Теоретические основы радиолокации / Я.Д. Ширман, В.Н. Голиков, И.Н. Бусыгин и др.; Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Сов. радио, 1970. 560с. 5. Свистов В.М. Радиолокационные сигналы и их обработка. М.: Сов. радио, 1977. 448с. 6. Сорочан А.Г. Приемник сверхдальней импульсной РЛС. Ч.1. Высокочастотная обработка сигнала зондирования в приемнике обнаружения // Изв. вузов Радиоэлектроника. 2004. № 9. С. 39-46. 7. Сорочан А.Г. Приемник сверхдальней импульсной РЛС ч.II J-корреляционная обработка сигнала // Изв. вузов Радиоэлектроника. 2004. № 10. С. 21-31. 8. Гуткин Л.С. Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах. М.: Сов. радио, 1972. 448с. 9. Сорочан А.Г. Отношение сигнал/шум опорного сигнала в J-корреляционном методе пеленгации // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2002. № 8. С. 54-58.

Донецкий НИИ комплексной автоматизации

Поступила в редколлегию 21.12.2004

**ПОВЫШЕНИИ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ ДВУХРЯДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ
СО СКРЕЩЕННЫМИ ПОЛЯМИ**

Усложнение электромагнитной обстановки на планете вынуждает принимать меры по одолению проблемы электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. Одной из таких мер является замена автогенераторов мощных СВЧ-колебаний (магнетронов) усиленными цепочками, обладающими лучшим качеством спектра выходного сигнала. Существенный недостаток усилителей М-типа, перспективных для использования в выходных каскадах этих цепочек, – незначительный коэффициент усиления, для большинства амплитронов не превышающий 15 ... 20 дБ. Как следствие, в последние годы эти приборы неуклонно сдают и позиции многолучевым клистроном [1].

В качестве одного из методов повышения усиления усилителей со скрещенными полями предложено использовать для возбуждения прибора электродинамическую систему (ЭС), расположенную на отрицательном электроде (т.н. усилители с катодным возбуждением или двухрядные приборы) [2]. Основными факторами при этом, как предполагалось, должны стать электродинамическая развязка входа и выхода, а также нахождение возбуждающей катодной (КЭС) в непосредственной близости от электронной втулки.

Проведенные в начале 1980-х годов экспериментальные исследования двухрядных амплитронов [3] показали, что такие приборы действительно обладают несколько большим коэффициентом усиления по сравнению с обычными (до 22 дБ в полосе частот 6 ... 8 % для мегаваттного прибора), однако это значение все же слишком далеко от ожидаемого (порядка 30 ... 40 дБ). В то время имеются сведения о создании за рубежом подобных приборов с коэффициентом усиления 23 ... 30 дБ в полосе частот до 12 % и низким уровнем шума [4].

Сразу же после описанных экспериментальных исследований был выполнен теоретический анализ причин такого несоответствия. Он показал, что, помимо разницы в угловой дрейфовой скорости электронов вблизи КЭС и анодной ЭС (АЭС) вследствие цилиндричности прибора и влияния объемного заряда [3], еще одним фактором может быть переход большей части электронного потока под преимущественное управление со стороны ВЧ-поля АЭС [5]. Поскольку обе системы расположены одна над другой, при большом коэффициенте усиления прибора амплитуда «анодной» волны в области втулки может быть сопоставимой или превышать амплитуду «катодной» волны, т.е. ВЧ-поля входного сигнала. Тем самым, даже без учета электродинамической связи обеих ЭС, реализуется механизм самовозбуждения паразитных колебаний в приборе обратной волны.

На основе данных исследований в 1986 г. запатентованы конструкции усилителей с катодным возбуждением, в которых предусмотрены торцевые области группировки, где присутствует в основном ВЧ-поле КЭС, а воздействие поля АЭС ослаблено (см. также [6]). Это дает возможность электронному потоку беспрепятственно сгруппироваться синхронно с волной входного сигнала. Сформированные сгустки, смешавшись вдоль оси прибора, поступают в пространство взаимодействия, где наводят сигнал в АЭС, как в обычном двухрядном усилителе. Целью статьи является теоретическое обоснование данного предложения.

Несмотря на разнообразие конструкций усилителей М-типа, наибольшее распространение на практике получили амплитроны. Это связано с тем, что незначительная азимутальная дрейфовая область в них не создает условий для какой-либо существенной разгруппировки сгустки и обеспечивает тем самым высокий КПД прибора. Амплитроны с катодным возбуждением сохраняют данное преимущество, хотя и не в полной мере. Это объясняется тем, что отсутствие сигнала на входе АЭС как бы удлиняет область дрейфа в азимутальном направлении, поскольку амплитуда волны в первой ячейке анодной системы теперь равна нулю.

Данный недостаток можно нейтрализовать путем подачи части входного сигнала на вход КЭС, как это описано в [4].

Более существенной является следующая проблема. В известных конструкциях двухрядных амплитронов вся поверхность КЭС находится в ВЧ-поле наведенной в АЭС электронным потоком волны, которое, хотя и убывает при удалении от анода, но не уменьшается до нуля даже вблизи катода. Помимо создания нежелательной электродинамической связи между выходом и входом усилителя, при попытке достичь больших значений коэффициента усиления данное явление может привести к потере управления электронным потоком со стороны входного сигнала. Действительно, весь объемный заряд в приборе находится под одновременным воздействием двух составляющих ВЧ-поля: волны входного сигнала в КЭС и волны, наводимой самим потоком в АЭС. Как известно, электронное облако является нелинейной системой, которая обладает свойством перестраивать свою конфигурацию в соответствии со структурой ВЧ-поля доминирующей в данном месте электромагнитной волны. Это приводит, в частности, к подавлению слабого сигнала сильным при двухчастотном взаимодействии в амплитроне [7]. Если в области электронной втулки амплитуда ВЧ-поля наведенной в АЭС волны начинает превышать амплитуду поля волны в КЭС от внешнего источника, механизм электронной сортировки полем входного сигнала постепенно подавляется механизмом фазовой фокусировки полем наведенной волны. Тем самым создаются условия для прекращения синхронизации электронного потока входным сигналом и возбуждения паразитных видов колебаний (например, карматронного).

Оценить коэффициент усиления K_{\max} , при котором возникает это явление, можно с учетом общеизвестных зависимостей радиального распределения амплитуды ВЧ-поля в цилиндрической магнетронной системе. Предполагая азимутальное распределение амплитуды наведенной в АЭС волны линейным и усредняя его вдоль периметра прибора, получаем

$$K_{\max} = 20 \lg \left\{ \left(\frac{r_c}{r_a} \right)^{\gamma-1} \left[1 + \left(\frac{r_a}{r_c} \right)^{2\gamma} \right] \right\} \text{ дБ.}$$

Здесь r_c и r_a — радиусы катода и анода соответственно; γ — число спиц. Например, для описанного в [3] прибора $r_c = 9$ мм, $r_a = 16.2$ мм, $\gamma = 5$, следовательно, K_{\max} равен 20,4 дБ.

Из вышесказанного следует, что одним из путей повышения коэффициента усиления усилителя с катодным возбуждением является создание в нем области группировки, в которой присутствует только ВЧ-поле входного сигнала, а поле анодной волны ослаблено. Необходимо также предусмотреть механизм поступления сгруппированных электронных сгустков в область взаимодействия, где они могли бы наводить в АЭС составляющую электромагнитного поля, синхронную с полем волны входного сигнала в КЭС.

Теоретически возможны три вида пространственного разделения областей группировки и взаимодействия: радиальное, азимутальное и аксиальное. Признаки первого имеются в патенте [8], где между КЭС и АЭС введена дополнительная ЭС, обеспечивающая экранирование прикатодной области от ВЧ-поля волны в АЭС. Эта конструкция малопримлема для мощных приборов ввиду плохого теплоотвода от промежуточной ЭС.

В патенте [9] предложен разнос областей группировки и взаимодействия в направлении дрейфа электронного потока. Поскольку для амплитрона это азимутальное направление, введение области, свободной от ВЧ-поля АЭС, приводит к существенной разгруппировке спиц, превращая прибор в разновидность усилителя с пространством дрейфа (SFD). Это также недопустимо ввиду снижения КПД. Следовательно, для амплитрона единственным приемлемым вариантом является аксиальный разнос пространств группировки и взаимодействия.

Данное решение заключается в размещении возле одного или обоих торцов области взаимодействия, в которой присутствуют только АЭС и гладкий катод, одной или двух областей группировки, в которых, наоборот, имеется только КЭС, а анод выполнен сплошным. Тем самым достигается пространственное разделение двух вышеуказанных областей, что приводит к дополнительному ослаблению вблизи поверхности КЭС электромагнитного поля наводимой в АЭС волны. Это снижает его воздействие на процесс электронной сортировки

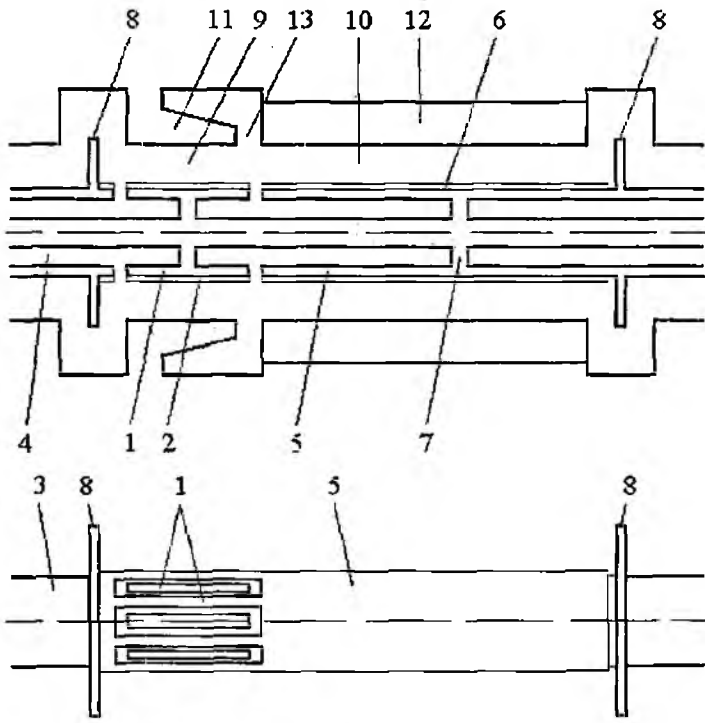


Рис. 1

покрытием 6. Положение закорачивающей перегородки 7 определяется условиями оптимального согласования КЭС с подводящей коаксиальной линией. Торцевые экраны 8 предотвращают утечку электронов за пределы областей группировки 9 и взаимодействия 10. Участок гладкого анода 11 расположен напротив сегментов КЭС. АЭС 12 находится напротив участка сплошного катода. Проточка 13 в гладком аноде снижает его шунтирующее действие на электромагнитное поле АЭС.

Усилитель с двумя областями группировки имеет две КЭС, состоящие из сегментов 1 со вторично-эмиссионным покрытием 2. Как и прежде, часть сегментов обеих ЭС образует внешний проводник 3 подводящей коаксиальной линии 4. Между двумя КЭС расположен участок сплошного катода 5, имеющий вторично-эмиссионное покрытие 6. Перегородка 7 служит для согласования обеих ЭС с коаксиальной линией. Торцевые экраны 8 ограничивают с одной стороны области группировки 9. Вторая сторона последних граничит с областью взаимодействия 10. Два участка гладкого анода 11 расположены против сегментов соответствующих КЭС. АЭС 12 находится напротив участка сплошного катода. Проточки 13, как и ранее, снижают шунтирующее действие участков гладкого анода на ВЧ - поле АЭС.

Обе конструкции прибора работают следующим образом. Входной сигнал (на обоих рисунках он подается слева) инициирует на сегментах КЭС

возле катода, позволяя сгруппироваться сгусткам, движущимся синхронно с волной входного сигнала в КЭС. Образовавшиеся сгустки дрейфуют затем в осевом направлении, поступая в область взаимодействия, где наводят в АЭС соответствующую составляющую ВЧ - поля.

На рис. 1 и 2 схематически изображены конструкции амплитрона с одной и двумя торцевыми областями группировки, соответственно. Для наглядности внешний вид катодных узлов показан отдельно. Прибор с одной областью группировки содержит КЭС состоящую из сегментов 1 со вторично-эмиссионным покрытием 2. Часть сегментов составляет внешний проводник 3 коаксиальной линии 4, через которую подается входной сигнал. Имеется также участок сплошного катода 5 со вторично-эмиссионным

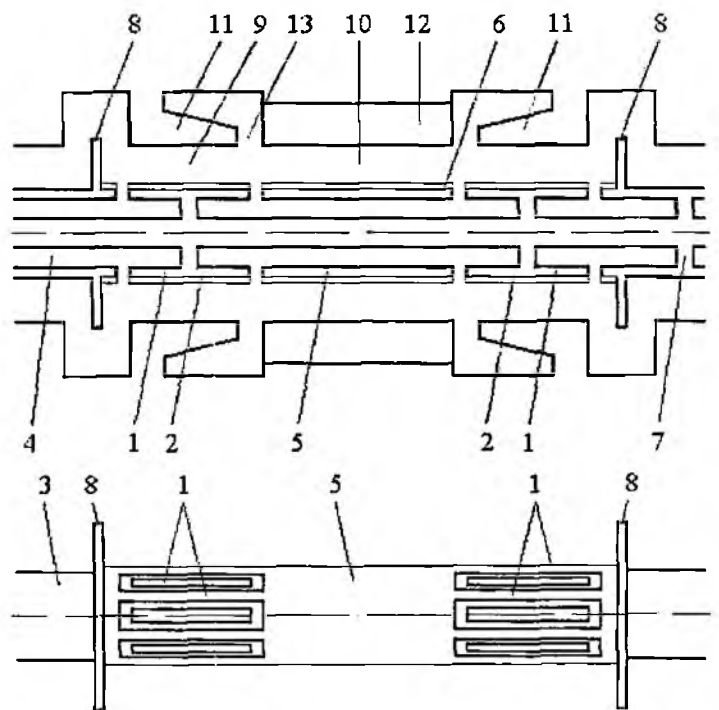


Рис. 2

размножение вторичных электронов, что обеспечивает формирование в этом месте электронной втулки. За счет электронной сортировки в поле электромагнитной волны входного сигнала, распространяющейся в КЭС, эмиттированные катодом электроны группируются в сгустки. В области группировки поле электромагнитной волны, распространяющейся в АЭС, ослаблено. Поэтому сгустки здесь движутся синхронно с волной в КЭС. Влияние расталкивающих сил объемного заряда втулки, а также наличие радиальной составляющей статического магнитного поля, неизбежной в магнитных системах приборов М-типа, приводит к тому, что сгустки смещаются в осевом направлении из области (областей) группировки в пространство взаимодействия. Здесь они осуществляют вторично-эмиссионный запуск катода и наводят в АЭС электромагнитную волну, синхронную с волной входного сигнала в КЭС. При необходимости процесс осевого дрейфа сгустков можно интенсифицировать созданием небольшой аксиальной составляющей статического электрического поля, например конусообразным выполнением части поверхностей катода и анода.

Повышению коэффициента усиления в рассмотренных конструкциях усилителя М-типа способствует как увеличение электродинамической развязки между входом и выходом, так и то, что в АЭС постоянно сохраняется составляющая электромагнитного поля, синхронная по частоте с полем входного сигнала в КЭС. Она наводится сгустками, движущимися вблизи границы областей группировки и взаимодействия.

Проверка эффективности предложенных технических решений возможна экспериментальным путем, а также с помощью численного моделирования. В последнем случае необходима полная трехмерная модель усилителя М-типа. Пока проведено лишь раздельное моделирование областей группировки и взаимодействия с помощью двумерных моделей. Оно в основном подтвердило результаты исследований [5], [10] о существовании даже при малой мощности входного сигнала конечного диапазона анодных напряжений, для которых наблюдается синхронизм сгустков в области группировки с ВЧ-волной входного сигнала в КЭС.

Предложенные усовершенствования конструкций двухрядных усилителей М-типа ориентированы, в первую очередь, на амплитроны, поскольку у этих приборов пространство дрейфа не может быть расширено в азимутальном направлении. Тем не менее, идея пространственного разделения областей группировки и взаимодействия в направлениях, перпендикулярных направлению дрейфа электронного потока, может быть полезной и для других приборов.

Список литературы: 1. Гельвич Э.А., Жарый Е.В., Закурдаев А.Д., Пугнин В.И. Многолучевые клистроны. Тенденции развития // Материалы междунар. межвуз. конф. «Современные проблемы электроники и радиофизики СВЧ». Саратов: Изд-во ГосУНЦ «Колледж», 2001. С. 28-29. 2. Цейтлин М.Б., Фурсаев М.А., Бецкий О.В. Сверхвысокочастотные усилители со скрещенными полями. М.: Сов. радио, 1978. 280 с. 3. Дегтярев А.И., Козорезов Г.Г., Михалевский В.С. Экспериментальные исследования двухрядного амплитрона // Тезисы докл. X Всесоюз. науч. конф. «Электроника СВЧ». Т. 1. Минск: Изд-во МРТИ, 1983. С. 149-150. 4. *Cathode Driven Crossed Field Amplifier* // *Microwave Journal*. 1988. V. 31. No. 2. P. 208-209. 5. Грицунов А.В. Исследование амплитронов с катодным возбуждением методом численного эксперимента // Тезисы докл. XI Всесоюз. науч. конф. «Электроника СВЧ». Т. 1. Орджоникидзе: Изд-во СКНЦВШ, 1986. С. 97. 6. Грицунов А.В., Козорезов Г.Г., Туренко Л.Ю. Повышение коэффициента усиления усилителя М-типа с катодным возбуждением // Материалы 12 й междунар. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь: «Вебер», 2002. С. 182-185. 7. Skowron J.F. The Continuous Cathode (Emitting Sole) Crossed Field Amplifier // *Proc. IEEE*. 1973. V. 61, No. 3. P. 330-356. 8. *US Patent* 3980920, Int. Cl. H01J 25/34. Multi Resonator Microwave Oscillator / K.W. Dudley. G.H. MacMaster, L.J. Nichols (USA). No. 592590. Filed 02.07.1975. Publ. 14.09.1976. 9. *European Patent* 133771, Int. Cl. H01J 25/44. Cathode Driven Crossed Field Amplifier / H.L. McDowell (USA). No. 0133771. Filed 29.07.1983. Publ. 06.03.1985. 10. Грицунов А.В. Об особенностях группировки электронного потока в скрещенных полях // Тезисы докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения». Новосибирск: Изд-во НЭТИ, 1990. С. 33.

Харьковский национальный
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 23.09.2004

СВЯЗЬ АМПЛИТУДЫ И ФАЗЫ КОЛЕБАНИЙ В НЕЛИНЕЙНОЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ

Нелинейные колебательные системы индуктивного и емкостного характера, работающие в первой и высших зонах параметрической неустойчивости, используются в устройствах усиления, генерирования, преобразования сигналов, умножения и деления частоты, в контрольно-измерительных и вычислительных комплексах и т.п. Большим достоинством их является возможность перехода из одной зоны в другую простым способом – изменением амплитуды или частоты накачки [1]. Частота выходного сигнала – увеличивается при увеличении интенсивности накачки или уменьшении ее частоты, уменьшается при уменьшении интенсивности накачки или увеличении ее частоты. Наблюдается непосредственная связь между амплитудой и фазой в такой колебательной системе, а переходные процессы определяются характером нелинейности.

При анализе колебаний в нелинейном параметрическом контуре, содержащем существенную нелинейность, возникают трудности математического характера, которые возрастают с увеличением номера области неустойчивости [2]. При этом для повышения точности результата в разложениях необходимо учитывать функции Бесселя высоких порядков, что приводит к усложнению конечных выражений. Сложность расчета параметров нелинейных параметрических систем является одним из факторов, сдерживающих их развитие.

Целью данной работы является получение уравнений, пригодных для исследования параметрической системы в любой зоне неустойчивости, и анализ зависимости фазы от амплитуды колебаний в нелинейном параметрическом контуре.

Рассмотрим нелинейную параметрическую систему с потерями [1], математической моделью которой служит уравнение

$$\frac{d^2 y}{d\tau^2} + \gamma \frac{d}{d\tau} ((ch(B_H \sin \tau)) sh \frac{y}{2}) + \lambda ch(B_H \sin \tau) sh \frac{y}{2} = 0, \quad (1)$$

где $\tau = \omega t$; y – определяет напряжение на обмотках резонансного контура; ω и $2B_H$ – круговая частота и безразмерная амплитуда сигнала накачки; 0,80,9
0,9 γ , λ – коэффициенты, пропорциональные затуханию и квадрату собственной частоты, соответственно.

В данном уравнении кривая намагничивания $H = f(B)$, в отличие от широко распространенной аппроксимации степенным многочленом, представлена трансцендентной функцией – гиперболическим синусом ($H = \alpha sh \beta B$, где α , β – коэффициенты аппроксимации; B , H – мгновенные значения магнитной индукции и напряженности магнитного поля в сердечнике). Это позволяет получать более компактные общие формулы.

Решение уравнения (1) ищем в виде

$$y = 2a_n(\tau) \sin n\tau + 2b_n(\tau) \cos n\tau, \quad (2)$$

где $a_n(\tau)$, $b_n(\tau)$ – по предположению, медленно меняющиеся функции τ .

Подставим (2) в (1) и учтем в соответствующих коэффициентах при разложении гиперболических функций в ряд Фурье-Бесселя, в отличие от работы [1], модифицированные функции Бесселя до порядка не ниже $4n$. Обозначив $I_k(a_n) = I_{k,a}$, $I_k(b_n) = I_{k,b}$, где k – порядок модифицированных функций Бесселя от аргументов a_n и b_n соответственно. После преобразований получим укороченные уравнения для n -й гармоники:

$$\frac{da_n}{d\tau} = \frac{(2n^2 a_n - \lambda S + n\gamma C)\gamma B_c - (2n^2 b_n - \lambda C - n\gamma S)(-4n + \gamma B_s)}{\gamma^2 A_s B_c - (4n + \gamma A_c)(-4n + \gamma B_s)}; \quad (3)$$

$$\frac{db_n}{d\tau} = \frac{\gamma A_s (2n^2 b_n - \lambda C - n\gamma S) - (4n + \gamma A_c)(2n^2 a_n - \lambda S + n\gamma C)}{\gamma^2 A_s B_c - (4n + \gamma A_c)(-4n + \gamma B_s)},$$

где $S = 2 \sum_{m=0}^2 (-1)^m N_{mn} S_m$; $C = 2 \sum_{m=0}^2 N_{mm} C_m$; $B_c = \sum_{m=0}^2 N_{mm} B_{cm}$; $B_s = \sum_{m=0}^2 (-1)^m N_{mm} B_{sm}$;

$A_s = \sum_{m=0}^2 (-1)^m N_{mn} A_{sm}$; $A_c = \sum_{m=0}^2 N_{mn} A_{cm}$. Здесь $N_{mn} = (-1)^{nm} I_{2nm}(B_H)$;

$$S_m = I_{0,b}(I_{2m-1,a} + I_{2m+1,a}) + \sum_{j=1}^{\infty} (-1)^j I_{2j,b}(\theta_m^{j-1} I_{2(m-j)+1,a} + \theta_m^j I_{2(m-j)-1,a} +$$

$$+ I_{2(m+j)+1,a} + I_{2(m+j)-1,a}) - \sum_{l=1}^{\infty} (-1)^{l+m} I_{2l-1,a}(I_{2(l+m-1),b} - I_{2(l+m),b});$$

$$A_{sm} = I_{0,b}(I_{2m-2,a} + 2I_{2m,a} + I_{2m+2,a}) - \sum_{l=1}^{\infty} (-1)^{l+m}(I_{2l-2,a} + I_{2l,a})(I_{2(l+m-1),b} -$$

$$- I_{2(l+m),b}) + \sum_{j=1}^{\infty} (-1)^j I_{2j,b}(\theta_m^{j-1}(I_{2(m-j),a} + I_{2(m-j+1),a}) + \theta_m^j(I_{2(m-j-1),a} +$$

$$+ I_{2(m-j),a}) + I_{2(m-j-1),a} + 2I_{2(m+j),a} + I_{2(m+j+1),a});$$

$$A_{cm} = 2I_{1,a}(I_{2m-1,b} + I_{2m+1,b}) - \sum_{l=1}^{\infty} (-1)^{l+m}(I_{2(l+m)-3,a} - I_{2(l+m)+1,a})I_{2l-1,b} + \sum_{j=1}^{\infty} (-1)^j \times$$

$$\times (I_{2j-1,a} + I_{2j+1,a})(\theta_m^{j-1} I_{2(m-j)+1,b} + \theta_m^j I_{2(m-j)-1,b} + I_{2(m+j)+1,b} + I_{2(m+j)-1,b});$$

$$A_{s,0} = (I_{0,a} + I_{2,a})I_{0,b} + \sum_{j=1}^{\infty} (-1)^j I_{2j,b}(I_{2j-2,a} + 2I_{2j,a} + I_{2j+2,a});$$

$$A_{c,0} = 2I_{1,a}I_{1,b} + \sum_{j=1}^{\infty} (-1)^j (I_{2j-1,a} + I_{2j+1,a})(I_{2j-1,b} + I_{2j+1,b}),$$

где $\theta_m^j = \begin{cases} 1, & m > j; \\ 0, & m \leq j. \end{cases}$

В формулах для A_{sm}, A_{cm}, S_m предполагается $m > 0$. Коэффициенты B_{sm}, B_{cm}, C_m совпадают соответственно с A_{sm}, A_{cm}, S_m с точностью до взаимно однозначной замены a на b .

Таким образом, получены укороченные уравнения, позволяющие при приближенном анализе выделить главные черты поведения рассматриваемой существенно нелинейной системы, работающей не только в первой (основной резонанс), но и в произвольной зоне неустойчивости с номером n ($n = 1, 2, 3, \dots$). Выведенные формулы пригодны для исследования переходных процессов и устойчивости колебаний.

В качестве примера применения укороченных уравнений (3) на рис. 1а приведен фазовый портрет исследуемой системы с диссипацией энергии для второй гармоники в случае жесткого режима возбуждения колебаний. Следует отметить, что фазовые портреты для нечетных и четных гармоник имеют сходный характер, но повернуты относительно начала координат приблизительно на прямой угол при наличии активного сопротивления в резонансном контуре и в точности на $\pi/2$ при его отсутствии.

Используем уравнение (3) для выяснения зависимости фазы от амплитуды стационарных колебаний. Взяв ряд значений B_H при фиксированной частоте накачки, получим на плоскости (b_n, a_n) для первых двух гармоник ($n = 1, 2$) совокупность фазовых портретов.

По координатам одного из двух устойчивых фокусов, отличных от начала координат, вычисляем амплитуду колебаний B_n и фазу φ_n :

$$B_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad \varphi_n = \operatorname{arctg} \frac{b_n}{a_n}.$$

С помощью компьютерного моделирования получена зависимость фазы от амплитуды колебаний. Необходимость учета такой зависимости отмечается, например в [3]. Соответствующие зависимости для первой и второй гармоник приведены на рис.1б. Их можно использовать при анализе нелинейных систем, в которых передача информации осуществляется фазовым методом. Результаты исследований показывают, что аналогичный вид имеют кривые, если менять частоту накачки при фиксированной амплитуде B_n . Это говорит о том, что в обоих случаях расстроенный механизм является общей причиной возникновения зависимости фазы от амплитуды колебаний в нелинейных параметрических системах. Заметим, что отбрасывание модифицированных функций Бесселя высших порядков в уравнениях (3) приводит к значительным погрешностям при расчетах и качественно неверным выводам.

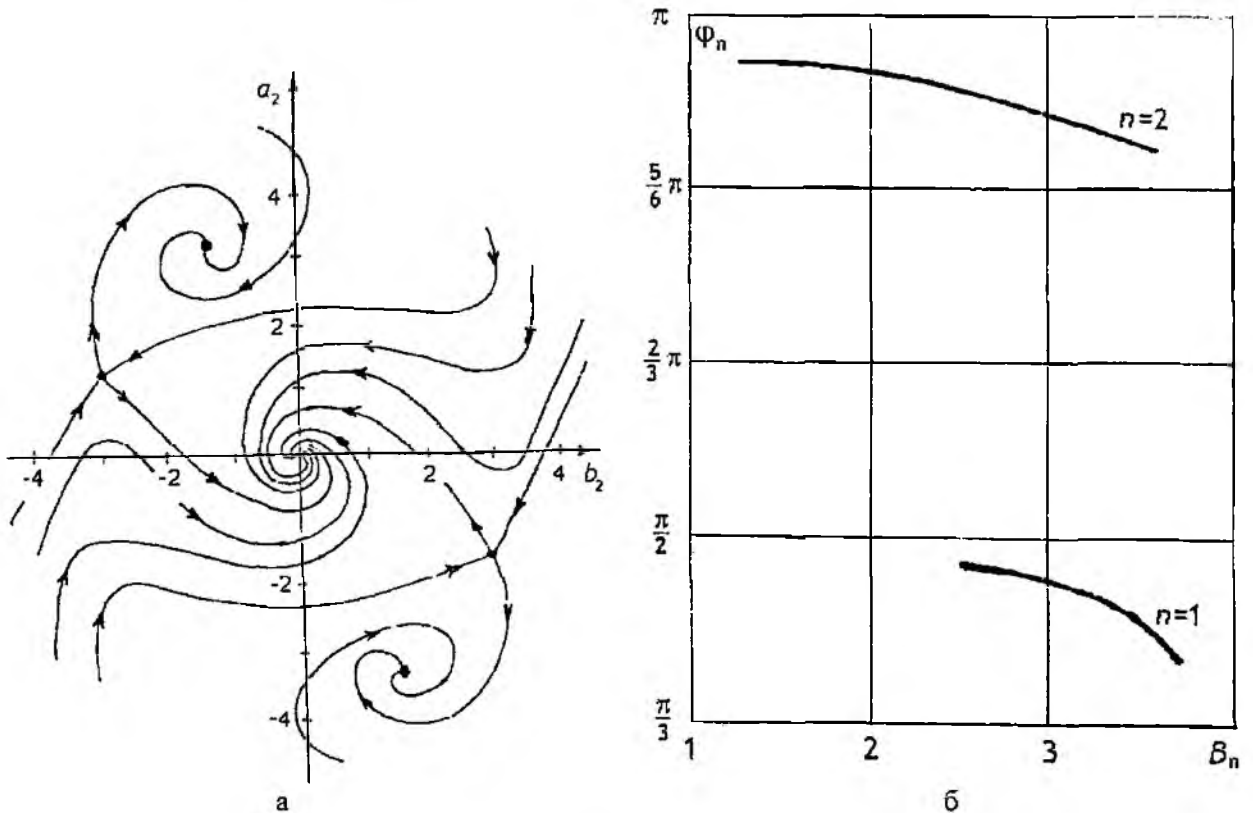


Рис.1

Полученные укороченные уравнения позволяют при приближенном анализе выделить главные черты поведения существенно нелинейной системы. Выведенные формулы пригодны для исследования переходных процессов и устойчивости колебаний. Результаты работы раскрывают зависимость фазы от амплитуды колебаний системы и могут быть использованы при создании быстродействующих фазоманипулированных устройств систем передачи данных.

Список литературы: 1. Булгаков Б.М., Чередников П.И., Степанов В.П. Исследование параметрического усилителя-модулятора. // Радиотехника и электроника. Вып.8, 1974. С. 1674 – 1680. 2. Алифов А.А., Фролов К.В. Взаимодействие нелинейных колебательных систем с источниками энергии. М.: Наука, 1985. 328 с. 3. Каплан А.Е., Кривцов Ю.А., Рылов В.А. Параметрические генераторы и делители частоты. М.: Сов. радио, 1966. 334 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 26.11.2004

МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ 5-ММ ДИАПАЗОНА ВОЛН ТИПА «ВОЛНОВОДНЫЙ КРЕСТ»

На сверхвысоких частотах чувствительность приемных устройств почти целиком определяется уровнем флуктуационных шумов входных цепей, поэтому главные усилия исследователей направлены на разработку новых принципов построения малошумящих усилителей. Основная особенность параметрических усилителей (ПУ) [1] состоит в том, что слабый входящий сигнал не управляет местным источником энергии, а, черпая энергию из источников питания системы, увеличивает свою интенсивность. Т.е. в параметрических усилителях имеет место бесшумное преобразование энергии колебаний частоты накачки в энергию колебаний частоты принимаемого сигнала. Возникающие при этом шумы связаны лишь с потерями в самом устройстве и с температурой элементов, вызывающих эти потери. При соответствующем выборе конструкции и охлаждении элементов, обуславливающих возникновение тепловых флуктуационных шумов, ПУ могут иметь чрезвычайно низкий уровень собственных шумов. При продвижении в коротковолновую часть миллиметрового диапазона длин волн [2] реализация таких устройств наталкивается на существенные трудности, связанные с особенностями построения контуров сигнальной и комбинационной частот, ограничениями на параметры применяемых нелинейных элементов, источников накачки, ферритовых развязывающих устройств и т.д.

В данной статье приведены результаты экспериментального исследования ПУ на скрещенных под прямым углом волноводах сигнала и накачки, в котором контур комбинационной частоты построен на коаксиально-волноводном резонаторе.

Конструкция усилителя и методика эксперимента

В качестве базовой конструкции при разработке ПУ использовался вариант его построения типа «волноводный крест». Тракты сигнала и накачки имеют ширину стандартного сечения, а их высота в 5-10 раз меньше стандартного сечения. Высота сигнального волновода выбирается из условий согласования его волнового сопротивления с нелинейным элементом в полосе рабочих частот. В усилителе нелинейный элемент расположен в области пересечения волноводов.

На рис. 1 показана конструкция двухконтурного ПУ, в котором в качестве контура комбинационной частоты применен коаксиально-волноводный резонатор 6. Для рабочего диапазона 60 ГГц ширина сигнального волновода 1 – 3,6 мм, волновода накачки – 2,4 мм. Бескорпусный диод с барьером Шотки (ДБШ) 2 с контактной иглой 5 располагается в области пересечения этих волноводов. Настройка контуров сигнала и накачки осуществляется короткозамыкающими поршнями 3.

Предложенное конструктивное решение позволяет использовать бескорпусные ДБШ, благодаря чему практически отсутствуют паразитные реактивности, свойственные корпусным диодам. Узлы крепления ДБШ и контактной иглы обеспечивают короткое замыкание для СВЧ мощности в сигнальном волноводе и не вносит в контуры сигнала и разностной частоты потери и паразитные реактивности. Узел крепления ДБШ (типа 3А412В с емкостью 0,02-0,05 нФ) содержит диододержатель 4 с напаянным на торец бескорпусным диодом 2 и стальные шайбы с эбонитовой вставкой для изоляции варактора по постоянному току. Винтовой механизм перемещения коаксиальной вставки 7 позволяет настраивать контур разностной частоты двухконтурного ПУ. Контакт иглы с варактором осуществляется с помощью гайки 8.

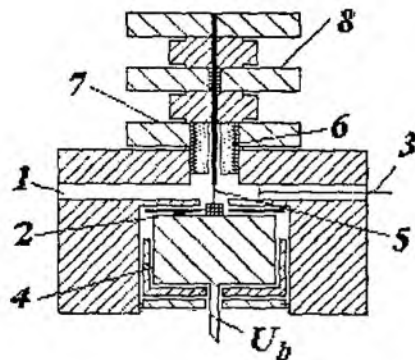


Рис. 1

Измерение коэффициента шума и коэффициента усиления в полосе, занимаемой спектром сигнала, производилось на установке (рис. 2), содержащей измерительный приемник X5-29/1, смеситель, гетеродин, усилитель промежуточной частоты, генератор накачки, генератор шума и волноводный СВЧ тракт, обеспечивающий развязку входа и выхода ПУ и генератора накачки.

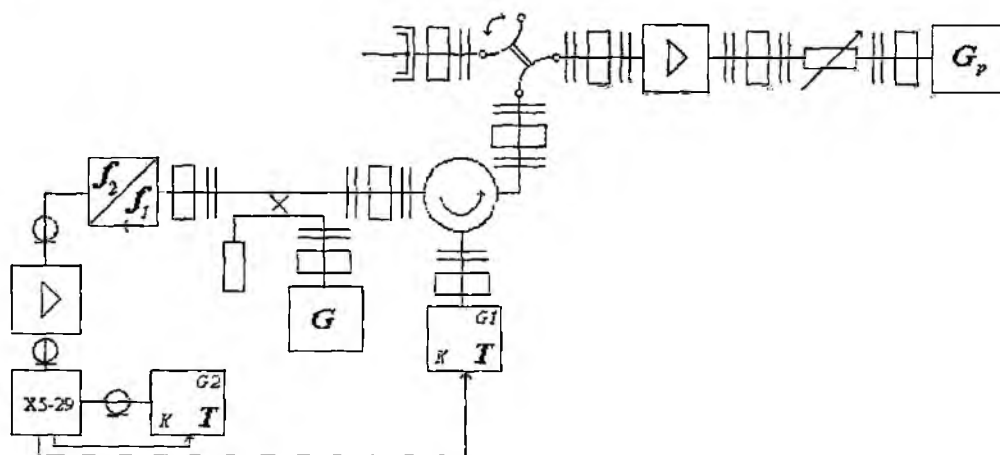


Рис. 2

Для измерений используются два генератора шума: ГШ-1 на входе ПУ и ГШ-2 (в полосе промежуточных частот преобразователя X5-29/1). Перед измерением производилась первая калибровка установки. Для этого на вход преобразователя X5-29/1 подключался ГШ-2 и производились измерения сигналов при включенном и выключенном ГШ-2. По результатам измерений и шумовой температуре ГШ-2 определялся коэффициент шума приемника X5-29/1. Для второй калибровки на вход преобразователя вместо ГШ-2 подключался выход ПЧ СВЧ смесителя. На вход смесителя подключался ГШ-1. По результатам измерения (с включенным и выключенным ГШ-1) и шумовой температуре ГШ-1 определялся коэффициент шума установки. После калибровки ко входу СВЧ смесителя подключался выход ПУ, а ко входу ПУ - ГШ-1.

В режиме измерения измерялся коэффициент шума ПУ (включая собственный коэффициент шума измерительной установки). Коэффициент шума и коэффициент усиления ПУ определялся по известной спектральной плотности мощности шума ГШ-1 и результатам калибровки измерительной установки.

Экспериментальные результаты

Испытания проводились по обычной схеме, т.е. проводились последовательные “холодные” измерения всех узлов, переходов, фильтров, диодной камеры, циркуляторов, затем оп-

делялся коэффициент усиления, рабочая полоса, температура шума. Настройка сигнального контура двухконтурного ПУ ("холодного") производилась на стандартном панорамном измерителе КСВН и ослабления типа Р2-69 по схеме на отражение [3]. Для диапазона 60 ГГц резонансное смещение сигнала на волноводе $3,6 \times 0,3 \text{ мм}^2$; волновода накачки $2,4 \times 0,3 \text{ мм}^2$, циркулятор ВУВ-35А и источник накачки согласованы с ними через плавные переходы.

На рис. 3 показана зависимость перестройки полосы усиления ПУ изменением величины смещения на ДБШ при частоте накачки $f_{\text{н}} = 111 \text{ ГГц}$ и мощности около 10 мВт , где кривые 1 - $U_{\text{см}} = 1,9 \text{ В}$, 2 - $U_{\text{см}} = 1,6 \text{ В}$, 3 - $U_{\text{см}} = 1,4 \text{ В}$, 4 - $U_{\text{см}} = 1,1 \text{ В}$, 5 - $U_{\text{см}} = 1 \text{ В}$. Видно, что возможно смещение рабочей полосы на 6 ГГц при фиксированной частоте и мощности источника накачки.

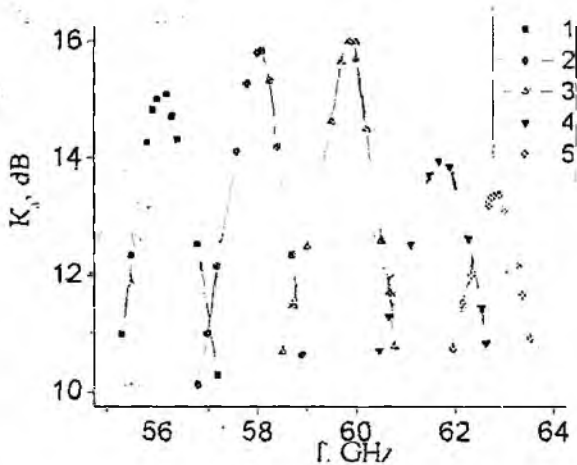


Рис 3

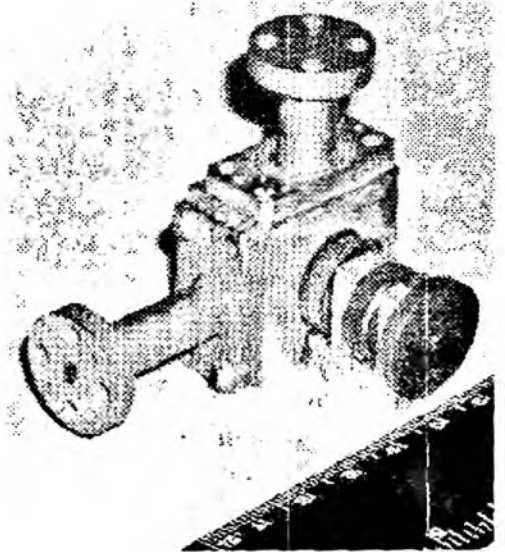


Рис 4

Насыщение ПУ происходит при уровнях входной мощности 10^{-6} Вт . Рабочая полоса частот при усилении 16 дБ по уровню 3 дБ составляет 1 ГГц , шумовая температура – около 600 К при использовании твердотельного квазиоптического генератора ГКЛ-3А [4].

На рис. 4 представлена фотография реализованного макета ПУ.

Проведенные исследования позволили создать экспериментальный двухконтурный параметрический усилитель в диапазоне 60 ГГц при отношении частот накачки и сигнала $\omega = 1,85$. На основе экспериментального моделирования колебательной системы контура комбинационной частоты выбраны оптимальные параметры ДБШ и волноводно-резонаторных структур, пригодных для практической реализации.

Список литературы: 1 Подпорожниковые параметрические усилители и преобразователи СВЧ // под ред. В.С. Эткина. М. Радио и связь, 1983. 333 с. 2 Сухоручко О.Н., Рудь Л.А., Ольховский И.П., Фисун А.И. Входной малощумящий твердотельный модуль миллиметрового диапазона длин волн // Радиотехника. 2003. Вып. 132. С. 87-93. 3 Сухоручко О.Н., Паксий В.Т. Параметрический усилитель мм диапазона // Вісник Харк. Нац. Ун-ту. Сер. Радиофізика та електроніка. 2002. № 2 (570). С. 94-96. 4 Фисун А.И., Белоус О.И. Квазиоптические твердотельные источники излучения: принципы построения, тенденции развития и перспективы приложения // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1998. №4. С. 41-64.

Институт радиофізики і електроніки
імені А.Я. Усикова НАН України, Харків

Поступила в редколлегию 20.10.2004

АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ МИКРОВОЛНОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ИНТЕРФЕРЕНЦИОННОГО ТИПА

В работе [1] рассмотрен четырехщелевой интерференционный микроволновый преобразователь (МП) с малозависимыми от частоты фазовыми сдвигами между всеми сигналами, поступающими на детекторы. Применение этого преобразователя позволило создать высокоточный широкополосный измеритель комплексного коэффициента отражения (ККО). Однако для его реализации необходима очень высокая точность изготовления элементов связи основного волновода с волноводами детекторных головок, причем допуски на их изготовление ужесточаются по мере уменьшения длины волны, что приводит к удорожанию прибора.

Широкое применение для измерения комплексных параметров микроволновых узлов находит метод калибруемого многополюсника [2]. В общем случае калибровка такого преобразователя 12-полюсного типа требует не меньше четырех образцовых нагрузок и достаточно сложного алгоритма обработки измерительных сигналов, что является существенным недостатком.

Этот недостаток устранен в приборе, построенном на основе интерференционно-рефлектометрического преобразователя с малозависимыми фазовыми сдвигами между ответвляемыми сигналами [3]. Такой преобразователь содержит один направленный и три ненаправленных элемента связи. Количество образцовых мер, необходимых для калибровки этого прибора уменьшено до двух, а измерительный алгоритм значительно упрощен. Использование направленного ответвителя в МП связано с необходимостью нормировки сигналов для исключения влияния на результаты измерения переотражений от выхода генератора. Однако включение направленного ответвителя (НО) в состав микроволнового преобразователя увеличивает его массогабаритные показатели, что затрудняет использование такого МП для встроенного контроля параметров тракта.

Целью статьи является исключение НО из состава МП. Эта цель достигается применением нового алгоритма обработки информации как в режиме измерения, так и в режиме калибровки.

Расположение щелей на широких стенках волновода МП показано на рис. 1.

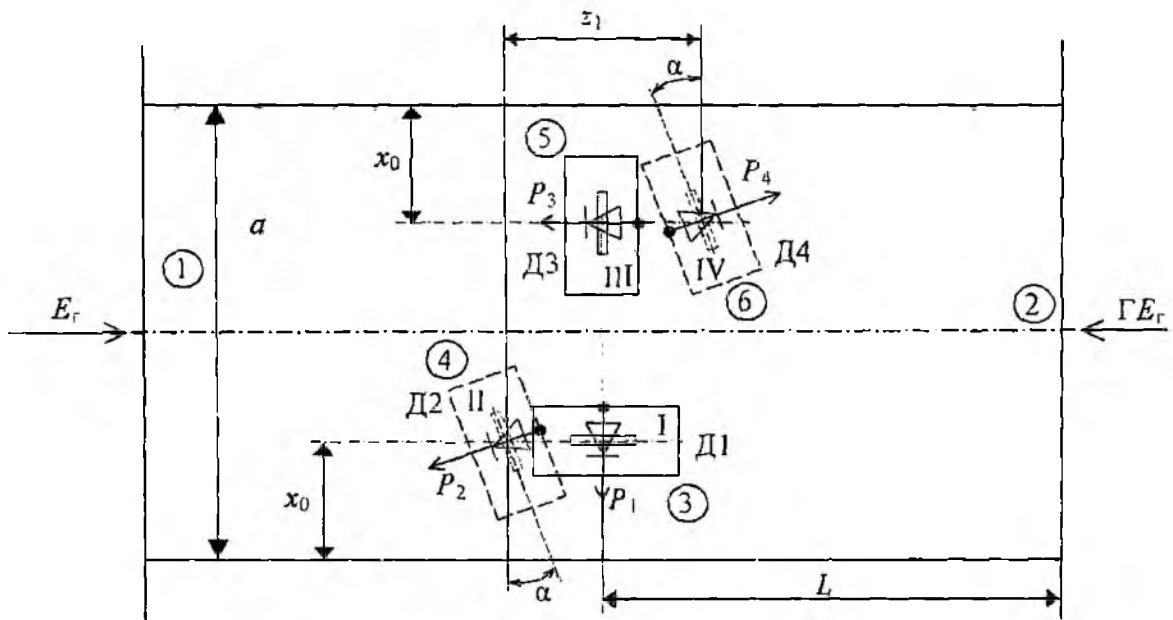


Рис. 1

Размеры щелей одинаковы, их центры смещены относительно узкой стенки на расстояние x_0 . Центры продольной I и поперечной III щелей расположены в одной поперечной плоскости, поэтому фазовый сдвиг между ответвляемыми волнами равен 90° во всем частотном диапазоне волновода. Центры наклонных щелей II и IV смещены симметрично относительно указанной поперечной плоскости. Как показано в [3], при оптимально выбранных параметрах щелей z_1, α, x_0 фазовый сдвиг между ответвляемыми сигналами близок к 90° в 37-процентной полосе частот. Максимальное отклонение фазового сдвига $\Delta\varphi$ от номинального значения не превышает $\pm 1.6^\circ$.

Рассмагнриваемый МП представляет собой двенадцатиполлюсник, нумерация выходов которого представлена на рис.1 (в кружочках). К выходу 1 подключен генератор, к выходу 2 – исследуемая нагрузка. К остальным выходам подсоединены детекторные головки Д1 ... Д4. Учитывая фазовые соотношения между ответвляемыми волнами, сигналы, снимаемые с головок при квадратичном детектировании, будут определяться выражениями:

$$P_1 = \frac{q_1 |E_r|^2}{\Delta^2} [1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos(\varphi + \varphi_1)]; \quad (1)$$

$$P_2 = \frac{q_2 |E_r|^2}{\Delta^2} [1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \sin(\varphi + \varphi_1 + \Delta\varphi)]; \quad (2)$$

$$P_3 = \frac{q_3 |E_r|^2}{\Delta^2} [1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos(\varphi + \varphi_1)]; \quad (3)$$

$$P_4 = \frac{q_4 |E_r|^2}{\Delta^2} [1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \sin(\varphi + \varphi_1 - \Delta\varphi)]. \quad (4)$$

где $P_1 \dots P_4$ – сигналы, снимаемые с детекторных головок;

$q_1 \dots q_4$ – постоянные коэффициенты;

E_r – комплексная нормированная амплитуда волны, возбуждаемая генератором;

$|\Gamma|, \varphi$ – модуль и аргумент исследуемой нагрузки;

φ_1 – набег фазы на участке волновода L ; $\Delta^2 = |1 - \Gamma \Gamma_r \exp(-j\psi)|^2$;

Γ_r – ККО генератора;

ψ – фазовый набег волны на участке от выхода генератора до выходного фланца МП;

$\Delta\varphi$ – отклонение фазового сдвига между волнами, ответвляемыми щелями II и IV, от 90° .

При подключении к выходу МП согласованной нагрузки ($\Gamma=0$) сигналы, снимаемые с детекторных головок, будут равны:

$$P_{10} = q_1 |E_r|^2; P_{20} = q_2 |E_r|^2; P_{30} = q_3 |E_r|^2; P_{40} = q_4 |E_r|^2.$$

Проведем следующую нормировку сигналов:

$$\frac{P_1}{P_{10}} = \frac{1}{\Delta^2} [1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos(\varphi + \varphi_1)]; \quad (5)$$

$$\frac{P_2}{P_{20}} = \frac{1}{\Delta^2} [1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \sin(\varphi + \varphi_1 + \Delta\varphi)]; \quad (6)$$

$$\frac{P_3}{P_{30}} = \frac{1}{\Delta^2} [1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos(\varphi + \varphi_1)]; \quad (7)$$

$$\frac{P_1}{P_{40}} = \frac{1}{\Delta^2} \left[1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \sin(\varphi + \varphi_1 - \Delta\varphi) \right]. \quad (8)$$

Эта процедура исключила влияние на результат измерения уровня мощности $|E_r|^2$ и коэффициентов $q_1 \dots q_4$.

На измеряемые величины $|\Gamma|$ и φ влияют собственные параметры МП – φ_1 и $\Delta\varphi$, а также Δ^2 . Эти параметры исключим, используя результат калибровки по короткозамкателью ($\Gamma = -1$), а также предложенный ниже алгоритм обработки измерительной информации.

Осуществим суммирование (5) и (7). В результате получим:

$$U_c = \frac{P_1}{P_{10}} + \frac{P_3}{P_{30}} = \frac{2(1 + |\Gamma|^2)}{\Delta^2} \quad (9)$$

Пронормируем уравнения (5)...(8) относительно (9):

$$U_1 = \frac{P_1}{P_{10} U_c} = \frac{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos(\varphi + \varphi_1)}{2(1 + |\Gamma|^2)}; \quad (10)$$

$$U_2 = \frac{P_2}{P_{20} U_c} = \frac{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \sin(\varphi + \varphi_1 + \Delta\varphi)}{2(1 + |\Gamma|^2)} \quad (11)$$

$$U_3 = \frac{P_3}{P_{30} U_c} = \frac{1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos(\varphi + \varphi_1)}{2(1 + |\Gamma|^2)}; \quad (12)$$

$$U_4 = \frac{P_4}{P_{40} U_c} = \frac{1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \sin(\varphi + \varphi_1 - \Delta\varphi)}{2(1 + |\Gamma|^2)} \quad (13)$$

Из (10)...(13) следует, что в результате нормировки многочлен Δ^2 из системы уравнений исключен.

Сформируем разности $U_{p1} = U_3 - U_1$ и $U_{p2} = U_4 - U_2$. Используя (10)...(13), получаем

$$U_{p1} = \frac{2|\Gamma|}{1 + |\Gamma|^2} \cdot \cos(\varphi + \varphi_1); \quad (14)$$

$$U_{p2} = \frac{2|\Gamma|}{1 + |\Gamma|^2} \cdot [\sin(\varphi + \varphi_1 - \Delta\varphi) + \sin(\varphi + \varphi_1 + \Delta\varphi)] = \frac{2|\Gamma|}{1 + |\Gamma|^2} \cdot \sin(\varphi + \varphi_1) \cdot \cos \Delta\varphi \quad (15)$$

Поскольку значение $|\Delta\varphi|$ не превышает $1,6^\circ$, то можно с высокой точностью положить

$$U_{p2} = \frac{2|\Gamma|}{1 + |\Gamma|^2} \cdot \sin(\varphi + \varphi_1). \quad (16)$$

Используя (14) и (16), получаем

$$\frac{2|\Gamma|}{1 + |\Gamma|^2} = \sqrt{U_{p1}^2 + U_{p2}^2} = N. \quad (17)$$

Откуда, с учетом того что $|\Gamma| \leq 1$, находим модуль ККО исследуемой нагрузки

$$|\Gamma| = \frac{1}{N} - \sqrt{\frac{1}{N^2} - 1}. \quad (18)$$

Фазовый сдвиг φ_1 определим по результатам калибровки прибора по короткозамкателью. Для этого положим в формулах (14) и (16) $|\Gamma| = 1$, $\varphi = 180^\circ$. Тогда

$$\cos(\varphi_1) = -U_{p1k} \quad (19)$$

$$\sin(\varphi_1) = -U_{p2k} \quad (20)$$

Из (19) и (20) определяем φ_1 :

$$\varphi_1 = \text{angle}(-U_{p1k}, -U_{p2k}) \quad (21)$$

где оператор angle обозначает взятие аргумента комплексного числа по действительной и мнимой частям в диапазоне углов $0 \dots 2\pi$.

Из уравнений (14) и (16) определяем аргумент φ ККО:

$$\varphi = \text{angle}(U_{p1}, U_{p2}) - \varphi_1 \quad (22)$$

Таким образом, предложенный алгоритм обработки позволяет решить измерительную задачу без применения направленного датчика. Разработанный малогабаритный широкополосный калибруемый МП отличается конструктивной простотой, низкой себестоимостью, а измеритель ККО на его основе – высокой точностью. При этом процедура калибровки требует применения всего двух образцовых нагрузок.

Задачей дальнейших исследований является уменьшение погрешности измерения из-за неквадратичности детектирования и теоретическая оценка погрешности, вызываемой неидеальностью параметров образцовых нагрузок.

Список литературы: 1. Саламатин В.В. Синтез и анализ широкополосного малогабаритного СВЧ преобразователя и измерителя коэффициента отражения на его основе / В.В. Саламатин, И.Л. Афонин, И.В. Лашенко // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. 2002. Т.45. №6. С. 35–42. 2. Engen G.F. On-line accuracy assessment for the dual six-port ANA: background and theory // IEEE Trans. IM. 1987. V.36, №2. P. 501–506. 3. Гимпилевич Ю.Б. Малогабаритный калибруемый микроволновый преобразователь интерференционно-рефлектометрического типа / Ю.Б. Гимпилевич, В.И. Носкович // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 136–141.

Севастопольский национальный
технический университет

Поступила в редколлегию 08.11.2004

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЯ КОЭФФИЦИЕНТА ОТРАЖЕНИЯ ИЗ-ЗА НЕИДЕАЛЬНОСТИ ПАРАМЕТРОВ СОГЛАСОВАННОЙ НАГРУЗКИ, ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ДЛЯ КАЛИБРОВКИ

Измерители комплексных параметров микроволновых устройств, построенные на основе калибруемых первичных преобразователей интерференционного типа, находят широкое применение [1, 2]. В работе [3] рассмотрен алгоритм обработки измерительных и калибровочных сигналов микроволнового преобразователя (МП), благодаря которому появилась возможность исключить из состава МП направленный ответвитель, используемый для получения нормирующего сигнала. Нормировка сигналов с детекторов рассматриваемого преобразователя осуществлена суммарным сигналом с двух детекторных головок. Разработанный малогабаритный широкополосный калибруемый МП отличается конструктивной простотой, низкой себестоимостью, а измеритель комплексных коэффициентов отражения (ККО) на его основе – высокой точностью. Задачи дальнейших исследований указанного измерителя ККО связаны с анализом его погрешностей.

Цель статьи – теоретическая оценка погрешности, вызываемой неидеальностью параметров согласованной нагрузки, используемой для калибровки микроволнового преобразователя.

Сигналы, снимаемые с детекторных головок МП, определяются выражениями [3]:

$$P_1 = \frac{q_1 |E_2|^2}{\Delta^2} \left[1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos(\varphi) \right]; \quad (1)$$

$$P_2 = \frac{q_2 |E_2|^2}{\Delta^2} \left[1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \sin(\varphi) \right]; \quad (2)$$

$$P_3 = \frac{q_3 |E_2|^2}{\Delta^2} \left[1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos(\varphi) \right]; \quad (3)$$

$$P_4 = \frac{q_4 |E_2|^2}{\Delta^2} \left[1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \sin(\varphi) \right]; \quad (4)$$

где $P_1 \dots P_4$ – сигналы, снимаемые с детекторных головок; $q_1 \dots q_4$ – постоянные коэффициенты; E_2 – комплексная нормированная амплитуда волны, возбуждаемой генератором; $|\Gamma|$, φ – модуль и аргумент ККО исследуемой нагрузки; $\Delta^2 = |1 - \Gamma \Gamma_2 \exp(-j\psi)|^2$; Γ_2 – ККО генератора; ψ – фазовый набег волны на участке от выхода генератора до выходного фланца МП.

Аргумент ККО φ отсчитывается в плоскости расположения поперечной щели головки III [3]. Отклонением фазового сдвига между волнами, ответвляемыми щелями II и IV, от 90° в данной работе пренебрегаем, т.к. оно не влияет на погрешность, связанную с калибровкой по согласованной нагрузке. В работе [3] ККО согласованной нагрузки принимается равным нулю ($\Gamma = 0$), при этом калибровочные уравнения в соответствии с (1)...(4) имеют вид

$$P_{10} = q_1 |E_z|^2; P_{20} = q_2 |E_z|^2; P_{30} = q_3 |E_z|^2; P_{40} = q_4 |E_z|^2. \quad (5)$$

Реальное значение модуля ККО согласованной нагрузки не равно нулю. Обозначим его $|\Gamma_{сн}|$, а аргумент – $\varphi_{сн}$.

При подключении к выходу МП согласованной нагрузки, сигналы $(P_{u10} \dots P_{u40})$, снимаемые с детекторных головок,

$$P_{ui0} = q_i q_{ui} |E_r|^2 \quad (6)$$

где $i = 1, 2, 3, 4$; множители $q_{u1} \dots q_{u4}$ соответственно:

$$q_{u1} = \frac{1}{\Delta_{сн}^2} [1 + |\Gamma_{сн}|^2 - 2|\Gamma_{сн}| \cos(\varphi_{сн})]; \quad (7)$$

$$q_{u2} = \frac{1}{\Delta_{сн}^2} [1 + |\Gamma_{сн}|^2 - 2|\Gamma_{сн}| \sin(\varphi_{сн})]; \quad (8)$$

$$q_{u3} = \frac{1}{\Delta_{сн}^2} [1 + |\Gamma_{сн}|^2 + 2|\Gamma_{сн}| \cos(\varphi_{сн})]; \quad (9)$$

$$q_{u4} = \frac{1}{\Delta_{сн}^2} [1 + |\Gamma_{сн}|^2 + 2|\Gamma_{сн}| \sin(\varphi_{сн})]; \quad (10)$$

где $\Delta_{сн}^2 = |1 - \Gamma_{сн} \Gamma_z \exp(-j\psi)|^2$

В соответствии с алгоритмом обработки сигналов с МП осуществим суммирование величин $\frac{P_1}{P_{u10}}$ и $\frac{P_3}{P_{u30}}$. В результате получим

$$U_{uc} = \frac{P_1}{P_{u10}} + \frac{P_3}{P_{u30}} = \frac{P_1}{P_{10} \cdot q_{u1}} + \frac{P_3}{P_{30} \cdot q_{u3}} = \frac{2(1 + |\Gamma_u|^2)}{\Delta^2}, \quad (11)$$

где $|\Gamma_u|$ – измеренное значение модуля ККО исследуемой нагрузки.

Пропорционируем уравнения (1)...(4) относительно (6) и (11):

$$U_{u1} = \frac{P_1}{P_{u10} U_{uc}} = \frac{1 + |\Gamma_u|^2 - 2|\Gamma_u| \cos(\varphi_u)}{2(1 + |\Gamma_u|^2)}; \quad (12)$$

$$U_{u2} = \frac{P_2}{P_{u20} U_{uc}} = \frac{1 + |\Gamma_u|^2 - 2|\Gamma_u| \sin(\varphi_u)}{2(1 + |\Gamma_u|^2)}; \quad (13)$$

$$U_{u3} = \frac{P_3}{P_{u30} U_{uc}} = \frac{1 + |\Gamma_u|^2 + 2|\Gamma_u| \cos(\varphi_u)}{2(1 + |\Gamma_u|^2)}; \quad (14)$$

$$U_{u4} = \frac{P_4}{P_{u40} U_{uc}} = \frac{1 + |\Gamma_u|^2 + 2|\Gamma_u| \sin(\varphi_u)}{2(1 + |\Gamma_u|^2)}; \quad (15)$$

где φ_u – измеренное значение аргумента ККО исследуемой нагрузки.

В уравнениях (12)...(15) непосредственно измеряемыми величинами являются $P_1...P_4$, $P_{u10}...P_{u40}$, U_{uc} , а следовательно, и $U_{u1}...U_{u4}$. Параметры исследуемой нагрузки Γ_u и φ_u определяются из решения указанной системы с погрешностью, обусловленной неидеальностью калибровочной согласованной нагрузки ($\Gamma_{сн} \neq 0$). При $\Gamma_{сн} = 0$ происходят переходы:

$$P_{ui0} \rightarrow P_{i0}, \quad U_{ui} \rightarrow U_i, \quad U_{uc} \rightarrow U_c = \frac{2(1 + |\Gamma|)}{\Delta^2}, \quad \Gamma_u \rightarrow \Gamma, \quad \varphi_u \rightarrow \varphi, \quad q_{ui} \rightarrow 1, \\ (i = 1, 2, 3, 4).$$

Измеренное значение модуля ККО находим из уравнения [3]

$$|\Gamma_u| = \frac{1}{N_u} - \sqrt{\frac{1}{N_u^2} - 1}, \quad (16)$$

где $N_u = \sqrt{U_{u p1}^2 + U_{u p2}^2}$, $U_{u p1} = U_{u3} - U_{u1}$, $U_{u p2} = U_{u4} - U_{u2}$

В системе уравнений (12)...(15) преобразуем выражения для U_{ui} , учитывая (6) и (11):

$$U_{u1} = \frac{P_1}{P_{u10} U_{uc}} = \frac{P_1}{P_{10} q_{u1} \left(\frac{P_1}{P_{10} \cdot q_{u1}} + \frac{P_3}{P_{30} \cdot q_{u3}} \right)} = \frac{1}{1 + \frac{P_3}{P_1} \cdot \frac{P_{10}}{P_{30}} \cdot \frac{q_{u1}}{q_{u3}}}. \quad (17)$$

Так как $\frac{U_{u2}}{U_{u1}} = \frac{P_2}{P_1} \cdot \frac{P_{u10}}{P_{u20}} = \frac{P_2}{P_1} \cdot \frac{P_{10}}{P_{20}} \cdot \frac{q_{u1}}{q_{u2}}$, то

$$U_{u2} = U_{u1} \cdot \frac{P_2}{P_1} \cdot \frac{P_{10}}{P_{20}} \cdot \frac{q_{u1}}{q_{u2}}. \quad (18)$$

Аналогично этому

$$U_{u3} = U_{u1} \cdot \frac{P_3}{P_1} \cdot \frac{P_{10}}{P_{30}} \cdot \frac{q_{u1}}{q_{u3}}. \quad (19)$$

$$U_{u4} = U_{u1} \cdot \frac{P_4}{P_1} \cdot \frac{P_{10}}{P_{40}} \cdot \frac{q_{u1}}{q_{u4}}. \quad (20)$$

Из уравнений (1)...(4) и (5) определяем выражения для сомножителей $\frac{P_3}{P_1} \cdot \frac{P_{10}}{P_{30}}$,

$\frac{P_2}{P_1} \cdot \frac{P_{10}}{P_{20}}$, $\frac{P_4}{P_1} \cdot \frac{P_{10}}{P_{40}}$, входящих в соотношения (17)...(20):

$$\frac{P_3}{P_1} \cdot \frac{P_{10}}{P_{30}} = \frac{1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos(\varphi)}{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos(\varphi)}; \quad (21)$$

$$\frac{P_2}{P_1} \cdot \frac{P_{10}}{P_{20}} = \frac{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \sin(\varphi)}{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos(\varphi)}; \quad (22)$$

$$\frac{P_4}{P_1} \cdot \frac{P_{10}}{P_{40}} = \frac{1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \sin(\varphi)}{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos(\varphi)}; \quad (23)$$

Как следует из уравнений (7)...(10), отношения коэффициентов $\frac{q_{u1}}{q_{u3}}$, $\frac{q_{u1}}{q_{u2}}$, $\frac{q_{u1}}{q_{u4}}$ можно выразить через параметры согласованной нагрузки $|\Gamma_H|$ и φ_H .

$$\frac{q_{u1}}{q_{u3}} = \frac{1 + |\Gamma_{CH}|^2 - 2|\Gamma_{CH}| \cos(\varphi_{CH})}{1 + |\Gamma_{CH}|^2 + 2|\Gamma_{CH}| \cos(\varphi_{CH})}; \quad (24)$$

$$\frac{q_{u1}}{q_{u2}} = \frac{1 + |\Gamma_{CH}|^2 - 2|\Gamma_{CH}| \cos(\varphi_{CH})}{1 + |\Gamma_{CH}|^2 - 2|\Gamma_{CH}| \sin(\varphi_{CH})}; \quad (25)$$

$$\frac{q_{u1}}{q_{u4}} = \frac{1 + |\Gamma_{CH}|^2 - 2|\Gamma_{CH}| \cos(\varphi_{CH})}{1 + |\Gamma_{CH}|^2 + 2|\Gamma_{CH}| \sin(\varphi_{CH})}. \quad (26)$$

Подставляя (21)...(23) и (24)...(26) в (17)...(20), получаем зависимость сигналов U_{ui} от модулей $|\Gamma|$, $|\Gamma_{CH}|$ и аргументов φ , φ_{CH} нагрузок – исследуемой и согласованной:

$$U_{u1} = \frac{1}{1 + \frac{1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos(\varphi)}{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos(\varphi)} \cdot \frac{1 + |\Gamma_{CH}|^2 - 2|\Gamma_{CH}| \cos(\varphi_{CH})}{1 + |\Gamma_{CH}|^2 + 2|\Gamma_{CH}| \cos(\varphi_{CH})}};$$

$$U_{u2} = U_{u1} \cdot \frac{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \sin(\varphi)}{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos(\varphi)} \cdot \frac{1 + |\Gamma_{CH}|^2 - 2|\Gamma_{CH}| \cos(\varphi_{CH})}{1 + |\Gamma_{CH}|^2 - 2|\Gamma_{CH}| \sin(\varphi_{CH})};$$

$$U_{u3} = U_{u1} \cdot \frac{1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos(\varphi)}{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma| \cos(\varphi)} \cdot \frac{1 + |\Gamma_{CH}|^2 - 2|\Gamma_{CH}| \cos(\varphi_{CH})}{1 + |\Gamma_{CH}|^2 + 2|\Gamma_{CH}| \cos(\varphi_{CH})};$$

$$U_{u4} = U_{u1} \cdot \frac{1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma|\sin(\varphi)}{1 + |\Gamma|^2 - 2|\Gamma|\cos(\varphi)} \cdot \frac{1 + |\Gamma_{сн}|^2 - 2|\Gamma_{сн}|\cos(\varphi_{сн})}{1 + |\Gamma_{сн}|^2 + 2|\Gamma_{сн}|\sin(\varphi_{сн})}$$

Задавая значениями $|\Gamma|$ и $|\Gamma_{сн}|$ и варьируя φ и $\varphi_{сн}$, можно рассчитать U_{ui} , а следовательно, и модуль $|\Gamma_u|$ из уравнения (16).

Погрешность измерения модуля ККО исследуемой нагрузки

$$\delta|\Gamma| = \frac{|\Gamma_u|}{|\Gamma|} - 1 \quad (27)$$

Сформированные разностные сигналы $U_{u p1}$, $U_{u p2}$ (16) определяются выражениями

$$U_{u p1} = \frac{2|\Gamma_u|}{1 + |\Gamma_u|^2} \cos \varphi_u; \quad U_{u p2} = \frac{2|\Gamma_u|}{1 + |\Gamma_u|^2} \sin \varphi_u \quad (28)$$

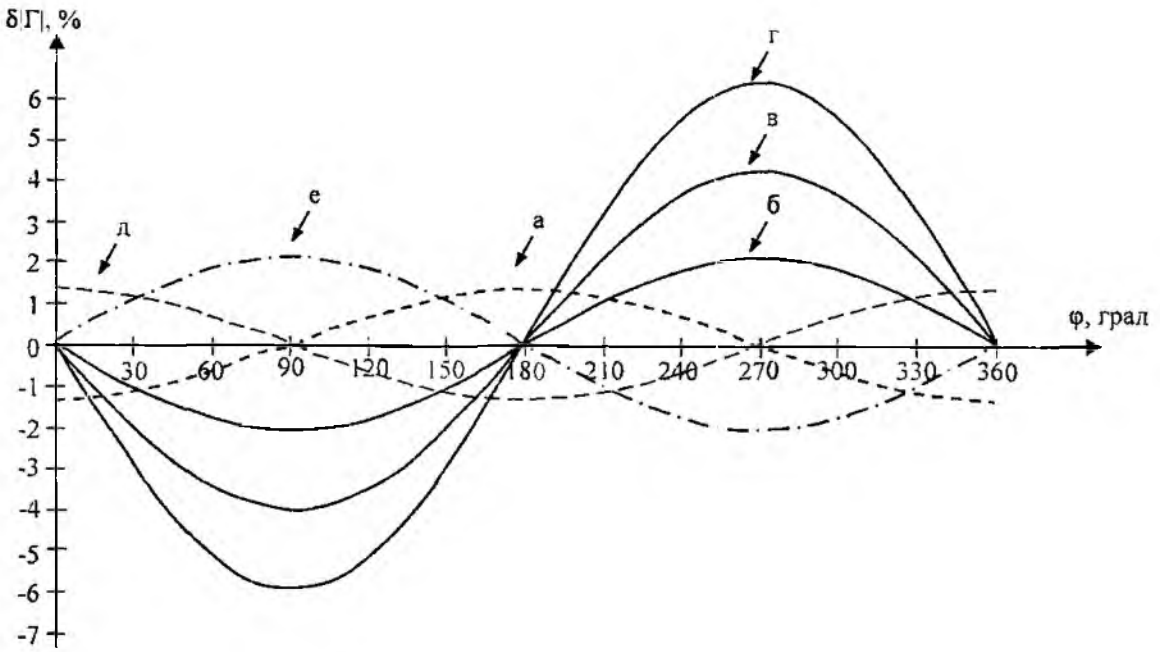
Из уравнений (28) определяем аргумент φ_u ККО

$$\varphi_u = \text{angle}(U_{u p1}, U_{u p2})$$

Погрешность измерения аргумента

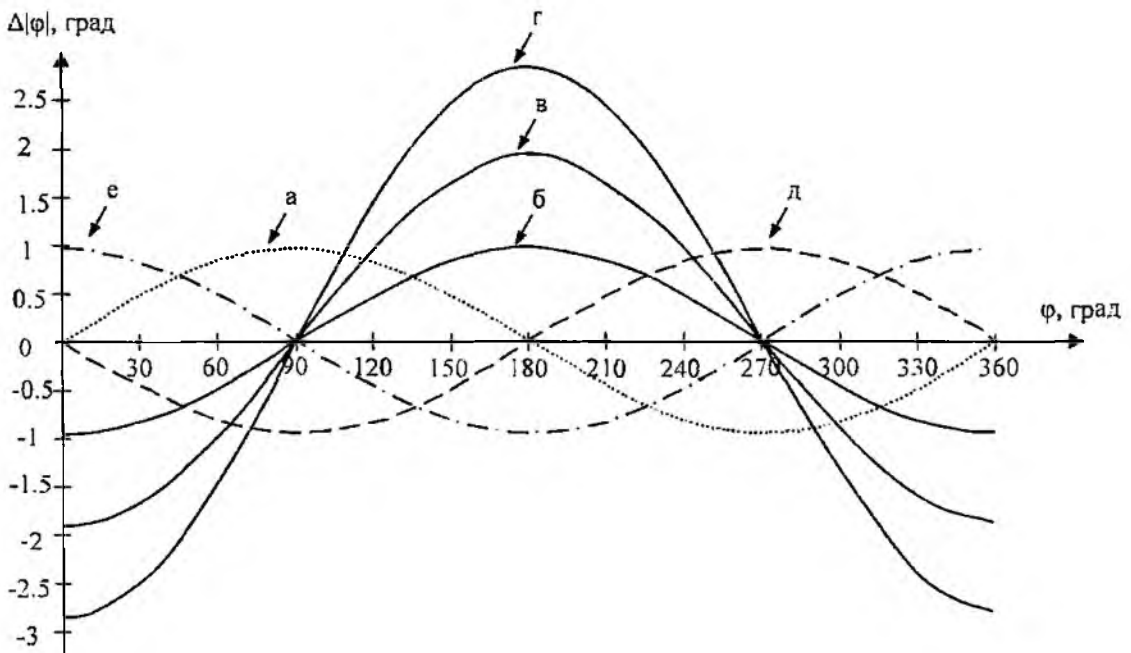
$$\Delta\varphi = \varphi_u - \varphi \quad (29)$$

Результаты расчета погрешностей $\delta|\Gamma|$ и $\Delta\varphi$ для $|\Gamma| = 0.333$ и $|\Gamma_{сн}| = 5 \cdot 10^{-3}$, $|\Gamma_{сн}| = 9.9 \cdot 10^{-3}$ и $|\Gamma_{сн}| = 0.015$, соответствующих КСВ = 1.01, КСВ = 1.02 и КСВ = 1.03, представлены на графиках (рис.1, 2).



а) при $\varphi_{сн} = 0^\circ$ и $|\Gamma_{сн}| = 5 \cdot 10^{-3}$; б) при $\varphi_{сн} = 90^\circ$ и $|\Gamma_{сн}| = 5 \cdot 10^{-3}$; в) при $\varphi_{сн} = 90^\circ$ и $|\Gamma_{сн}| = 9.9 \cdot 10^{-3}$; г) при $\varphi_{сн} = 90^\circ$ и $|\Gamma_{сн}| = 0,015$; д) при $\varphi_{сн} = 180^\circ$ и $|\Gamma_{сн}| = 5 \cdot 10^{-3}$; е) при $\varphi_{сн} = 270^\circ$ и $|\Gamma_{сн}| = 5 \cdot 10^{-3}$

Рис.1



а) при $\varphi_{сн} = 0^\circ$ и $|\Gamma_{сн}| = 5 \cdot 10^{-3}$; б) при $\varphi_{сн} = 90^\circ$ и $|\Gamma_{сн}| = 5 \cdot 10^{-3}$; в) при $\varphi_{сн} = 90^\circ$ и $|\Gamma_{сн}| = 9.9 \cdot 10^{-3}$; г) при $\varphi_{сн} = 90^\circ$ и $|\Gamma_{сн}| = 0,015$; д) при $\varphi_{сн} = 180^\circ$ и $|\Gamma_{сн}| = 5 \cdot 10^{-3}$; е) при $\varphi_{сн} = 270^\circ$ и $|\Gamma_{сн}| = 5 \cdot 10^{-3}$.

Рис.2

Максимальные погрешности для согласованной нагрузки с $K_{СВ} = 1.01$ равны $\delta|\Gamma|_{\max} = 2.1\%$ и $\Delta\varphi_{\max} = 0.9^\circ$, что вполне приемлемо для технических измерений параметров микроволновых устройств и трактов.

Задачей дальнейших исследований является разработка метода минимизации погрешности, вызываемой неидеальностью согласованной нагрузки при калибровке.

Список литературы: 1. Гимпилевич Ю.Б. Малогабаритный калибруемый микроволновый преобразователь интерференционно-рефлектометрического типа / Ю.Б. Гимпилевич, В.И. Носкович // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 139. С. 136. 2. Саламатин В.В. Синтез и анализ широкополосного малогабаритного СВЧ преобразователя и измерителя коэффициента отражения на его основе / В.В. Саламатин, И.Л. Афонин, И.В. Лашенко // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. 2002. Т.45, №6. С. 35-42. 3. Гимпилевич Ю.Б. Алгоритм обработки измерительных сигналов микроволнового преобразователя интерференционного типа / Ю.Б. Гимпилевич, В.И. Носкович // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып.140. С.92-95.

*Севастопольский национальный
технический университет*

Поступила в редколлегию 01.03.2005

ИЗМЕРЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ВЕЩЕСТВ МЕТОДОМ ЧАСТИЧНО ЗАПОЛНЕННОГО РЕЗОНАТОРА

При полном заполнении резонатора резонаторный метод измерения диэлектрической проницаемости имеет ограничения по величине диэлектрических потерь в образце и полосе частот, в которой проводится измерение. Частичное заполнение резонатора (Рис.1) позволяет расширить номенклатуру веществ, проницаемость которых может быть измерена резонаторным методом. При изменении высоты заполнения возможно измерение проницаемости в некотором диапазоне частот.

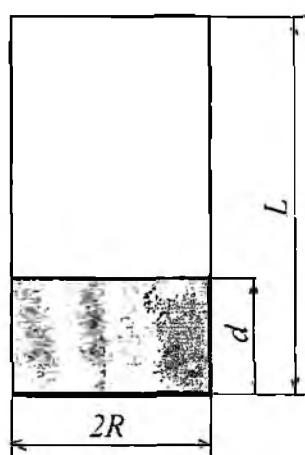
Из условия непрерывности поперечных компонент поля на границе раздела сред [1] можно получить следующие уравнения:

Для напряжённости электрического поля

$$A \cdot \sin(h_1(L-d)) = B \cdot \sin(h_2d), \quad (1)$$

Для напряжённости магнитного поля

$$\frac{A}{W_1} \cos(h_1(L-d)) = - \frac{B}{W_2} \cos(h_2d), \quad (2)$$



где $h = \sqrt{k^2 - \chi^2}$ - продольное волновое число,

$$\chi = \frac{1.841}{R} \text{ - поперечное волновое число для } H_{111},$$

$$\chi = \frac{3.832}{R} \text{ - поперечное волновое число для } H_{011},$$

d - высота заполненной части резонатора,

L - высота резонатора, R - радиус резонатора,

$$W = \frac{\omega \cdot \mu_0 \mu}{h} \text{ - волновое сопротивление.}$$

Из системы уравнений (1),(2) можно получить следующее уравнение:

$$h_1 \cos(h_1(L-d)) \sin(h_2d) + h_2 \sin(h_1(L-d)) \cos(h_2d) = 0 \quad (3)$$

При наличии потерь в диэлектрике, резонансная частота становится комплексной $\omega = \omega' + i\omega''$. Комплексная часть собственной частоты связана с добротностью соотношением:

$$\omega'' = \frac{\omega'}{2Q} \quad (4)$$

Для определения диэлектрической проницаемости измеряются резонансные частоты и добротности пустого f_0, Q_0 и частично заполненного резонатора f_1, Q_1 . Найденная парциальная добротность, обусловленная потерями в диэлектрике $Q = \frac{Q_0 Q_1}{Q_0 - Q_1}$, используется для определения комплексной части резонансной частоты. Численно решая уравнение (3) при известной высоте заполнения и комплексной частоте, находим искомую комплексную диэлектрическую проницаемость [2]. При решении прямой или обратной задачи уравнение 3 разделяется на действительную и мнимую части, в него подставляются известные величины и задаются диапазоны, в которых ищется действительная и мнимая части неизвестной величины.

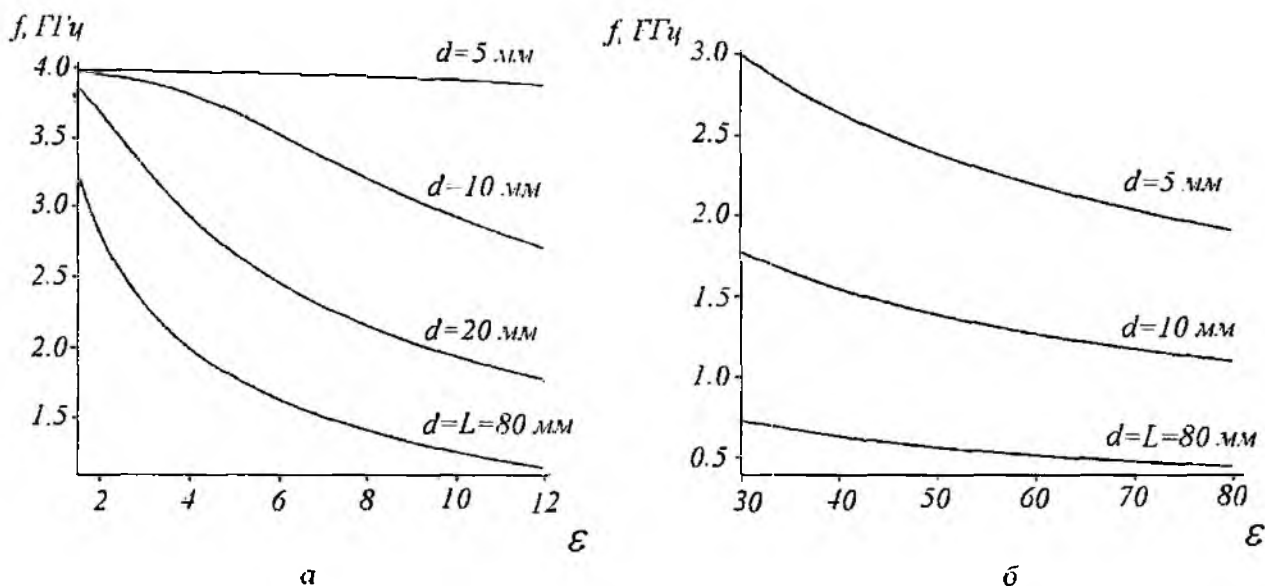


Рис.2

На рис. 2 показана зависимость резонансной частоты колебания H_{111} от диэлектрической проницаемости для разных уровней заполнения и диапазонов изменения ϵ .

На рис. 3 показана зависимость резонансной частоты H_{011} от диэлектрической проницаемости для разных уровней заполнения

Графики на рис 2, 3 построены с использованием решения уравнения (3) при подстановке величин d и ϵ при отсутствии потерь в диэлектрике.

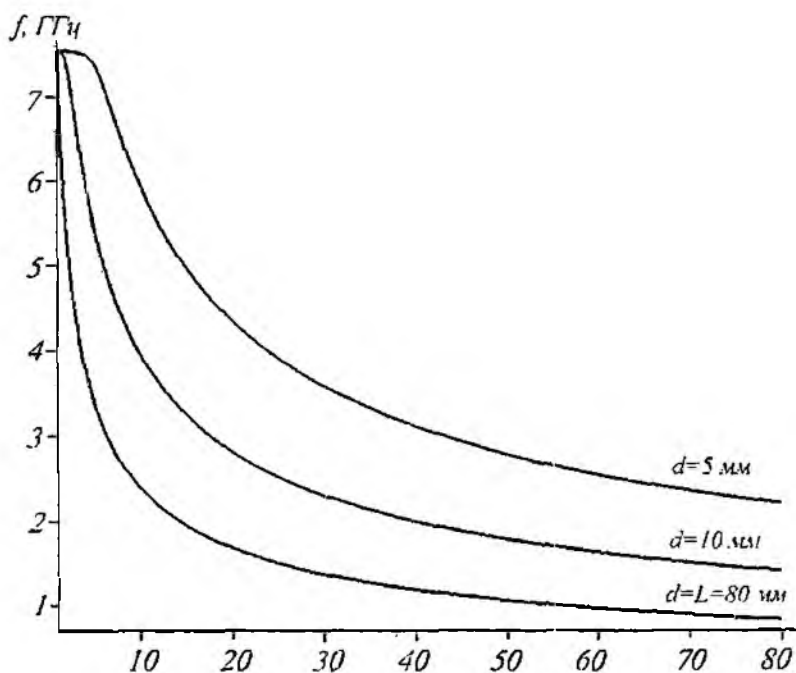


Рис.3

При наличии потерь в диэлектрике резонансная частота становится комплексной величиной. В табл.1 показана действительная и мнимая части резонансной частоты H_{111} (МГц) в зависимости от действительной и мнимой части проницаемости для $d = 5$ мм, $L = 80$ мм. В табл. 2 показана действительная и мнимая части резонансной частоты колебания H_{011} (МГц) для того же случая заполнения.

Таблица 1

$\varepsilon'' \setminus \varepsilon'$	30	40	50	60	70	80
3	2998 130	2639 90	2381 67	2185 52	2030 42	1904 34
4	2992 172	2635 120	2379 89	2183 69	2029 56	1903 46
5	2985 215	2631 150	2376 111	2182 86	2028 70	1902 57
6			2372 133	2180 103		1901 68
7					2024 96	
8						1898 91.4

Таблица 2

$\varepsilon'' \setminus \varepsilon'$	30	40	50	60	70	80
0	3584	3118	2796	2557	2370	2219
2	3578 115	3115 75				
3	3572 171	3112 113	2792 82	2554 82	2368 50	2218 41
4	3562 227	3107 151				
5		3101 188	2786 136	2550 104	2366 83	2216 68
7			2776 189	2544 145	2361 116	2213 95
9					2356 148	2209 122

Следует отметить что не смотря на существование решения уравнения (3), метод частичного заполнения можно рекомендовать использовать в основном в полосах пропускания для H_{11} и H_{01} , поскольку при выходе резонансной частоты за пределы полосы пропускания снижается эффективность возбуждения колебания и резонансная кривая становится менее выраженной.

Полученные результаты позволяют оценить величину заполнения, необходимую для измерений диэлектрической проницаемости при проведении измерений в определенном диапазоне частот.

Список литературы 1. Каценеленбаум Б.З. Высокочастотная электродинамика. М.: Наука, 1966. 240 с.
Шуп Т. Решение инженерных задач на ЭВМ. М.: Мир, 1982. 238 с.

непротетровский национальный университет

Поступила в редколлегию 08.11.2004

УСТРОЙСТВО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ МОДЕЛИ МАГНИТОПЛАНА

Определение пространственного положения магнитолевитирующего транспортного средства (МТС) на путевой структуре – одна из важнейших задач при создании системы управления МТС [1]. В силу специфики условий, в которых функционируют такие устройства, их разработка должна базироваться на бесконтактных методах измерений. Устройства также должны быть надежными, энергопрочными и помехоустойчивыми.

В настоящем сообщении представлены результаты разработки датчика, позволяющего осуществлять мониторинг положения МТС относительно путевой структуры с последующей передачей информации по радиоканалу на пульт для обработки и адекватного управления МТС.

Функциональная схема датчика приведена на рис. 1, где 1 – МТС; 2 – катушки путевой структуры; 3 – датчики положения КВД-25; 4 – катушки возбуждения МТС; 5 – реперные метки.

Функционально датчик положения состоит из двух частей. Первая часть устанавливается непосредственно на транспортном средстве 1 и состоит из трех индуктивных датчиков 4 типа КВД-25, размещенных на расстоянии $\tau/3 \pm 1$ мм друг от друга, где τ – линейный размер катушки путевой структуры. Отсчет расстояния осуществляется от осевой линии датчиков. Вторая часть устройства представляет собой стальные металлические полосы 5 длиной $\tau/2$, неподвижно закрепленные вдоль полотна на расстоянии $\tau/2 \pm 1$ мм (реперные метки). Положение датчиков относительно меток согласовано с расположением катушек возбуждения 3 относительно катушек путевой структуры. Поэтому по расположению датчиков относительно меток путевой структуры можно однозначно судить о положении катушек возбуждения относительно катушек путевой структуры в любой момент времени.

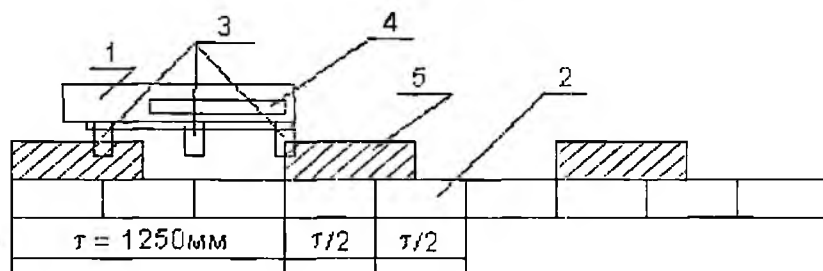


Рис. 1

Структурная схема датчика положения МТС приведена на рис. 2, где 1 – датчик меток; 2 – блок кодирования; 3 – передатчик; 4 – метки; 5 – приемник; 6 – блок обработки; 7 – блок питания передатчика; 8 – блок питания приемника; 9 – катушки путевой структуры. Конструктивно датчик положения можно разделить на четыре блока: блок кодирования, передатчик, приемник и блок обработки сигналов. При движении МТС сигнал с трех индуктивных датчиков КВД-25, соответствующий положению МТС относительно реперных меток в любой данный момент времени, преобразуется по коду Грея [2] в блоке кодирования 2 и затем в сменно-посылочный коде передается по радиоканалу на пульт управления. В блоке обработки 6 сигнал дешифрируется и преобразуется в 3-фазную последовательность импульсов, которая используется для управления линейным двигателем МТС. Кодировка состояния датчиков в соответствии с кодом, данным в таблице, осуществляется кодирующим устройством, структурная схема которого приведена на рис. 3: 1 – шифратор состояния датчиков; 2 – формирователь заданного числа импульсов; 3 – генератор посылок; 4 – синусоидальный генератор; 5 – электронный ключ; 6 – компаратор; 7 – фильтр-формирователь

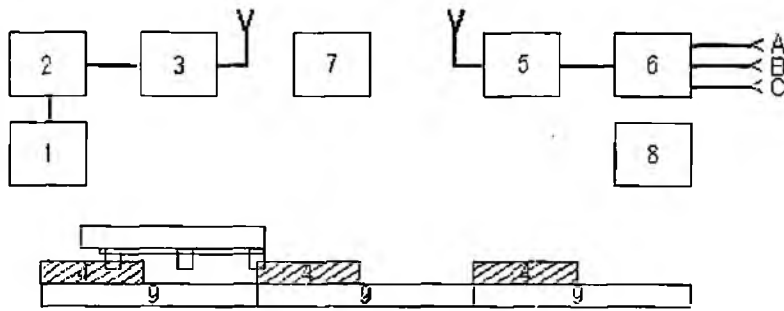


Рис. 2

Датчики	Состояние	Код
Третий выключен, второй включен, первый включен	1	011
Третий выключен, второй выключен, первый включен	2	001
Третий включен, второй выключен, первый включен	3	101
Третий включен, второй выключен, первый выключен	4	100
Третий включен, второй включен, первый выключен	5	110
Третий выключен, второй включен, первый выключен	6	010
Все датчики выключены, питание отключено	0	000

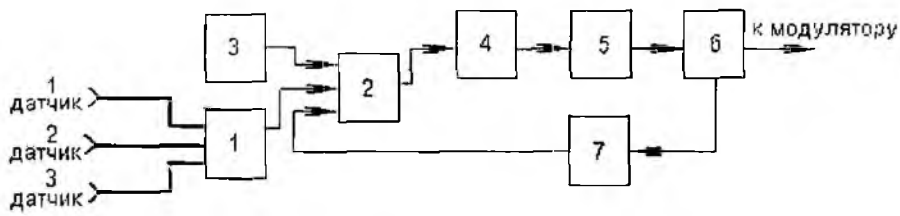


Рис. 3

С шифратора 1 сигнал поступает на формирователь заданного числа импульсов 2, в котором формируется сообщение с количеством импульсов в одной посылке, соответствующим состоянию шифратора.

Генератор посылок 3 представляет собой импульсный мультивибратор с ограничительными резисторами на входе [3]. Длительность импульса (период квантования) выбирается из следующих условий:

$$T_{\Pi} \geq r_{\min} / 10v_{\max},$$

где r_{\min} – минимальный размер металлической пластины, при котором начинает срабатывать выключатель (в наших условиях он равен 0,03 м), v_{\max} – максимальная скорость движения МТС. При испытаниях модели, общий вид которой показан на рис.4, она равнялась 3 м/с. Если для уверенного приема принять количество посылок в сообщении равным 10, тогда максимальная длительность посылки $T_{\Pi} \geq 0,001$ с. Отсюда частота генератора посылок $f_{\Pi} \geq 1000$ Гц. Для определенности выбрана частота $f_{\Pi} = 1600$ Гц, тогда $T_{\Pi} = 0,0625$ с. От генератора синусоидальных импульсов 4 синусоидальный сигнал частотой 20 кГц через фильтр-формирователь 7, настроенный на частоту генератора, поступает на компаратор 6, который формирует из синусоидального сигнала прямоугольные импульсы и управляет работой генератора. По достижению определенного числа импульсов соответствующего состоянию датчиков положения 2, формирователь открывает электронный ключ 5, которым прерывает поступление импульсов на вход мультивибратора до начала следующей посылки.

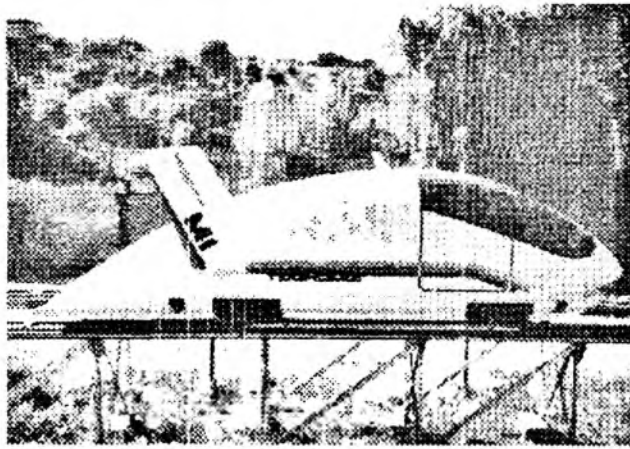


Рис 4

Таким образом, с выхода блока кодирования выдаются пакеты импульсов длительностью T_{II} и количеством импульсов в пакте, соответствующим состоянию датчиков меток. На рис 5 приняты обозначения 1 – первый датчик; 2 – второй датчик; 3 – третий датчик; 4 – катушки возбуждения; 5 – реперные метки; 6 – катушки путевой структуры

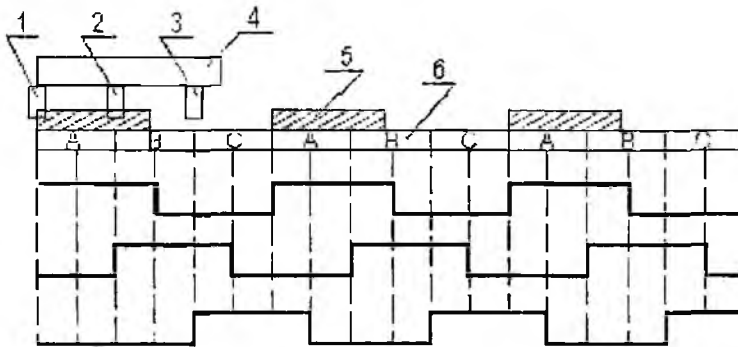


Рис 5

Сформированные в виде пакты импульсов сообщения поступают на модулятор передатчиков (позиция 3 на рис 2) и далее по радиоканалу – на приемник (позиция 5 на рис 2). Принятые приемником сообщения о состоянии датчиков поступают в блок обработки, расположенный на пульте управления, и используются для получения управляющих сигналов.

Блок обработки (рис 6) состоит из полосового фильтра 1, настроенного на частоту 20 кГц, компаратора 2, формирующего прямоугольные импульсы из синусоидального сигнала, одновибратора 3, используемого при подсчете количества импульсов в посылке, счетчика импульсов 4, дешифратора ошибки 5 и формирователя выходных управляющих сигналов 6.

Полосовой фильтр 1 представляет собой фильтр второго порядка, построенный по схеме резонансного усилителя [4]. Одновибратор, используемый при выделении последовательности синусоидальных импульсов в посылке, собран по схеме с повторным запуском от импульсов длительностью $T_{II} = 1.5T_c$, где T_c – период синусоидальных импульсов. Одновибратор формирует сигнал записи состояния счетчиков импульсов и передает его в формирователь выходных управляющих сигналов.

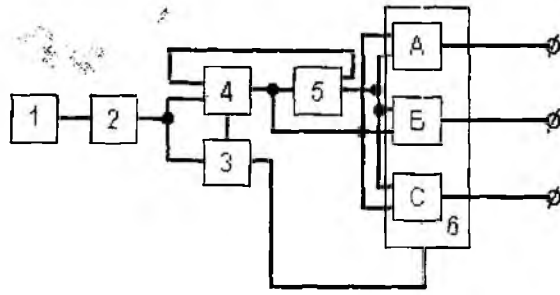


Рис. 6

Дешифратор ошибки отслеживает запрещенные комбинации, возникающие при помехах в радиоканале или неисправностях в системе. При наличии помех запрещается изменение состояния счетчика и выходных триггеров, и на выходе сохраняется предыдущее состояние управляющих импульсов.

Оценим погрешность срабатывания датчика меток при максимальной скорости движения МТС. Она состоит из погрешности чувствительности датчика и погрешности квантования. Погрешность чувствительности $\delta r = \frac{r_{\min}}{\tau} \cdot 100\% = 2,4\%$, погрешность кван-

тования $\delta v = \frac{v_{\max} \cdot 2T_{\text{пл}}}{\tau} \cdot 100\% = 0,3\%$. Тогда общая погрешность равна сумме двух погрешностей $\delta_{\text{max}} = \delta r + \delta v = 2,7\%$. Такая величина погрешности является допустимой и позволяет эксплуатировать датчик в качестве одного из элементов системы управления магнитолевитирующим транспортным средством [5].

Проведенные испытания разработанного датчика положения в составе модельного образца (1:20) МТС с электродинамическим подвесом подтвердили надежность функционирования, высокую помехоустойчивость. Последнее обстоятельство немаловажно ввиду того, что в пространстве между транспортным средством и активной путевой структурой возникают дополнительные электромагнитные поля. Опробованная система динамического определения положения транспортного средства на путевой структуре позволила в условиях полигона осуществлять прямое и обратное перемещение модели.

Список литературы: 1. Бочаров В.И., Салли И.В., Дзензерский В.А. Транспорт на сверхпроводящих магнитах. Ростов:Изд-во Ростовского университета, 1988. 150 с. 2. Митюшкин К. Г. Телеконтроль и телеуправление в энергосистемах. М.: Энергоатомиздат, 1990. 105 с. 3. Зельдин Е.А. Импульсные устройства на микросхемах. М.: Радио и связь. 1991. 86 с. 4. Гитце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. М.: Мир, 1983. С. 201 – 216. 5. Дзензерский В. А., Омеляненко В. И., Васильев С. В., Матин В. И., Сергеев С.А. Высокоскоростной магнитный транспорт с электромагнитной левитацией. К.: Наукова думка, 2001. 479 с.

Институт транспортных систем и технологий
НАН Украины «Трансмаг»

Поступила в редколлегию 13.12.2004

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОЙ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ В ЭЛЕКТРОННЫХ АППАРАТАХ С МАЛОЙ ПЛОТНОСТЬЮ МОНТАЖА

Постановка проблемы

Электронный аппарат (ЭА) представляет собой с теплофизической точки зрения сложную систему тел в виде набора большого количества источников тепла – радиокомпонентов, размещенных на монтажных платах или шасси, которые помещаются в оболочку-кожух изделия.

Для проведения расчетов теплового режима аппаратуры необходимо перейти от конкретных изделий к их тепловым моделям. Это связано с тем, что тепловые процессы в реальной конструкции аппарата, как правило, не поддаются строгому математическому описанию из-за наличия большого числа основных и второстепенных факторов, влияющих на теплообмен рассматриваемого изделия. Тепловая модель ЭА строится путем идеализации конструкций изделий и протекающих в них процессов переноса тепла.

В настоящее время получили развитие и широкое использование две группы тепловых моделей ЭА [1].

Характерной особенностью моделей первой группы является разделение всех поверхностей модели ЭА на отдельные условно изотермические участки или поверхности, а процессы переноса тепла в этих моделях рассматриваются как теплообмен между изотермическими поверхностями.

В тепловых моделях второй группы нагретая зона, представляющая собой неоднородную систему многих тел, идеализируется в виде квазиоднородного твердого тела, свойства которого характеризуются эффективными значениями коэффициентов теплопроводности, теплоемкости, плотности.

Применение тепловых моделей ЭА первой группы весьма затруднено из-за необходимости решать системы неоднородных нелинейных алгебраических уравнений. Однако на практике при расчете теплового режима многоблочных конструкций аппаратуры стоечного типа, радиоэлектронных изделий с малой плотностью монтажа приходится использовать данные тепловую и математическую модели [1,2]. Это связано с тем, что в изделиях с плотностью монтажа весьма значительной оказывается конвективная составляющая переноса тепловой энергии. Трудности поиска решения при этом усугубляются тем, что определение тепловых проводимостей представляет дополнительную самостоятельную проблему.

Попытки свести конструкцию ЭА с малой плотностью монтажа к квазиоднородному твердому телу с одинаковыми значениями коэффициентов теплообмена на гранях и эффективной теплопроводности сверху вниз и снизу вверх при существующих методиках приводили к значительным погрешностям расчетов. Введение поправочных коэффициентов успеха не имело.

Анализ последних исследований

В работах [3,6] предложено решение уравнения теплопроводности для твердого тела формы параллелепипеда с источником тепла аналогичной формы при неравномерном теплообмене с граней нагретой зоны. На основе этого решения разработан алгоритм инженерного расчета теплового режима радиоэлектронной аппаратуры [4].

Цель работы

Поскольку тепловая модель в этих работах представлена в виде квазиоднородного твердого тела, возник вопрос: возможно ли применить данную методику для анализа теплового режима изделий с малой плотностью монтажа? Данный вопрос можно сформулировать иначе: можно ли представить аппаратуру с малым коэффициентом заполнения объема тепловой

моделью в виде квазиоднородного твердого тела? Для ответа на эти вопросы были проведены экспериментальные исследования коэффициента теплопроводности на тепловых макетах, имитирующих конструкцию РЭА с малой плотностью монтажа.

Выбор и описание метода исследования

Абсолютное большинство методов определения теплофизических характеристик, в том числе и теплопроводности, основаны на решениях линейного дифференциального уравнения при заданных краевых условиях [1,2]. Для определения всего комплекса теплофизических характеристик необходимо знать характер пространственно-временных изменений температуры и количества тепла, поглощаемого или отдаваемого телом.

В зависимости от характера изменения температуры во времени все методы определения теплофизических характеристик делятся на нестационарные и стационарные.

Нестационарные методы в свою очередь подразделяются на две группы: методы начальной стадии теплообмена (чисто нестационарные или иррегулярные) и методы регулярного режима.

Методы стационарного теплового потока практически всегда требуют создания сложных и дорогостоящих установок. Продолжительность эксперимента сравнительно велика. Все стационарные методы требуют изготовления и специальных образцов из материала объекта испытаний.

В отличие от рассматриваемых нестационарные методы, основанные на теории регулярного режима, позволяют повысить скорость эксперимента и проводить последний на натуральных реальных объектах, не прибегая к специальным образцам. Это объясняется тем, что регулярному режиму присуще одно общее свойство [7] – независимость от времени отношения удельного потока тепла q в любой точке тела к потоку тепла на его поверхности q_n :

$$\frac{q}{q_n} = f(x, y, z). \quad (1)$$

В результате анализа различных методов испытаний [1,2,6,7] выбор пал на метод элементарных балансов, отличающийся достаточной простотой в реализации.

Для проведения экспериментов был изготовлен макет из четырех блоков, расположенных друг над другом (рис. 1). Если принять те же допущения, что и при составлении тепловой модели, то для нашего теплового макета можно составить уравнения теплового баланса для каждого блока:

для 1-го блока:

$$\frac{10k}{l_{\Delta}}(t_c - t_1) - \frac{\lambda}{l_{\Delta}^2}(t_2 - t_1) + w = 0; \quad (2)$$

для 2-го блока:

$$\frac{8k}{l_{\Delta}}(t_c - t_2) - \frac{\lambda}{l_{\Delta}^2}[(t_1 - t_2) + (t_3 - t_2)] + w = 0; \quad (3)$$

для 3-го блока:

$$\frac{8k}{l_{\Delta}}(t_c - t_3) - \frac{\lambda}{l_{\Delta}^2}[(t_4 - t_3) + (t_3 - t_2)] + w = 0; \quad (4)$$

для 4-го блока:

$$\frac{10k}{l_{\Delta}}(t_c - t_4) - \frac{\lambda}{l_{\Delta}^2}(t_3 - t_4) + w = 0; \quad (5)$$

где t_1, t_2, t_3, t_4 - температура каждого блока соответственно, °С.

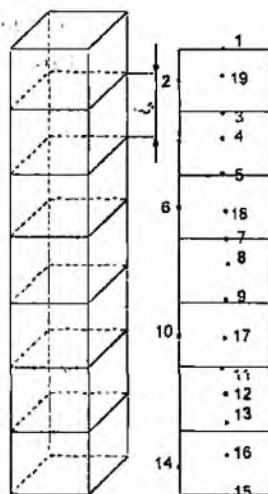


Рис. 1

Подставляя соответствующие значения температур блоков теплового макета и окружающей его среды и решая систему уравнений (2) – (5), нетрудно определить соответствующие значения эффективных теплопроводностей.

Методика проведения эксперимента

Исследования проводились на различных макетах, собранных из четырех одинаковых блоков разных размеров. Коэффициент теплопроводности рассчитывался при расстоянии между блоками 25, 50, 100 и 200 мм. Корпус блока изготавливался из медной фольги толщиной 0,1 мм. В каждом блоке устанавливалась вертикально расположенные стеклотекстолитовые платы толщиной 2 мм. В качестве источников тепла использовались резисторы МЛТ-2 по 22 кОм, равномерно расположенные с обеих сторон. Всего на плате размещалось по 60 резисторов, а в блоке – 240. Общий вид блока и схема размещения термодпар приведены на рис. 1. Термодпары на макете устанавливались согласно рекомендациям, приведенным в [5].

Для получения надежных результатов обеспечивался плотный контакт головки горячего спая термодпары с измеряемой поверхностью. Термоэлектроды на протяжении 30 – 40 мм от спая прокладывались вдоль изотермической поверхности, а затем удалялись от нее, что значительно снизило отвод тепла по проволоке от точки измерения. Небольшие размеры спая позволяют рассматривать температуру, измеренную термодпарой, как температуру в данной точке поверхности.

При опытах термодпары, устанавливаемые в центре верхней и нижней грани блоков теплового макета, крепились непосредственно на платы клеем БФ-2. Для измерения температуры воздуха в центрах блоков и воздушных зазорах между блоками термодпары закреплялись нетеплопроводными нитями.

Для предотвращения влияния наружных конвективных токов на перенос тепла в зазорах между блоками, последние оклеивались копировальной бумагой черного цвета толщиной 0,01 мм, имеющей степень черноты поверхности ~ 0,94.

Нагрев блоков производился за счет тепла, рассеиваемого на резисторах. Тепловый макет, подвешенный на нетеплопроводных нитях, помещался в камеру спокойного воздуха большого объема при температуре окружающей среды (18–24 °С) для исключения влияния различных токов воздуха в лаборатории.

За время нагревания теплового макета фиксировались измерения избыточных температур в центрах блоков, зазоров и на гранях через определенные промежутки времени, которые отсчитывались по секундомеру. Нагревание производилось в условиях естественной конвекции до выхода теплового макета на стационарный режим. Переход от показаний гальванометра к температурам вытекает из определенной при тарировании термодпары зависимости.

Значения эффективных теплопроводностей в зазорах определялись для вертикального и горизонтального направлений нагретой зоны. С одним и тем же макетом для определенного расположения блоков исследования проводились не менее трех раз.

Материалы макета изменялись таким образом, чтобы перекрывался практически весь диапазон изменения теплофизических параметров реальных конструкций ЭА с малой плотностью монтажа.

Температура окружающего воздуха контролировалась с помощью ртутных технических термометров ГОСТ 2823-59. Термометры устанавливались на различной высоте и удалении от испытываемого теплового макета.

Отсчет времени производился секундомером прерываемого действия «51СД», ГОСТ 5072-62, 1 класс. Цена деления секундной шкалы 0,5 с.

Характеристика температурных датчиков. Метод их тарирования и контроля

Измерение температур в различных точках теплового макета осуществлялось дифференциальными медно-константановыми термопарами, изготовленными из провода диаметром 0,2 мм и длиной 4000 мм свариванием под флюсом в пламени вольтовой дуги.

Выбор материала и размер термопары определяется соображениями прочности, стойкости при длительном воздействии окружающей среды, минимальным отводом тепла от мест измерения, небольшой тепловой инерцией и небольшим температурным уровнем у испытываемых макетов, возможностью многократного использования, точностью измерений, простотой в обращении.

Качество изготовления термопар контролировалось измерением омического сопротивления цепи каждой термопары с помощью моста постоянного тока Р316, класса точности 0,2 ГОСТ 7165 – 66.

Среднеквадратичная погрешность из 20 термопар составила $\pm 0,14$ Ом при среднеарифметическом значении цепи термопары 63,27 Ом.

Тарировка термопар проводилась в комплекте с зеркальным гальванометром ГЗП – 47, класс точности 1.1, ГОСТ 7324-55 (цена деления по току $C = 8,5 \cdot 10^{-8} \frac{A}{дел}$, или по данным тарировки с дополнительным сопротивлением МЛТ - 2–120 Ом, рис. 2, цена деления по температуре – 0,41 °С), и 26-точечным термопарным коммутатором. Коммутатор обеспечивал в процессе тарировки последовательное подключение рабочих дифференциалов термопар к гальванометру. (На рис. 2 показаны результаты тарирования термопар: х – при нагреве; о – при охлаждении.)

Т.о. обеспечивалось условие равенства сопротивления цепи при тарировке и измерениях. т.е. учитывалось сопротивление проводов и контактов коммутатора.

Холодный спай тарлируемой дифференциальной термопары помещался в металлический сосуд (диаметром 140 мм, высотой стенок 120 мм и толщиной стенки 10 мм), заполненный сухим мелким песком. Рабочий спай термопары крепился изоляционной лептой к резервуару ртутного термометра ТЛ-7 с ценой деления 0,5 °С и помещался в сосуд с тающим льдом и дистиллированной водой, установленный на электрическом нагревателе. При показаниях термометра 0 °С (гальванометр устанавливался в нулевое положение – первая опорная точка), включался нагреватель и производилось постепенное повышение температуры. По мере нагревания фиксировались показания термометра и зеркального гальванометра через 5 °С до температуры кипения (100 °С – вторая опорная точка).

При тарировке скорость изменения температуры не превышала 0,4 °С в минуту, что обеспечивало нормальные условия тарирования.

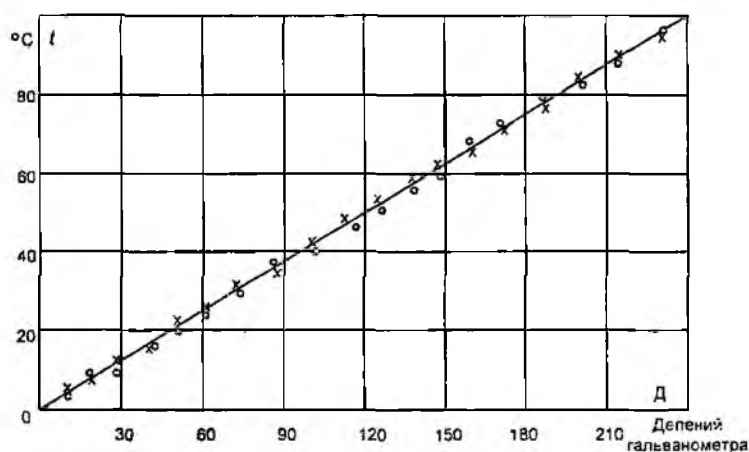


Рис. 2

При измерении понижающейся температуры ртутными термометрами с узкими капиллярами возможна задержка движения ртутного столбика, вызываемая наличием сил трения между движущейся ртутью и поверхностью капилляра. Для исключения подобного явления термометр перед отсчетом показаний подвергался легкому вибрированию постукиванием по колбе.

Тарировка повторялась три раза, причем фиксировались и нагревание, и охлаждение.

Для исключения влияния случайных погрешностей однодневных тарировок последние повторялись в различные дни проведения экспериментов в абсолютно закрытой лаборатории. Таким образом, конвективные потоки воздуха из коридора и с улицы не искажали картину измерений. Для исключения влияния солнца окна занавешивались шторами.

Все тарировки показали существование линейной зависимости между показаниями гальванометра и измеряемой температурой:

$$v = 0,41D, \quad (6)$$

где D – количество делений гальванометра.

Точность снятия показаний для гальванометра ГЗП-47 составляет ± 1 деление, что соответствует $\Delta = \pm 0,41^\circ\text{C}$. Погрешность снятия отсчета с термометра при тарировании $\Delta_\phi = \pm 0,5^\circ\text{C}$. Таким образом, суммарная максимальная ошибка измерений температуры, вызванная нестабильностью характеристики термопар и тарировкой, составляла

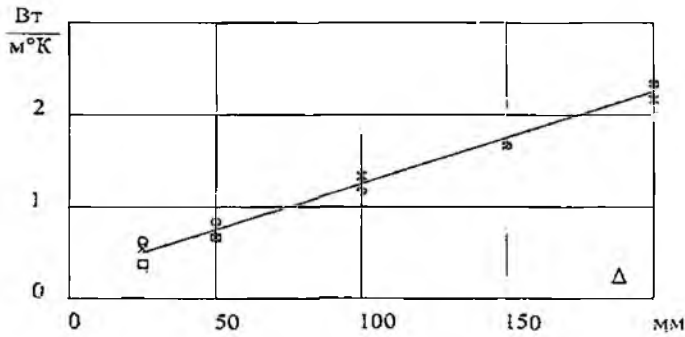
$$\varepsilon = \pm(\sigma + \Delta + \Delta_\phi) = \pm 1,05^\circ\text{C}, \quad (7)$$

что вполне допустимо для наших целей.

Обработка экспериментальных данных

Расчет значений эффективных теплопроводностей производился из уравнений теплового баланса (2) – (5).

Для экспериментального определения коэффициентов теплопроводности λ использовался метод элементарных балансов. Подробное описание методики эксперимента, конструкции макетов, протоколы испытаний содержатся в [6.8]. Расчет λ проводился из уравнений теплового баланса, составляемых для каждого макета, куда подставлялись значения измеренных в результате эксперимента температур. Результаты обрабатывались и усреднялись для выборочного значения зазора между блоками. На рисунке представлено изменение λ от величины зазора Δ между блоками (плотности монтажа), аппроксимированное линейной зависимостью. При этом относительная среднеквадратичная ошибка линейной аппроксимации результатов исследования не превысила 3,3%.



— — аппроксимация экспериментальных значений λ ;
 о — экспериментальные значения λ для вертикального направления нагретой зоны;
 х — экспериментальные значения λ для горизонтального направления нагретой зоны;
 о — экспериментальные значения λ по методам многих точек и пластины из [7]. Обработанные результаты экспериментов использовались при анализе теплового режима одного из шкафов системы централизованного контроля «Кварц – 2М» и его блоков (см. рис. 4). Аналитические результаты исследования температурного поля контролировались прямым измерением термометрами температуры блоков и шкафа

Рис. 3

В работе [7] исследованы значения эффективных теплопроводностей методом многих точек и пластины для РЭА с высокой плотностью монтажа. Эксперименты проводились для конструкций аппаратуры с зазорами между платами от 5 до 50 мм. Результаты этих исследований использовались для сравнения полученных нами значений λ по методу элементарных балансов для зазоров между блоками 25 и 50 мм (см. рис. 1).

Выводы

Анализ экспериментальных исследований, а также сравнение результатов расчетов и измерений [6,8] позволяют сделать следующие выводы:

- методом элементарных балансов экспериментально установлена зависимость между значением эффективной теплопроводности и расстоянием между блоками, которая удовлетворительно аппроксимируется линейной зависимостью. При этом относительная погрешность не превышает 4%;
- можно считать экспериментально доказанным, что конструкцию ЭА с малой плотностью монтажа можно представить тепловой моделью в виде квазиоднородного анизотропного твердого тела с неодинаковым теплообменом на гранях нагретой зоны;
- для теоретического анализа распределения температуры в ЭА с малой плотностью монтажа можно пользоваться тепловыми моделями второй группы [1];
- влияние теплофизических параметров составляющих конструкции ЭА и ее элементов при малой плотности монтажа на общую эффективную теплопроводность нагретой зоны пренебрежимо мало; сравнение результатов измерений и расчетов [6,8] доказало, что данная методика может служить универсальным инструментом аналитического исследования тепловых полей как многоблочной, так и одноблочной ЭА, а полученные средние значения коэффициентов эффективной теплопроводности могут быть использованы для инженерных расчетов теплового режима изделий стоечного типа различного конструктивного исполнения;
- разработанные и предлагаемые алгоритмы анализа тепловых режимов ЭА [3,4,6,8,10] и определения оптимальных параметров при конструировании [9,11] могут одинаково успешно применяться не только для блоков аппаратуры различного класса, но и для ее составляющих конструктивов и элементов.

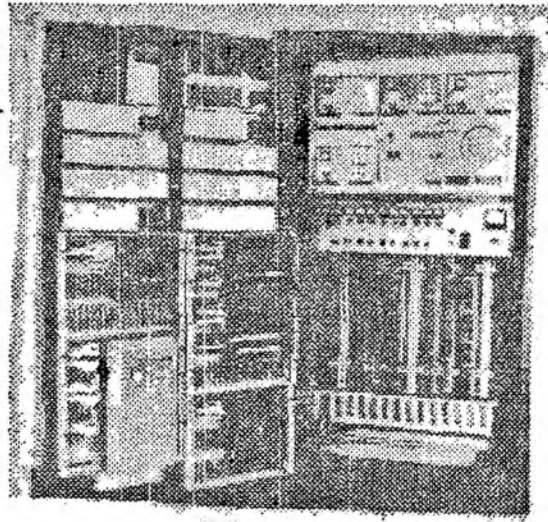


Рис. 4

Список литературы: 1. Дзюльнев Г.Н., Тарновский Н.Н. Тепловые режимы электронной аппаратуры Л. Энергия, 1971. 248 с. 2. Дзюльнев Г.Н., Семьяшкин Э.М. Теплообмен в радиоэлектронной аппаратуре Л. Энергия, 1968. 360 с. 3. Майко И.М., Азаренков В.И. Исследования температурного поля радиоэлектронных устройств в стоечном исполнении // Локальные автоматизированные системы автоматизации. Сб. науч. трудов К. Наук. думка. 1978. С. 148-151. 4. Майко И.М., Чернышченко А.А., Азаренков В.И. Алгоритм инженерного расчета теплового режима радиоэлектронной аппаратуры систем управления // Автоматизированные системы управления и приборы автоматизации. Республ. межвед. науч.-техн. сб. 1980. Вып. 54. С. 130-133. 5. Кулаков М.В., Макаров Б.И. Измерение температуры поверхности твердых тел. М. Энергия. 1979. 218 с. 6. Хомицкий О.В., Азаренков В.И., Синотин А.М. и др. Исследование температурных полей и разработка теплофизических методов конструирования многоблочной электронно-релейной аппаратуры систем управления газовой промышленности. Конструкционная надежность. Отчет по науч.-исслед. работе. ГР №75041325. Харьков: ХИРЭ. 1978. 137 л. 7. Майко И.М., Синотин А.М. Экспериментальное определение эффективной теплопроводности нагретых зон радиоэлектронных аппаратов // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРТО. Вып. 2. С. 12-17. 8. Майко И.М., Оксман А.Л., Синотин А.М., Азаренков В.И. Анализ теплового режима стойки «Кварц» // Автоматизация, телемеханизация и связь в газовой промышленности. Реф. сб. М. 1979. Вып. 5. С. 5-7. 9. Азаренков В.И. Обеспечение теплового режима ЭВС на ранних этапах проектирования // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1997. Вып. 103. С. 65-71. 10. Азаренков В.И., Майко И.М. и др. СТП 8830-2-79. Аппаратура радиоэлектронная. Методика расчета тепловых режимов: Стандарт предприятия ВНИПИАСУГазПром. Харьков, 1979. 30 с. 11. Азаренков В.И., Майко И.М. и др. СТП 8830-2-79. Аппаратура радиоэлектронная. Методика синтеза аппаратуры заданной надежности: Стандарт предприятия ВНИПИАСУГазПром. Харьков, 1979. 18 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 21.09.2004

К ВОПРОСУ О ФИЛЬТРАЦИИ И СГЛАЖИВАНИИ СЛУЧАЙНОГО ПРОЦЕССА ТИПА ЭЭГ

Введение

В настоящее время в медицине широко используется метод электроэнцефалографии - регистрации электрической активности биопотенциалов головного мозга через неповрежденные покровы головы, позволяющий судить о его физиологической зрелости, функциональном состоянии, наличии очаговых поражений, общемозговых расстройств и их характере. Электроэнцефалограмма (ЭЭГ) представляет собой сложный колебательный электрический процесс, который может быть зарегистрирован при расположении электродов либо непосредственно на мозге, либо на поверхности скальпа. ЭЭГ является результатом электрической суммации и фильтрации элементарных процессов, протекающих в нейронах головного мозга [1].

В общем случае ЭЭГ представляет собой случайный процесс, состоящий из электрического сигнала, обусловленного деятельностью клеток мозга, и шума, который накладывается на полезный сигнал. Традиционный визуальный анализ ЭЭГ позволяет выделить характерные для деятельности мозга ритмы и осуществить диагностику на основании опыта врача. В условиях действия шумов и артефактов такой анализ требует достаточно высокой квалификации и опыта. Представляет интерес проведение предварительной математической обработки случайного процесса типа ЭЭГ с помощью цифрового фильтра, реализующего фильтрацию и сглаживание ЭЭГ с целью представления ее в „чистом” виде, максимально освобожденном от шумов и артефактов.

Обработка с помощью ФК

Для обработки ЭЭГ с целью очистки от шума применялось сглаживание с помощью фильтра Калмана (ФК) и вейвлет-преобразование. ФК предназначен для оптимального оценивания линейной динамической системы. Идея синтеза ФК состоит в нахождении рекуррентного алгоритма в виде разностного уравнения (в случае системы с дискретным временем) или дифференциального уравнения (в случае системы с непрерывным временем) [2]. Каждая последующая оценка состояния системы получается на основе измерения и предыдущей оценки при условии минимума дисперсии ошибки.

Рассмотрим случай дискретного времени. Уравнение наблюдения имеет вид

$$\xi_v = H_v \lambda_v + U_v + n_{0v}. \quad (1)$$

В свою очередь уравнение сообщения представляется следующим образом:

$$\lambda_v = \beta_{v-1} \lambda_{v-1} + n_{\lambda v}, \lambda(0) = \lambda_0, \quad (2)$$

где $H_v = H(t_v)$; $U_v = U(t_v)$; $\beta_v = \beta(t_v)$; - заданные функции времени;

n_{0v} , $n_{\lambda v}$ - дискретные белые гауссовы шумы с нулевыми математическими ожиданиями и дисперсиями D_{0v} и $D_{\lambda v}$ соответственно;

λ_0 - нормально распределенная случайная величина.

Система уравнений ФК имеет вид [2]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{\lambda}_v = \beta_{v-1} \tilde{\lambda}_{v-1} + k_v (\xi_v - U_v - H_v \beta_{v-1} \tilde{\lambda}_{v-1}) \\ k_v = H_v (R_v / D_{0v}) \\ \frac{1}{R_v} = \frac{1}{\beta_{v-1}^2 R_{v-1} + D_{\lambda v}} + \frac{H_v^2}{D_{0v}} \end{array} \right. \quad (3)$$

Эта система решается численно с помощью алгоритма, предложенного в [3], что позволяет найти временную зависимость процесса при условии минимума выходной дисперсии.

Обработка с помощью вейвлетного преобразования

Вейвлетные функции в последнее время широко вводятся в стандартные математические программные пакеты, поэтому пользователь имеет возможность применить наиболее удобную программу, сосредоточившись, в основном, на точности результата и простоте его получения. Выполним очистку ЭЭГ от шумов с помощью вейвлет-преобразования, используя пакет Mathlab6. Вейвлет-анализ является разновидностью спектрального анализа, в котором роль простых колебаний играют функции особого рода, называемые вейвлетами. Вейвлет-преобразование является инструментом кратномасштабного анализа: с его помощью сигнал представляется в виде некоторой аппроксимации и набора деталей, отличающих данную аппроксимацию от исходного сигнала. Такое представление позволяет либо "отсеять" незначительные изменения сигнала, сосредоточившись на изучении его глобальных особенностей, либо, напротив, рассмотреть его "мелкие детали", не различимые на фоне "крупномасштабных" изменений.

Кроме того, поскольку шум представляет собой, как правило, незначительные высокочастотные ("мелкомасштабные") изменения сигнала, вейвлет-преобразование можно использовать для очистки сигнала от шума путем удаления из него таких "незначительных" деталей. При этом реализуется важное преимущество вейвлет-преобразования, заключающееся в возможности адаптивного ограничения коэффициентов преобразования, определяющих высокочастотные случайные выбросы сигнала.

Графики реализаций ЭЭГ и обработанные ЭЭГ приведены на рис.1, где показаны временные диаграммы исходной ЭЭГ, сглаженного процесса с помощью ФК и после обработки вейвлетами. Вычислив дисперсии для случаев использования ФК и вейвлет-преобразования в соответствии со следующим выражением:

$$D = \frac{\sum_{k=1}^N (V_k - \bar{V})^2}{N}, \quad (4)$$

где V_k – отсчеты входного процесса,

\bar{V} – математическое ожидание входного процесса,

N – число выборок процесса,

получаем соответственно $D_K = 0,425$ и $D_w = 0.32$. Как видно, вейвлет-преобразование позволяет обеспечить лучшее сглаживание ЭЭГ.

Применим к реализации ЭЭГ и к обработанным ЭЭГ дискретное преобразование Фурье (ДПФ), которое записывается в виде

$$S(l\Delta f) = \sum_{k=0}^{N-1} S(k) e^{-j2\pi \frac{lk}{N}}, \quad (5)$$

где $\Delta f = \frac{1}{N\Delta t}$ – шаг по частоте;

N – число точек на временной оси;

Δt – шаг по времени;

l – отсчеты по частоте;

k – отсчеты по времени.

Полученные спектры приведены на рис.2, где на графиках показаны спектры исходной ЭЭГ, сглаженной с помощью ФК и сглаженной с помощью вейвлетов. Как видно, удаление шума фактически представляет собой фильтрацию высокочастотных составляющих процесса.

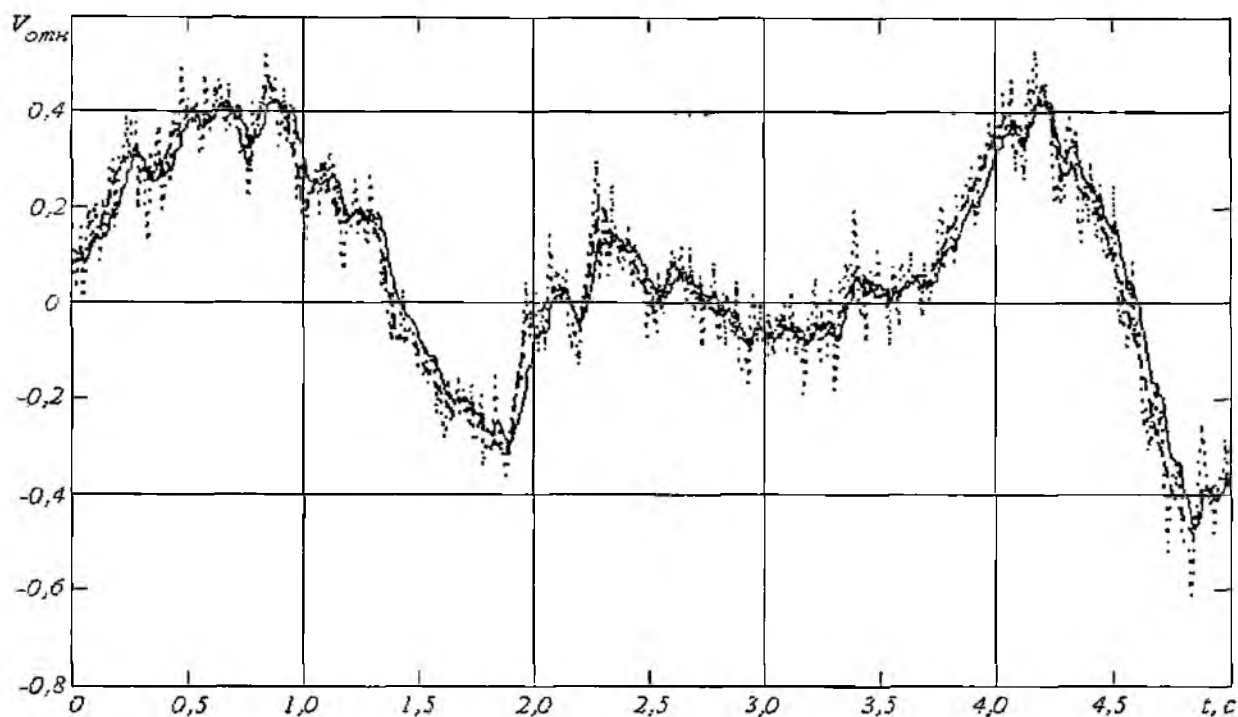


Рис.1

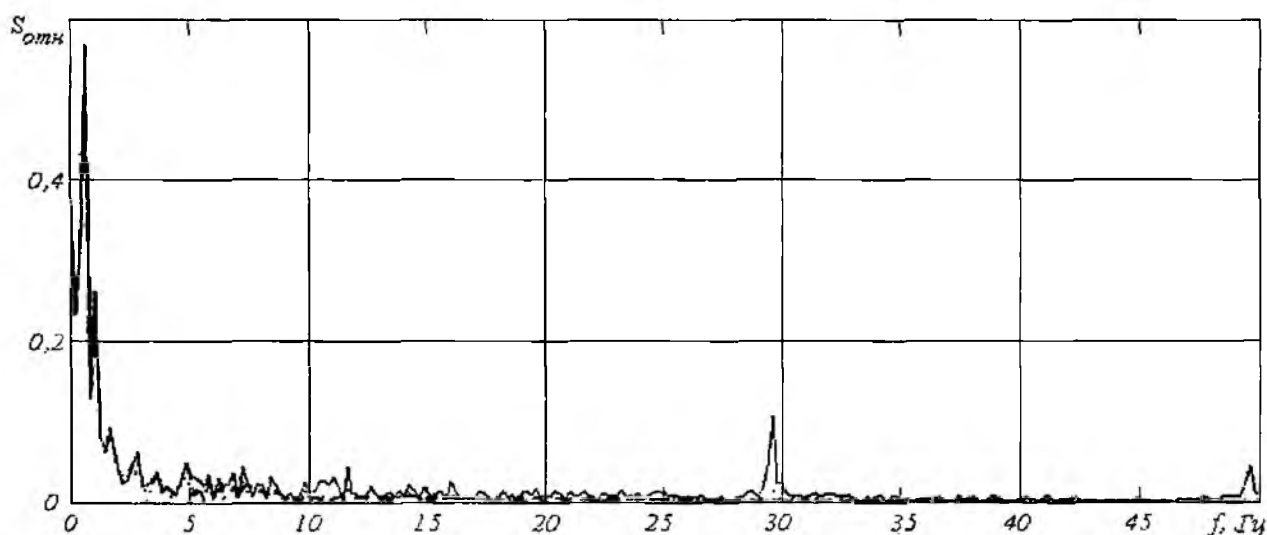


Рис.2

Результаты работы могут быть использованы при разработке современных цифровых биотелеметрических систем в неврологии, психиатрии. Показано, что применение вейвлет-преобразования к случайным сигналам типа ЭЭГ обеспечивает более высокий уровень предсказания значения выходного сигнала [4].

Список литературы: 1. *Зенков Л.П., Ронкин М.А.* Функциональная диагностика нервных болезней. М.: Медицина, 1991. 640 с. 2. *Тихонов В.И., Харисов В.Н.* Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 1991. 608 с. 3. *Сейдж Э., Мелс Дж.* Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. М.: Связь, 1976. 4. *Астафьева Н. М.* Вейвлет-преобразования. Основные свойства и примеры применения. М.: ИКИ РАН, 1994, № 1891.56 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 21.11.2004

МЕТОД НАЛОЖЕНИЯ В АНАЛИЗЕ ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ

Техническая и учебная литература рассматривает метод в виде наложения реакций (токов или напряжений на участках цепи) от воздействия источников тока или напряжения, действующих в этой цепи. При расчете этим методом пассивная часть цепи рассматривается столько раз, сколько было задействовано источников в исходной схеме [1–4]. Однако действие принципа суперпозиции гораздо шире. Оно не ограничивается наложением реакций воздействия отдельных источников энергии. На самом деле, на цепь оказывают воздействие не только внешние параметры, но и сама цепь оказывает влияние на распределение токов в ветвях и потенциалов узлов внутри неё. Иначе говоря, как соседние узлы оказывают влияние друг на друга, так и смежные токи влияют на распределение общей энергии в цепи. Это влияние особо чётко просматривается на примере воздействия друг на друга соседних контурных токов и напряжений смежных узлов.

Рассмотрим эту сторону детальнее. Но предварительно введём ряд понятий и определений. Во-первых, назовём обособленную последовательную цепь с любым количеством пассивных и активных элементов в ней – *свободным контуром*, а обособленную параллельную – *свободным узлом*. Смысл прямой – подчеркнуть отсутствие любого (косвенного или прямого) воздействия со стороны соседних токов или напряжений, существенно не меняя общепринятой терминологии. Однако в литературе для последнего случая встречается другой термин, например *кисть* [5], что по образу сходно, но звучит по-другому. Более четкое представление о нововведении проявится в дальнейших рассуждениях. Во-вторых, кроме понятий о передаточных характеристиках по току или по напряжению для двухполюсных схем, удобно ввести понятия о таких коэффициентах для контуров по напряжению и для узлов по току, обозначив, например, первые буквой H с соответствующими индексами, а вторые аналогично T , что свидетельствовало бы о соответствующих отношениях: напряжений или токов. Однако чаще всего речь пойдёт об отношениях сопротивлений свободного контура или проводимостей свободного узла [см., например, здесь ниже системы уравнений (10) и (20)]. В-третьих, для выяснения сути вопроса выберем наиболее распространенную схему, обычно рассматриваемую в учебной практике, например в виде рис. 1, при постоянных воздействиях, имея в виду, что результаты справедливы и для цепей при гармонических воздействиях в символической форме записи соответствующих уравнений. Выполним её анализ методами узловых напряжений и контурных токов с учётом введенной лексики.

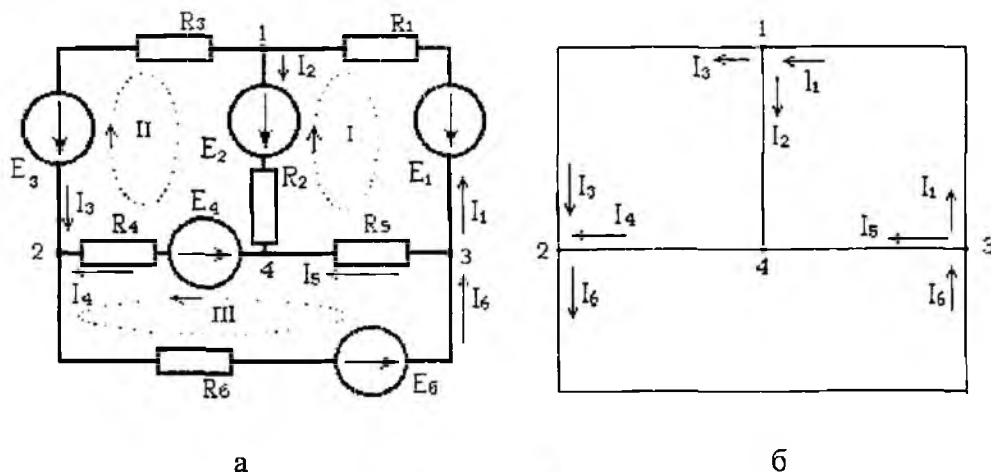


Рис. 1

Метод узловых напряжений

Количество уравнений для узловых напряжений равно числу узлов в схеме минус один из них, который, как правило, принимают за опорный с потенциалом, равным нулю. По отношению к нему определяют напряжения всех других узлов. Покажем это на примере цепи рис. 1а. Узел 4 считаем заземлённым, с инженерной точки зрения это означает, что $U_4 = 0$. Другие напряжения между двумя узлами всегда можно выразить, например, так:

$$U_{31} = U_3 - U_1; U_{12} = U_1 - U_2; U_{23} = U_2 - U_3. \quad (1)$$

Выведем одно из уравнений для узла 1. Начнём с того, что узел 1 непосредственно связан с узлом 4 через ветвь 2, ток которой

$$I_2 = I_1 - I_3 = E_2 \cdot G_2 + U_1 \cdot G_2. \quad (2)$$

Токи I_1 и I_3 определены законом Ома с учетом (1):

$$I_1 = (U_1 + E_1 - U_3) \cdot G_1; \quad (3)$$

$$-I_3 = (U_2 - U_1 - E_3) \cdot G_2. \quad (4)$$

Подставляя (3) и (4) в (2), имеем выражение

$$-E_1 \cdot G_1 - U_3 \cdot G_1 - U_1 \cdot G_1 - E_3 \cdot G_2 - U_1 \cdot G_2 + U_2 \cdot G_2 = E_2 \cdot G_2 + U_1 \cdot G_2.$$

Перепишем его, направив в левую часть все слагаемые с напряжением U_1 :

$$U_1 \cdot (G_1 + G_2 + G_3) = -(E_1 \cdot G_1 + E_2 \cdot G_2 + E_3 \cdot G_2) + U_2 \cdot G_2 + U_3 \cdot G_1; \quad (5)$$

$$\text{или } U_1 = -\frac{E_1 \cdot G_1 + E_2 \cdot G_2 + E_3 \cdot G_2}{G_1 + G_2 + G_3} + U_2 \cdot \frac{G_2}{G_1 + G_2 + G_3} + U_3 \cdot \frac{G_1}{G_1 + G_2 + G_3};$$

где $E_1 \cdot G_1 + E_2 \cdot G_2 + E_3 \cdot G_2 = J_{11}$ – узловой ток;

$G_1 + G_2 + G_3 = G_{11}$ – узловая проводимость;

$U_{01} = \frac{J_{11}}{G_{11}}$ – узловое напряжение свободного узла, т. е. в отсутствии влияния смежных узлов;

$T_{12} = \frac{G_2}{G_{11}}$ – коэффициент передачи по току, определяющий отбор напряжения от узла 2

в пользу узла 1;

$T_{13} = \frac{G_1}{G_{11}}$ – коэффициент передачи по току, определяющий отбор напряжения от узла 3

в пользу узла 1.

Тогда уравнение для узла 1, с учетом $U_1 = U_{11}$ и принятых выше обозначений

$$U_{11} = U_{01} + U_{22} \cdot T_{12} + U_{33} \cdot T_{13}; \quad (6)$$

Аналогично изложенному, последовательно используя уравнения (7) – (9):

$$I_4 = I_6 - I_3 = -E_4 \cdot G_4 - U_2 \cdot G_4; \quad (7)$$

$$I_6 = (E_6 + U_2 - U_3) \cdot G_6; \quad (8)$$

$$I_3 = (E_3 + U_1 - U_2) \cdot G_3; \quad (9)$$

получим

$$U_{22} = U_{02} + U_{11} \cdot T_{21} + U_{33} \cdot T_{23}, \quad (10)$$

где $U_{02} = \frac{E_3 \cdot G_3 - E_4 \cdot G_4 - E_6 \cdot G_6}{G_3 + G_4 + G_6}$ – напряжение свободного узла 2; $T_{21} = \frac{G_3}{G_3 + G_4 + G_6}$ – коэф-

фициент передачи по току, относящийся к узлу 2 и определяющий отбор напряжения от узла в пользу узла 2;

$T_{23} = \frac{G_6}{G_3 + G_4 + G_6}$ – коэффициент передачи по току, относящийся к узлу 2 и определяющ

отбор напряжения от узла 3 в пользу узла 2.

Третье уравнение, можно получить аналогично из уравнений: $I_5 = I_6 - I_1 = U_3 \cdot G_5$; (3); (7)

Но его можно записать и непосредственно, если рассмотреть предшествующие два. уч принцип наложения напряжений: *узловое напряжение любой сложной линейной цепи равно сумме: напряжения этого узла в его свободном состоянии и частичных напряжений о смежных узлов :*

$$U_{33} = U_{03} + U_{11} \cdot T_{31} + U_{22} \cdot T_{32}, \quad (1)$$

где $U_{03} = \frac{E_1 \cdot G_1 + E_6 \cdot G_6}{G_1 + G_5 + G_6}$ – напряжение свободного узла 3;

$U_{11} \cdot T_{31}$; $U_{22} \cdot T_{32}$ – частичные напряжения за счёт смежных узлов.

$T_{31} = \frac{G_1}{G_1 + G_5 + G_6}$ – коэффициент передачи по току, относящийся к узлу 3 и определя

щий отбор напряжения от узла 1 в пользу узла 3;

$T_{32} = \frac{G_6}{G_1 + G_5 + G_6}$ – коэффициент передачи по току, относящийся к узлу 3 и определя

ющий отбор напряжения от узла 2 в пользу узла 3.

Полученную систему уравнений для узловых напряжений запишем в общепринятой форме

$$\begin{aligned} U_{11} - T_{12} \cdot U_{22} - T_{13} \cdot U_{33} &= U_{01}; \\ -T_{21} \cdot U_{11} + U_{22} - T_{23} \cdot U_{33} &= U_{02}; \\ -T_{31} \cdot U_{11} - T_{32} \cdot U_{22} + U_{33} &= U_{03}; \end{aligned} \quad (1)$$

или в матричной форме записи:

$$\begin{bmatrix} U_{11} \\ U_{22} \\ U_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -T_{12} & -T_{13} \\ -T_{21} & 1 & -T_{23} \\ -T_{31} & -T_{32} & 1 \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} U_{01} \\ U_{02} \\ U_{03} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Здесь, в отличие от матрицы проводимостей, используется матрица коэффициентов п

редачи по току. Чтобы иметь уравнения в классической форме записи, достаточно остановиться на стадии за

писи уравнения (5), обозначив слагаемые соответствующим образом. Это не поздно сделать и

уравнениями (9), умножив каждое из них на собственную проводимость соответствующего узла.

После решения уравнений (13), используем закон Ома для определения токов.

Основное достоинство новой формы записи состоит в том, что нет необходимости пр

образования ветвей с ЭДС в ветви с источниками тока. Даже влияние идеальной ЭДС легк

учитывается её умножением на соответствующий коэффициент передачи узла.

А главное достоинство состоит всё же в простоте записи уравнений по определению, в

деленному нами курсивом. Кроме того, каждое из уравнений может быть представлено в вид

условной последовательной схемы (графа), демонстрирующей принцип наложения напряже

ний [см. уравнения (6), (10) и (11)]. Развивая по желанию эти схемы, с учетом соответствую

щего развития параллельных схем для контурных токов (см. ниже), можно решать задачи син

теза любых вариантов линейных цепей.

Пример 1. Для схемы, изображенной на рис. 2, при заданных значениях сопротивлений: $R_1 = 1 \text{ Ом}$; $R_2 = 2 \text{ Ом}$; $R_3 = 3 \text{ Ом}$ и источников энергии: $E_A = 4 \text{ В}$; $J_1 = 4$, определить токи в ветвях.

Решение. Считаем напряжение узла 3 равным нулю. Тогда напряжение узла 2 $E_3 = 4 \text{ В}$. Напряжение узла 1:

$$U_1 = U_{01} + U_2 \cdot \frac{G_3}{G_1 + G_3} = 3 + 1 = 4 \text{ В.}$$

$$U_{01} = J_1 \cdot \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3} = 4 \cdot \frac{3}{4} = 3 \text{ В. Токи:}$$

$$I_3 = 0; I_1 = J_1 = 4 \text{ А, } I_E = I_2 = \frac{E_A}{R_2} = 2 \text{ А.}$$

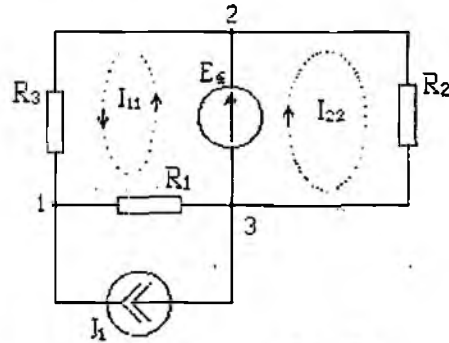


Рис. 2

Метод контурных токов

Для конкретной электрической цепи выбираем систему независимых контуров и порядок их обхода, как описано [1-4]. Внешний контур выбирать не следует. В его отсутствие каждая из внешних ветвей планарной электрической цепи составляет уникальную часть независимого контура, и токи в этих ветвях могут быть отождествлены с соответствующими контурными токами. Этот факт положен в основу при составлении уравнений для контурных токов, например для цепи, изображенной на рис. 1 а. При обходе внешнего контура против часовой стрелки (направление обхода обычно выбирают по направлению контурных токов) обнаруживаем токи ветвей 1, 3 и 6, которые будем считать контурными. Согласно закону Ома, они могут быть записаны в виде следующих выражений:

$$I_{11} = I_1 = \frac{-E_1 + U_{31}}{R_1}; \quad (14)$$

$$I_{22} = I_3 = \frac{E_2 + U_{12}}{R_3}; \quad (15)$$

$$I_{33} = I_6 = \frac{E_6 + U_{23}}{R_6}. \quad (16)$$

Рассмотрим (14), учтя, что $U_{31} = U_3 - U_1$; где U_1 и U_3 напряжения узлов 1 и 3 относительно опорного узла 4, напряжение которого считаем равным нулю:

$$U_3 = I_5 \cdot R_5 = (I_6 - I_1) \cdot R_5; \quad (17)$$

$$U_1 = -E_2 + I_2 \cdot R_2 = (I_1 - I_3) \cdot R_2 - E_2. \quad (18)$$

Здесь учтены узловые связи токов в соответствии с первым законом Кирхгофа (ЗТК): $I_5 = I_6 - I_1$ (узел 3) и $I_2 = I_1 - I_3$ (узел 1), см. изображенный на рис. 1б линейный граф (конфигурация схемы в линиях без изображения деталей) изучаемой схемы, с указанием на нём выбранных направлений контурных токов и токов *смежных ветвей*. При этом токи ветвей, относящихся к независимым, продублированы возле узлов, с целью упрощения восприятия замены токов I_2 , I_4 и I_5 через токи I_1 , I_3 и I_6 .

После подстановки напряжений U_3 и U_1 в (14) получим:

$$I_{11} = \frac{E_2 - E}{R_1 + R_2 + R_5} + I_3 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_5} + I_6 \cdot \frac{R_5}{R_1 + R_2 + R_5}; \quad (19)$$

Введём обозначения: $R_{11} = R_1 + R_2 + R_3$ – собственное сопротивление контура 1.

$I_{01} = \frac{E_2 - E_1}{R_{11}}$ – ток свободного контура (нет влияния соседних токов); $H_{12} = \frac{R_2}{R_{11}}$ – коэффициент передачи по напряжению, определяющий величину частичного тока в первом контуре за счет тока I_{22} ; $H_{13} = \frac{R_3}{R_{11}}$ – коэффициент передачи по напряжению, определяющий величину частичного тока в первом контуре за счет тока I_{33} . Перепишем уравнение (19) в виде

$$I_{11} = I_{01} + H_{12} \cdot I_{22} + H_{13} \cdot I_{33}; \quad (20)$$

где $H_{12} \cdot I_{22}$; $H_{13} \cdot I_{33}$ – частичные токи, обусловленные влиянием токов смежных контуров.

Если внимательно рассмотреть уравнение (19), то легко обнаружить его сходство с классической записью уравнения для контурных токов, умножив его на собственное сопротивление контура.

Рассматривая аналогично уравнения (15) и (16), с учетом напряжений $U_{12} = U_1 - U_2$ и $U_{23} = U_2 - U_3$, а также ЗТК в узлах, получим

$$I_{22} = I_{02} + H_{21} \cdot I_{11} + H_{23} \cdot I_{33}; \quad (21)$$

$$I_{33} = I_{03} + H_{31} \cdot I_{11} + H_{32} \cdot I_{22}. \quad (22)$$

Таким образом, контурный ток, представляет собой алгебраическую сумму собственного тока в свободном состоянии рассматриваемого контура и частичных токов смежных контуров при работе его в составе сложной цепи. При этом величина частичного тока определена значением соответствующего коэффициента передачи по напряжению, являющегося частью характеристики описываемого контура. У частичных токов, уравнения (20)-(22), всегда будет знак "+", если направления контурных токов выбраны одинаково (по часовой стрелке или против неё).

Система уравнений для решения в общепринятом виде:

$$\begin{aligned} I_{11} - H_{12} \cdot I_{22} - H_{13} \cdot I_{33} &= I_{01}; \\ -H_{21} \cdot I_{11} + I_{22} - H_{23} \cdot I_{33} &= I_{02}; \\ -H_{31} \cdot I_{11} - H_{32} \cdot I_{22} + I_{33} &= I_{03}. \end{aligned} \quad (23)$$

Преимущества системы уравнений для контурных токов в виде (23) состоят в следующем. Во-первых, система имеет полное формальное сходство с системой уравнений для узловых потенциалов. Во-вторых, их запись формализована вышеприведенным правилом. В-третьих, учёт влияния идеальных источников тока упрощён. Достаточно его умножить на соответствующий коэффициент передачи по напряжению и учесть его знак. Никаких преобразований источников не требуется. И главное: уравнения можно записывать по определению, использующему принцип наложения токов. Это определение выделено курсивом. Кроме того, каждое из уравнений может быть представлено в виде условной параллельной схемы (графа), демонстрирующей принцип наложения.

После решения системы уравнений (23) любым способом относительно контурных токов следует определять токи в ветвях. Если токи ветвей внешнего контура совпадают по направлению с контурными токами, то им присваивают их значения. Если же их направления противоположны то, присваивая значения контурных токов, одновременно меняем их знак. Токи смежных ветвей определимы из уравнений по ЗТК для узлов схемы.

Пример 2. Для схемы, изображенной на рис. 2 (Пример 1), и заданных там значениях сопротивлений и источников энергии определить токи в ветвях.

Решение. При рассмотрении схемы обнаруживаем два независимых контура (левая и правая ячейки схемы), разделённые источником ЭДС.

1. Контурный ток $I_{11} = I_{01} = \frac{E_4}{R_1 + R_3} - J_1 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_3} = 1 - 1 = 0$.

2. Контурный ток $I_{22} = I_{02} = \frac{E_4}{R_2} = \frac{4}{2} = 2 \text{ A}$.

3. Токи в ветвях:

$$I_2 = I_{22} = 2; \text{ A}; I_3 = I_{11} = 0; I_\epsilon = I_{11} + I_{22} = 2 \text{ A}; I_1 = J = 4 \text{ A}.$$

Выводы

1. Нет никаких преимуществ метода узловых напряжений над методом контурных токов или наоборот, кроме количества уравнений. Можно даже утверждать, что они дуальны в силу равноценности систем уравнений.

2. Приведенные выше определения для узлового напряжения и контурного тока сложной цепи позволяют упростить написание соответствующих уравнений и расширить их применение как в учебной, так и в реальной расчетной практике.

3. Полученная форма записи каждого из уравнений позволяет составлять последовательный граф (условную схему наложения напряжений) на каждое из уравнений самостоятельно. Таким образом, любое из уравнений по методу узловых напряжений моделируется последовательным контуром, а каждое из уравнений по методу контурных токов моделируется параллельным графом (условной схемой сложения токов).

4. Зная, что сумма передаточных коэффициентов контура или узла всегда равна единице, можно синтезировать любую линейную схему, опираясь на данные одного из узлов и одного из контуров, а также сведения о желаемых конечных результатах синтеза. При этом используются обе системы уравнений как составляющие единого.

Список литературы: 1. Попов В. П. Основы теории цепей. М.: Высш. шк., 1985. 495 с. 2. Белецкий А. Ф. Теория линейных электрических цепей. М.: Радио и связь, 1986. 544 с. 3. Основы теории цепей: Учеб. для вузов/Г. В. Зевеке, П. А. Ионкин, А. В. Нетушил, С. В. Страхов. 5-е изд., перераб. М.: Энергоатомиздат, 1989. 528 с. 4. Лосев А. К. Теория линейных электрических цепей // Учеб. для вузов. М.: Высш. шк., 1987. 336 с. 5. Гомоюнов К.К. Транзисторные цепи. СПб.: БХВ-Петербург, 2002. 240 с.: ил.

Харьковский государственный технический
университет строительства и архитектуры

Поступила в редколлегию 06.09.2004

ВЫРАВНИВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ КАНАЛА СВЯЗИ В ПРИСУТСТВИИ МОЩНЫХ ГАУССОВЫХ ПОМЕХ

Неравномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) канала связи либо нелинейность его фазочастотной характеристики (ФЧХ) приводит к возникновению межсимвольной интерференции (МСИ), снижающей достоверность передачи информации в цифровых системах связи. Ухудшение достоверности в этом случае не может быть компенсировано увеличением мощности передатчика. В xDSL системах передачи данных [1], где в качестве линии связи используется телефонный кабель, а суммарная АЧХ системы, состоящей из формирующего фильтра передатчика и согласованного фильтра приемника, соответствует характеристике приподнятого косинуса, ФЧХ канала связи можно считать линейной [2]. Следовательно, возникновение МСИ связано преимущественно с неравномерностью амплитудно-частотной характеристики.

В настоящее время существуют три основных метода выравнивания АЧХ канала связи [3]. Первый из них основывается на критерии максимально-правдоподобного оценивания последовательностей (МППО) и является оптимальным с точки зрения вероятности ошибки. Второй метод выравнивания АЧХ основывается на использовании адаптивного нерекурсивного фильтра – линейного корректора МСИ. Третий метод использует оценки предыдущих символов с выхода решающего устройства для подавления МСИ при оценке текущего символа и называется выравниванием с обратной связью по решению.

Следует заметить, что работа xDSL систем осуществляется при довольно высоких отношениях сигнал/шум. Однако возможно появление значительных кратковременных флуктуационных помех, в том числе и на интервале передачи обучающего корректора МСИ тестового сигнала. Причиной возникновения флуктуационных помех может служить воздействие импульсных помех различного происхождения на узкополосные цепи, а также наводки от аналоговых и цифровых систем, работающих по соседним жилам кабеля. Таким образом, актуальным является дальнейшее усовершенствование методов борьбы с нестационарными помехами с изменяющимися характеристиками.

Целью статьи является разработка метода помехоустойчивого синтеза нерекурсивного выравнивающего фильтра (рис. 1) при наличии аддитивного белого гауссова шума и значительных флуктуационных коррелированных гауссовых помехах. Предлагаемый метод синтеза выравнивающего фильтра основывается на использовании статистик третьего порядка сигнала и имеет ряд преимуществ по сравнению с фильтром, синтезируемым в рамках корреляционной теории.

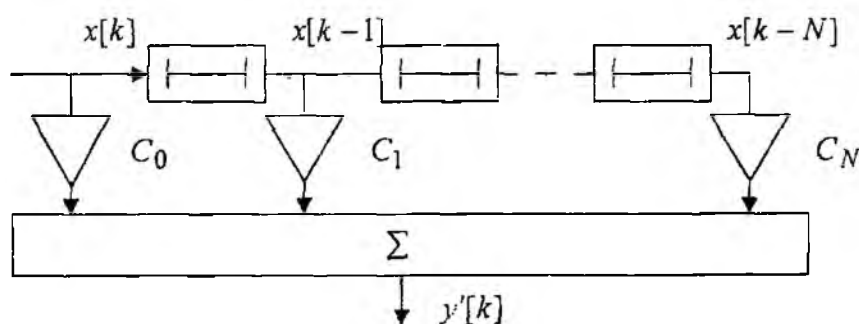


Рис. 1

Два критерия нашли широкое распространение при оптимизации коэффициентов C_i корректора: критерий пикового искажения и критерий минимума среднеквадратической ошибки (СКО). Корректор, коэффициенты которого получены согласно критерию пикового искаже-

ния, эффективно подавляет межсимвольную интерференцию, но не учитывает воздействие шума и помех. При этом фильтр-корректор с бесконечным числом коэффициентов имеет АЧХ, обратную амплитудно-частотной характеристике канала связи. Корректор с конечным числом коэффициентов аппроксимирует такой обратный фильтр. Суммарная АЧХ системы канал-корректор при этом близка к равномерной и МСИ фактически отсутствует. Такие корректоры довольно просты и эффективно работают при малых уровнях шумов и помех.

Корректор, синтезированный с использованием критерия минимума СКО, уменьшает влияние шумов и помех на достоверность передачи. Поэтому при малых отношениях сигнал/шум его АЧХ уже не будет аппроксимировать обратную АЧХ канала, что может привести к большому уровню остаточной МСИ на выходе, если уровень помехи уменьшится.

Вычисление коэффициентов корректора согласно критерию пикового искажения можно осуществить с помощью детерминистского способа – метода обращения в нуль незначущих коэффициентов [4], а согласно критерию минимума СКО – с помощью статистического решения Винера [4, 5]. Для корректора конечной длины метод обращения в нуль незначущих коэффициентов гарантированно минимизирует МСИ только в том случае, если уровень МСИ до выравнивания не высок. Другими словами, пиковое искажение сигнала на входе корректора должно удовлетворять условию

$$D_0 = \frac{1}{|h_0|} \sum_{i=1}^L |h_i|, \quad (1)$$

где h_i – коэффициенты не рекурсивного фильтра (дискретной модели канала связи).

Данное условие эквивалентно наличию открытого глаза глазковой диаграммы. В то же время, при высокоскоростной передаче и в каналах, вносящих значительную межсимвольную интерференцию, до выравнивания глаз всегда закрыт [6]. Ниже предлагается статистический метод синтеза выравнивающего фильтра, свободный от подобного рода ограничений.

Для негауссовых сигналов коэффициенты корректора можно рассчитать по моментным функциям высших порядков. Если аддитивный шум либо помеха имеют гауссово распределение, то параметры фильтра, рассчитанные по моментным функциям третьего порядка, практически не чувствительны к этому шуму (помехе). Это происходит в силу того, что моментные функции третьего порядка процессов с гауссовым распределением равны нулю. Таким образом, использование предлагаемого метода, так же как и критерия пикового искажения, позволяет синтезировать корректор с АЧХ, обратной АЧХ канала, даже в присутствии значительного гауссова шума (помехи).

Для расчета коэффициентов фильтра C_i (рис.1) по моментным функциям третьего порядка необходимо, чтобы входной сигнал x был негауссовым и имел моментные функции третьего порядка. В дальнейшем цифровой фильтр, рассчитанный по моментным функциям третьего порядка сигнала, будем называть корректором третьего ранга. Соответственно, корректором МСИ второго ранга будем называть нерекурсивный фильтр, синтезированный с помощью решения Винера.

Для корректора МСИ третьего ранга (рис. 1) справедливо выражение

$$y[k] = y'[k] + a_3[k] = \sum_{i=0}^N x[k-i]C_{3i} + a_3[k], \quad (2)$$

где $y[k]$ – отсчет тестового сигнала;

$x[k]$ – отсчет искаженного каналом связи сигнала на входе корректора;

C_{3i} – коэффициенты корректора третьего ранга;

N – порядок фильтра;

$a_3[k]$ – ошибка на выходе корректора третьего ранга в момент времени k .

Под оптимальными оценками коэффициентов C_3 будем понимать такие оценки, которые дают статистически независимые ошибки $a_3[k]$. Здесь имеется в виду отсутствие у ошибок $a_3[k]$ статистических связей второго порядка, описываемых моментными функциями третьего порядка, т.е. $E\{a_3[k]x[k-j]x[k-v]\} = 0$.

Найдем выражение для расчета коэффициентов фильтра, умножив для этого левую и правую части (2) на $x[k-j]x[k-v]$ и усреднив

$$m_{yx}[j, 0, j-v] = \sum_{i=0}^N C_3 m_{xxx}[j-i, 0, j-v], \quad j=0, 1, \dots, N, \quad v \geq 0, \quad (3)$$

где моментные функции третьего порядка равны:

$$m_{yx}[j, 0, j-v] = E\{y[k]x[k-j]x[k-v]\}, \quad (4)$$

$$m_{xxx}[j-i, 0, j-v] = E\{x[k-i]x[k-j]x[k-v]\}. \quad (5)$$

Чтобы не работать с многомерными матрицами, будем использовать их сечения, которые получаются, если фиксировать сдвиги v .

В матричной форме уравнение (3) можно представить следующим образом:

$$m_{yx} = C_3 m_{xxx}, \quad (6)$$

где m_{yx} – вектор размерностью $j \times 1$ с элементами $E\{y[k]x[k-j]x[k-v]\}$; m_{xxx} – матрица размерностью $j \times j$, элементами которой являются значения моментной функции (5); C_3 – вектор-столбец коэффициентов корректора третьего ранга размерностью $j \times 1$.

Из уравнения (6) следует, что коэффициенты оптимального корректора МСИ третьего ранга находятся из выражения

$$C_{3opt} = m_{xxx}^{-1} m_{yx}. \quad (7)$$

Полученное решение (7) аналогично известному решению Винера:

$$C_{opt} = R^{-1}P, \quad (8)$$

где R – корреляционная матрица; P – вектор взаимной корреляции.

Обращение матриц в выражениях (7) и (8) может быть эффективно выполнено с использованием алгоритма Левинсона-Дурбина [3]. Это значит, что вычислительная сложность предложенного алгоритма (7) незначительно выше вычислительной сложности решения Винера.

При высоких отношениях сигнал/шум и сигнал/помеха в канале связи использование предложенного метода, так же как и использование решения Винера, позволяет синтезировать корректор МСИ с АЧХ, обратной АЧХ канала связи. При малом отношении сигнал/помеха оба метода также дают похожие результаты, если сигнал и помеха негауссовы. Методом статистического моделирования были получены АЧХ винеровского корректора МСИ (кривая d) и корректора МСИ третьего ранга (кривая c) для случая присутствия на этапе обучения на входе приемника коррелированной негауссовой помехи (рис. 2). По оси абсцисс отложены значения относительной частоты $f' = fT$, где T – величина символического интервала. В качестве модели канала связи был использован фильтр нижних частот, АЧХ которого представлена кривой a на рис. 2. Негауссова коррелированная помеха была получена с помощью формирующего авторегрессионного фильтра второго порядка с центральной частотой $f_u = 0.3$ (кривая b). В качестве тестового сигнала использовался негауссов сигнал типа белого шума с одномерной плотностью вероятности Парето и коэффициентом формы $s=2$. Отношение сигнал/шум в моделируемом канале связи составляло $q = 20$ дБ, отношение сиг-

нал/помеха на этапе настройки – $q_n = 0$ дБ. Сечение трехмерной матрицы значений моментной функции, используемое при синтезе корректора МСИ третьего ранга, соответствовало сдвигу $\nu=0$.

Как видим, фильтр второго ранга и фильтр третьего ранга пытаются наряду с коррекцией межсимвольной интерференции подавить узкополосную негауссову помеху. Поэтому их амплитудно-частотные характеристики отличаются от АЧХ, обратной АЧХ канала связи. Полученные результаты свидетельствуют об идентичности предложенного метода решению Винера в случае негауссовых сигналов и помех.

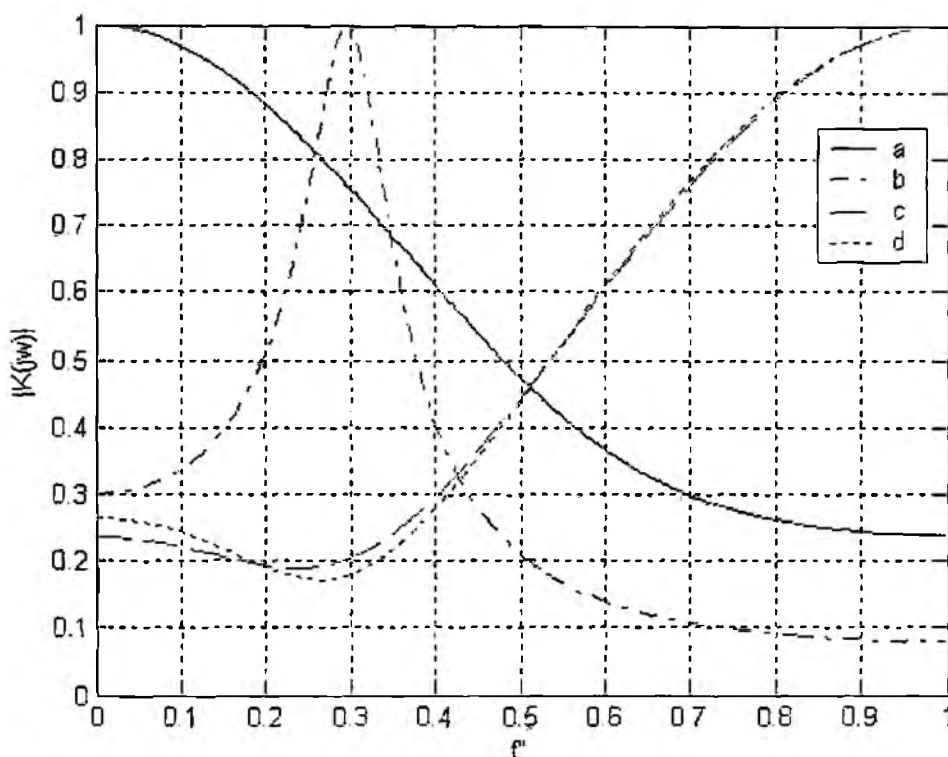


Рис.2

В системах передачи данных xDSL обучение корректора МСИ производится один раз в начале сеанса связи. При этом не исключена возможность присутствия мешающего воздействия кратковременных гауссовых помех во время передачи тестового сигнала. В этом случае предлагаемый метод синтеза корректора на основе статистик третьего порядка дает заметный выигрыш по сравнению с методами, минимизирующими СКО.

В результате моделирования были получены АЧХ винеровского корректора МСИ (кривая d) и корректора МСИ третьего ранга (кривая c) для случая присутствия на этапе обучения на входе приемника белого гауссова шума и коррелированной гауссовой помехи (рис. 3). В качестве модели канала связи был использован фильтр нижних частот, АЧХ которого представлена кривой a. Гауссова коррелированная помеха была получена с помощью формирующего авторегрессионного фильтра второго порядка с центральной частотой $f_c = 0.2$ (кривая b). В качестве тестового сигнала использовался негауссов сигнал типа белого шума с одномерной плотностью вероятности Парето и коэффициентом формы $s=2$. Отношение сигнал/шум в моделируемом канале связи составляло $q=10$ дБ, отношение сигнал/помеха на этапе настройки – $q_n = 3$ дБ. Сечение трехмерной матрицы значений моментной функции, используемое при синтезе корректора МСИ третьего ранга, соответствовало сдвигу $\nu=0$.

Винеровский корректор наряду с коррекцией МСИ пытается подавить узкополосную помеху, полоса частот которой лежит в полосе пропускания канала связи. Поэтому при использовании полученных на этапе обучения коэффициентов он будет неэффективно подавлять межсимвольные искажения при уменьшении уровня помехи. Корректор, синтезированный на основе статистик третьего порядка, оказывается нечувствительным к гауссовому шуму и коррелированной гауссовой помехе. АЧХ такого корректора довольно точно аппроксимирует обратную АЧХ канала связи.

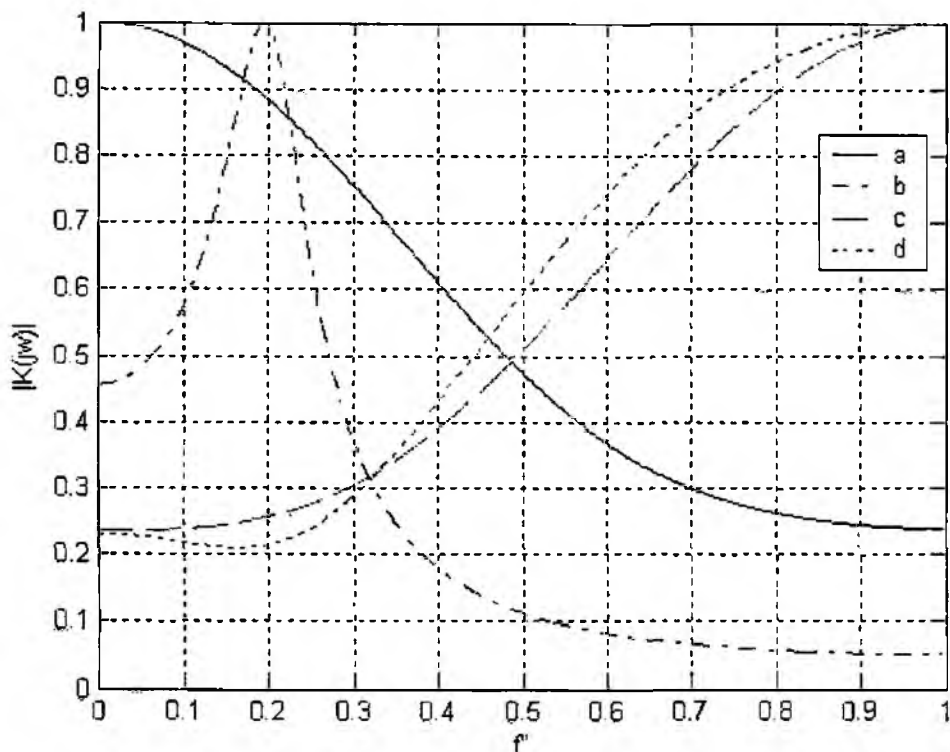


Рис.3

В табл. 1 приведены среднеквадратические отклонения выхода корректоров (винеровского – СКО 2 и третьего ранга – СКО 3) от тестового сигнала для случая их настройки при отношении сигнал/шум $q = 10$ и 20 дБ, отношении сигнал/помеха $q_n = 3$ дБ и последующей работе при меньших уровнях помехи. Дисперсия тестового сигнала была равна единице. Данные, представленные в таблице, получены путем усреднения результатов 100 экспериментов (для каждого эксперимента использовалась выборка сигнала из 1000 отсчетов) и показывают, что при значительных уровнях гауссовой помехи преимущество имеет винеровский фильтр. Однако при снижении уровня помехи более эффективным становится фильтр третьего ранга.

Таблица 1

$q = 10$ дБ					
q_n	3 дБ	5 дБ	7 дБ	10 дБ	15 дБ
СКО 2	0.113	0.075	0.061	0.052	0.052
СКО 3	0.158	0.072	0.046	0.031	0.024
$q = 20$ дБ					
q_n	3 дБ	5 дБ	7 дБ	10 дБ	15 дБ
СКО 2	0.092	0.053	0.038	0.031	0.029
СКО 3	0.137	0.051	0.022	0.006	0.001

Ещё большее отличие среднеквадратических отклонений выхода корректоров можно наблюдать, если корректоры настраиваются при меньшем отношении сигнал/помеха. На рис. 4 представлены АЧХ каналов и фильтров, а также СПМ помехи. Моделирование проводилось при отношении сигнал/помеха, составлявшем $q_n = 0$ дБ, и при отношении сигнал/шум $q = 10$ дБ. Центральная частота коррелированной гауссовой помехи в этом случае равнялась $f_y = 0.3$, а в качестве тестового сигнала использовался белый шум с одномерным распределением Парето. Как следует из данных, приведенных в табл. 2, уже при $q_n = 5$ дБ наблюдается заметное преимущество фильтра третьего ранга.

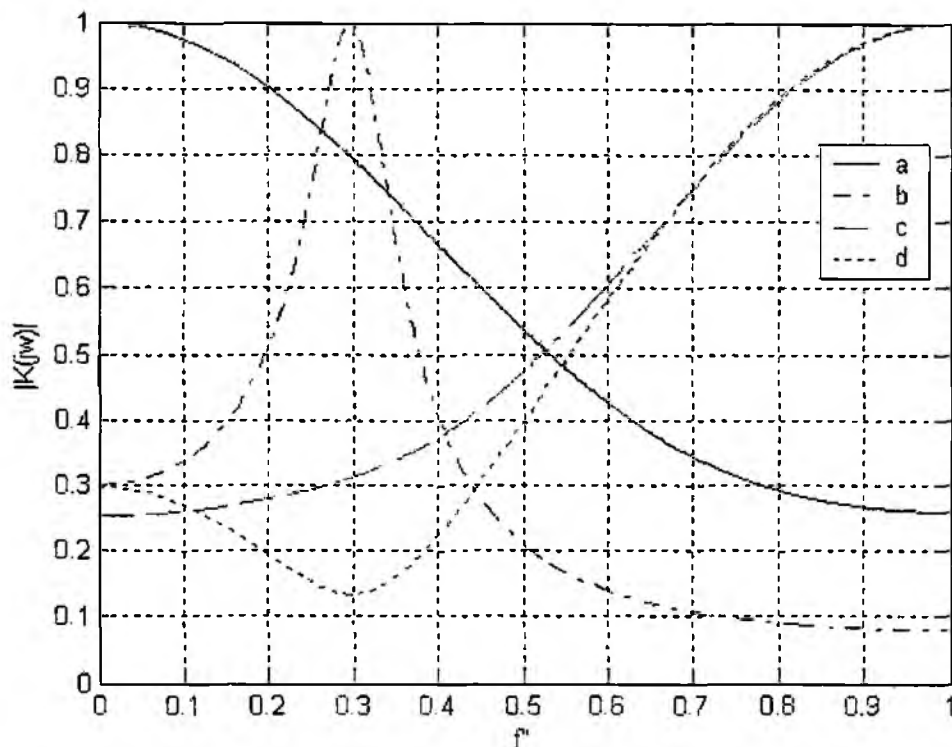


Рис.4

Таблица 2

$q = 10$ дБ						
q_n	0 дБ	3 дБ	5 дБ	7 дБ	10 дБ	15 дБ
СКО 2	0.281	0.203	0.187	0.181	0.178	0.177
СКО 3	0.716	0.197	0.095	0.054	0.034	0.028
$q = 20$ дБ						
q_n	0 дБ	3 дБ	5 дБ	7 дБ	10 дБ	15 дБ
СКО 2	0.258	0.177	0.162	0.156	0.154	0.153
СКО 3	0.687	0.173	0.071	0.030	0.010	0.004

Выводы

Предложенный в статье метод синтеза корректора МСИ на основе статистик третьего порядка сигнала является альтернативным по отношению к методу обращения в нуль незначащих коэффициентов и позволяет синтезировать корректор даже при высоком уровне МСИ до выранивания канала связи. Корректор третьего ранга обеспечивает меньшее, чем корректор второго ранга, СКО на выходе в случае, когда обучение корректора происходит в при-

сутствии значительной коррелированной гауссовой помехи, а последующая его работа при меньших уровнях помехи в канале связи. Возможен вариант комбинированного использования винеровского фильтра и фильтра третьего ранга в зависимости от уровня помех при настройке и в режиме передачи данных.

Список литературы: 1. *ETSI TS 101 524 V1.2.1 (2003-03)*. Transmission and Multiplexing (TM); Access transmission system on metallic access cables; Symmetric single pair high bitrate Digital Subscriber Line (SDSL). 2. *Парфенов Ю. А., Мирошников Д. Г.* Последняя миля на медных кабелях. М.: Эко-Трендз, 2001. 212 с. 3. *Прокис Дж.* Цифровая связь / Пер. с англ. Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 797 с. 4. *Скляр Бернаро.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е издан. / Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.: ил. Парал. тит. англ. 5. *Адаптивные фильтры:* Пер. с англ. / Под ред. К.Ф.Н. Коуэна, П.М. Гранта. М.: Мир, 1988. 392 с. 6. *Qureshi S. U. H.* Adaptive Equalization. Proc. IEEE. Vol. 73. N 9. September, 1985. PP. 1340-1387.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 19.11.2004

МИНИМАЛЬНО ДОПУСТИМАЯ МОЩНОСТЬ НА ВХОДЕ ЦИФРОВОГО ОПТИЧЕСКОГО ПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ СИСТЕМ ОПТИЧЕСКОГО ДОСТУПА

В настоящее время все большее развитие получают такие виды услуг связи, как передача технологической, организационной, финансовой информации, телеконференции и телесеминары, дистанционные услуги, интерактивное цифровое телевидение. Возрастает также и число абонентов сетей общего пользования.

Описанные процессы требуют резкого повышения пропускной способности городских сетей доступа (СД). Эта задача, как и в случае с магистральными транспортными сетями, успешно решается на основе использования волоконно-оптических технологий. Системам оптического доступа (СОД) посвящено достаточно много публикаций [1-5]. Однако вопросы анализа минимальной мощности сигнала на входе цифровых оптических устройств и факторов влияния на нее освещены недостаточно. Решение этой задачи позволит снизить требования к мощности оптических передающих устройств и увеличить длину оптических линий без переприема при ограниченном энергетическом запасе системы. Поэтому актуальной является задача исследования минимально допустимой мощности сигнала на входе приемных устройств систем оптического доступа.

Известные методы анализа оптических приемных устройств посвящены рассмотрению предельно достижимых параметров [5], или практически реализуемых схем с ограничениями, накладываемыми элементами систем [6]. Модели систем с реальными элементами представляют наибольший практический интерес. Однако, например, метод, изложенный в [6], требует знания нагрузки фотодетектора, которая может быть определена только после решения задачи об уровне оптической мощности P_{min} на входе фотоприемника. Это приводит к необходимости многократных расчетов P_{min} . Кроме того, не приведены соотношения для анализа цифровых систем, а только указана возможная связь полученных формул с соотношениями для систем с заданной вероятностью ошибки приема символа. Отсутствует анализ цифровых систем оптического доступа.

Решим задачу для цифровых СОД.

При проектировании СОД необходимо знать минимальную оптическую мощность сигнала P_{min} , которая обеспечивает заданный коэффициент ошибок для цифровой волоконно-оптической системы связи (ВОСС).

Мощность P_{min} определяется уровнем шумов во входном каскаде и предварительном усилителе оптического приемного устройства (ОПРУ).

Эквивалентная шумовая схема ОПРУ приведена на рис. 1.

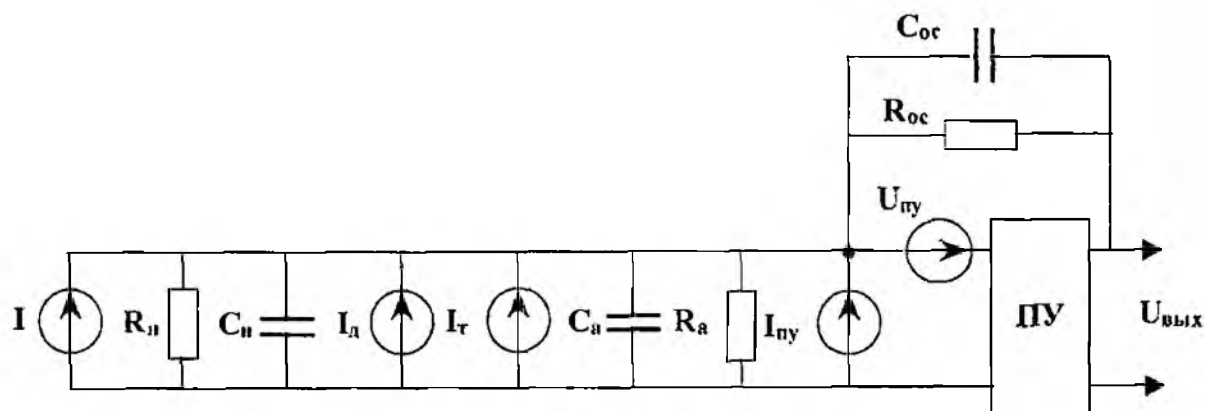


Рис.1

На схеме обозначены: генератор тока сигнала I , ток дробового шума фотодетектора I_d , ток теплового шума фотодетектора I_T , ток шума предварительного усилителя $I_{пу}$ и напряжение шума предварительного усилителя (ПУ) $U_{пу}$. К пассивным элементам ОПРУ относятся: сопротивление R_H и емкость C_H нагрузки фотодетектора, сопротивление R_a и емкость C_a входа предварительного усилителя, сопротивление R_{oc} и емкость C_{oc} обратной связи предварительного усилителя.

Следует обратить внимание на то, что ПУ может иметь несколько каскадов разного назначения. В шумовую схему включается лишь та часть ПУ, в которой сигнал еще имеет малый уровень относительно шума.

Для упрощения анализа воспользуемся приближенной моделью процессов в ПУ. Учитываются только процессы в первом каскаде ПУ.

Минимальная оптическая мощность импульса на входе ОПРУ рассчитывается по формуле

$$P_{\min} = I_{\min} / S_I, \quad (1)$$

где S_I - интегральная чувствительность фотодетектора, A/Bm ;

I_{\min} - амплитуда прямоугольного импульса тока в нагрузке фотодетектора, A .

Для аналоговых ВОСС величина I_{\min} - это постоянная составляющая колебаний тока в нагрузке фотодетектора. При глубине модуляции $m=0$ постоянный ток I_{\min} - это фоновый ток, который определяется, главным образом, выбором рабочей точки источника оптического излучения.

Значение I_{\min} для аналоговых ВОСС может быть найдено согласно [6] из уравнения

$$\frac{P_{ce}}{P_{ш}} = \frac{0.5 I_{\min}^2 m^2}{\Delta F \left(N_{ш} - N_{т} + N_{а} + \frac{4}{3} \pi^2 C^2 \Delta F^2 N_{ca} \right)}, \quad (2)$$

где $P_{ce} / P_{ш}$ - соотношение сигнал/шум электрических мощностей на нагрузке фотодетектора;

ΔF - полоса пропускания ОПРУ, $Гц$;

$N_{ш}$ - спектральная плотность тока дробового шума, $A^2/Гц$;

$N_{т}$ - спектральная плотность тока теплового шума, $A^2/Гц$;

$N_{а}$ - спектральная плотность шумового тока активного элемента ПП, $A^2/Гц$;

N_{ca} - спектральная плотность шумового напряжения активного элемента ПП, $B^2/Гц$;

C - общая емкость входных каскадов ОПРУ, Φ .

m - глубина модуляции.

На практике соотношение сигнал/шум для аналоговых ВОСС составляет 50...60 дБ, для цифровых 20...60 дБ.

При проектировании аналоговых ВОСС соотношение $P_{ce} / P_{ш}$, как правило, задается. В случае цифровых ВОСС задается вероятность ошибки $P_{ош}$, которая связана с $P_{ce} / P_{ш}$. Известно [6], что

$$P_{ce} / P_{ш} = 4Q^2,$$

где Q - аргумент функции ошибок.

Значение Q можно найти в табл. 1.

$P_{ош}$	10^{-6}	10^{-7}	10^{-8}	10^{-9}	10^{-10}
Q	4,75	5,18	5,61	5,98	6,36

Обозначив в уравнении (2)

$$N_{ш} + N_{т} + N_{а} + 4/3 \pi^2 C^2 \Delta F^2 N_{ca} = N,$$

а также учитывая, что цифровая последовательность может иметь разную скважность k_c , получим уравнение для цифровых ВОСС:

$$\frac{P_{ce}}{P_{\mu}} = \frac{P_{\min}^2 S_i^2}{N \Delta F}$$

Расчет P_{\min} требует определения составляющих N .

Спектральная плотность теплового тока N_{μ} определяется формулой

$$N_{\mu} = 2KT / R,$$

где K - постоянная Больцмана ($K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Джс/К);

T - абсолютная температура в градусах Кельвина;

R - общее сопротивление эквивалентной шумовой схемы ОПРУ, Ом.

Абсолютная температура эксплуатации ОПРУ

$$T = 273 + t,$$

где t - температура в градусах Цельсия.

Общее сопротивление определяется формулой

$$R = \left(\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_{oc}} \right)^{-1},$$

где R_c - полное сопротивление нагрузки фотодетектора.

Сопротивление R_c определяется формулой

$$R_c = \left(\frac{1}{R_u} + \frac{1}{R_{\mu}} \right)^{-1}.$$

Уменьшения мощности P_{\min} можно достичь при больших значениях полного сопротивления нагрузки R_c и обратной связи R_{oc} . Сопротивление входного каскада ПУ R_u выбирается достаточно большим, чтобы не шунтировать сопротивление фотодетектора R_{μ} . Это можно обеспечить включением на входе ПУ каскада на полевом транзисторе.

Увеличение R_{μ} приведет не только к уменьшению P_{\min} , но и к увеличению напряжения U_{μ} на нагрузке R_{μ} . Но есть граница увеличения R_{μ} . Сопротивление R_{μ} не может быть больше $R_{\mu \max}$ при заданном уровне P_{\min} . Использование $R_{\mu \max}$ невозможно, потому что прямая нагрузки ($R_{\mu} = R_{\mu \max}$) не пересекает в диодном режиме линий вольтамперной характеристики (ВАХ) фотодетектора с потоком излучения $P > P_{\min}$.

ОПРУ должно обеспечить прием оптического излучения в определенном диапазоне мощностей в зависимости от назначения ОПРУ. Как правило, максимальная мощность P_{\max} превышает минимальную P_{\min} в сотни раз. Для большинства реализаций ОПРУ R_{μ} лежит в пределах от сотен кОм до единиц МОм.

В случае отсутствия обратной связи в ПУ $R_{oc} = \infty$ и величина R фактически определяется величиной R_{μ} .

Анализ поведения функции P_{\min} от R_{μ} при больших значениях аргумента R_{μ} показал, что мощность P_{\min} слабо зависит от изменения сопротивления нагрузки, если она велика.

Так как наибольший практический интерес представляют оптические приемные устройства с высоким уровнем чувствительности, а значит с большими значениями сопротивления нагрузки фотодетектора, то при расчете P_{\min} можно взять приближенное значение R_{μ} . Ошибка будет незначительная, что обусловлено слабым влиянием R_{μ} на P_{\min} .

Спектральная плотность шумового тока активного элемента ПУ определяется формулой

$$N_{ia} = qI_3,$$

где q - заряд электрона ($q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ Кл):

I_3 - ток затвора усилительного элемента, А.

Ток I_3 затвора определяется типом полевого транзистора и выбором его рабочей точки. Как правило, I_3 лежит в границах от 0,5 до 1 мкА.

Спектральная плотность шумового напряжения активного элемента ПУ определяется формулой:

$$N_{ea} = 1.4KT / g,$$

где g - крутизна вольт - амперной характеристики усилительного элемента, А/В.

Крутизна ВАХ определяется типом полевого транзистора. Как правило, $g \approx 5$ мА/В.

Общая емкость C входных каскадов ОПРУ определяется параллельным соединением емкостей C_{π}, C_a, C_{oc} :

$$C = C_{\pi} + C_a + C_{oc}.$$

Возможности уменьшения C_{π}, C_a ограничены. Их значения определяются емкостью монтажа и входной емкостью усилительного элемента. Как правило, $C_{\pi} + C_a \approx 20$ пФ, или меньше. При отсутствии обратной связи $C_{oc} = 0$.

Спектральная плотность тока дробового шума определяется формулой

$$N_{id} = qM^{2+X} (I_{dmin} + I_S),$$

где M - коэффициент умножения фотодетектора;

X - постоянная шума фотодетектора;

I_S - темновой ток фотодетектора;

I_{dmin} - действующее значение тока через сопротивление нагрузки фотодетектора при оптической мощности P_{min} на входе фотодетектора, А.

Для аналоговых ВОСС

$$I_{dmin} = \frac{I_{min} \cdot m}{\sqrt{2}},$$

$$I_{min} = P_{min} \cdot S_l.$$

Для цифровых ВОСС

$$I_{dmin} = \frac{P_{min} \cdot S_l}{k_c},$$

где k_c - коэффициент заполнения периода T импульсами продолжительности τ_i .

Коэффициент k_c определяется формулой

$$k_c = T / \tau_i.$$

Для расчетов возьмем модель, в которой $\tau_i = T / 2$. В этом случае $k_c = 2$.

Особенностью ВОСС, что существенно отличает их от электрических, является зависимость дробового шума от мощности оптического сигнала. Это усложняет расчет P_{min} по формулам, которые вытекают из уравнений (2) и (3).

Параметр N_{id} , который входит в эти формулы, зависит от P_{min} , которую нужно рассчитать.

Изложенная выше методика расчета P_{min} применяется при проектировании ВОСС в случае, если мощность оптического сигнала P_o на входе ОПРУ задана.

Если мощность P_o не задана, необходимо уравнение (2) с учетом (1) и уравнение (3) решить относительно P_{min} .

Для цифровой ВОСС

$$P_{\min} = \frac{-b + \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$$

где $a = S_i^2$; $b = -A\Delta F q S_i M^{2+x} / k_c$; $c = -A k_c \Delta F N_1$; $A = 4Q^2$.

Следует заметить, что значение P_{\min} , если перед корнем берется знак минус, принимает отрицательное значение, что противоречит физическому смыслу, поэтому оно исключено.

Параметр N_1 определяется формулой

$$N_1 = N_{\text{ш}} + N_{\text{т}} + N_{\text{тс}} + 4/3\pi^2 C^2 \Delta F^2 N_{\text{тс}},$$

где $N_{\text{тс}}$ - спектральная плотность дробового шума за счет темнового тока I_s .

Параметр $N_{\text{тс}}$ определяется формулой

$$N_{\text{тс}} = q M^{2+x} I_s$$

Минимальная допустимая оптическая мощность P_{\min} цифровой ОПРУ СОД зависит от уровня шумов ОПРУ. Используя полученные формулы, проанализируем влияние параметров ΔF , S_i , M , I_s на уровень шумов ОПРУ СОД. На графиках (рис.2,3) представлены зависимости уровней суммарной мощности шумов $P_{\text{ш}}$ от ΔF и S_i и спектральной плотности дробовых шумов за счет темнового тока $N_{\text{тс}}$ от M и I_s (рис.4,5). В области значений ΔF меньше 50 МГц дробовые шумы оказывают существенное влияние на $P_{\text{ш}}$

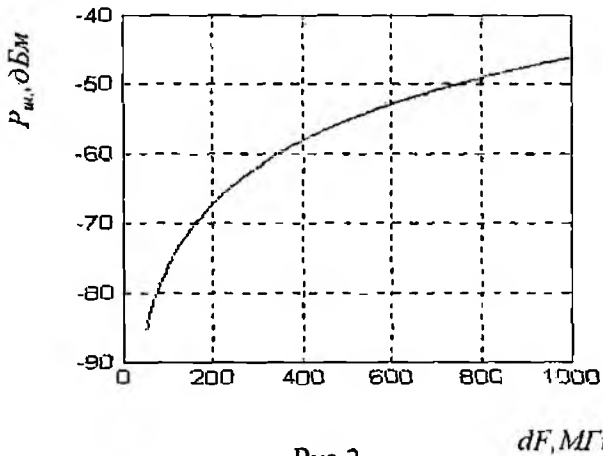


Рис.2

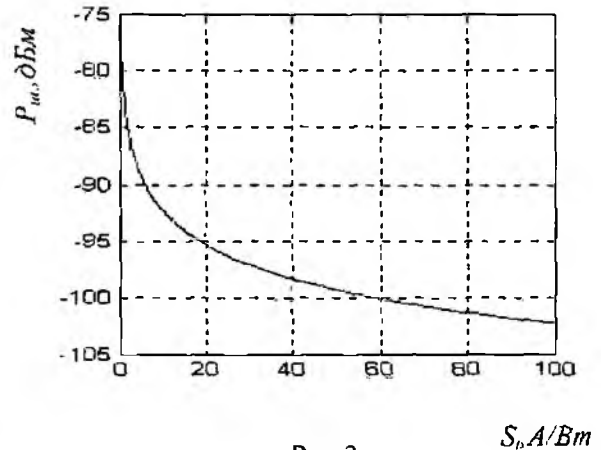


Рис.3

В расчетах уровень оптической мощности полезного сигнала на входе ОПРУ в 1 мкВт принят за 0 дБм.

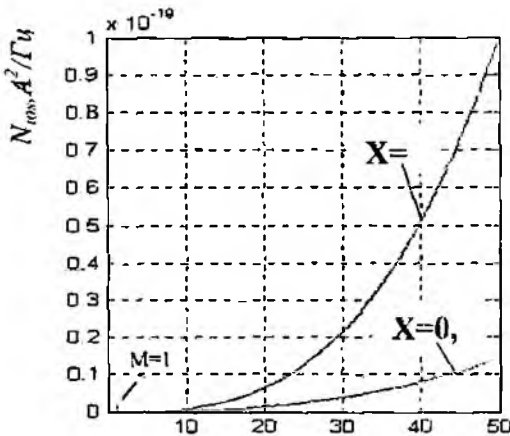


Рис.4

M , отн.ед.

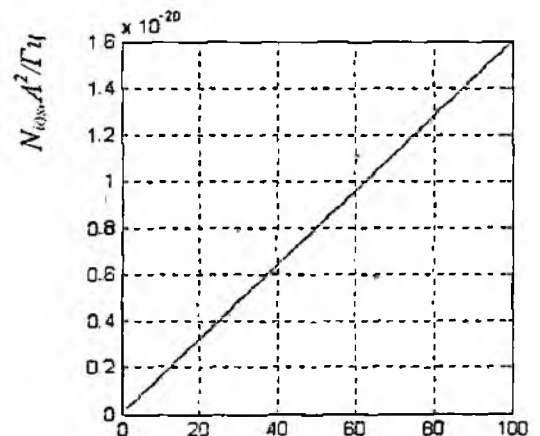


Рис.5

I_s , мкА

Выводы

1. Получены формулы для расчета минимальной оптической мощности на входе ОПРУ цифровых СОД, не зависящие от сопротивления нагрузки фотодетектора для высокочувствительных ОПРУ.

2. Уменьшение полосы пропускания ΔF ОПРУ ВОСС приводит к уменьшению уровня шумов в ОПРУ СОД. Нижний предел ΔF определяется требованиями к допустимому обрезанию сверху и снизу спектра передаваемого сигнала.

3. Повышение спектральной чувствительности по току S фотодетектора позволяет снизить уровень шумов в ОПРУ СОД.

4. Снижение уровня темнового тока I_s фотодетектора приводит к снижению дробовых шумов в фотоприемнике.

5. Уровень дробовых шумов в ОПРУ СОД растет при использовании лавинных фотодетекторов ЛФД, особенно при больших коэффициентах умножения M .

Список литературы: 1. *Алексеев Е.Б., Заркевич Е.А., Скляр О.К., Устинов С.А.* Эволюция сети доступа на основе применения волоконно-оптических технологий // *Электросвязь*. 2003. №9. С.20-23. 2. *Построение оптических абонентских сетей* // *Зарубежная техника связи*. 1991. Вып.11-12. *Electrical Communication*. 1990. V.64. №213. P.250-259. 3. *Структура распределительного участка волоконно-оптической сети FTTH* // *Зарубежная техника связи*. 1990. Вып.12. *Journal of Lightwave Technology*. 1989. V.7. №11. P.1733-1740. 4. *Убайдулаев Р.Р.* Волоконно-оптические сети. М.: Эко-Трендз, 2000. 267 с. 5. *Каток В.Б.* Волоконно-оптичні системи зв'язку. К.: ВЕЛАР, 1999. 483 с. 6. *Козанте А., Флере Ж., Мэтр Г., Руссо М.* Оптика и связь. М.: Мир, 1984. 504 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редакцию 11.09 2004

ЕФЕКТИВНІСТЬ АДАПТАЦІЇ ДОВЖИНИ КОДОВИХ БЛОКІВ ДО ЯКОСТІ ДИСКРЕТНИХ КАНАЛІВ

Вступ

Для захисту від перешкод при передачі даних в телекомунікаційних системах найбільш поширені протоколи з застосуванням перешкодостійких кодів (зокрема, циклічних і укорочених циклічних) разом з вирішальним зворотним зв'язком (ВЗЗ). При використанні каналів декаметрового діапазону, що характеризуються високим коефіцієнтом помилок на біт ($10^{-1} - 10^{-3}$), нестационарністю, низькою надійністю, оптимальна довжина кодів коливається в межах від одиниць до сотень біт. Одним із шляхів підвищення ефективності систем передачі даних (СПД) по таких каналах може служити застосування оперативної адаптації довжин кодів до якості каналу зв'язку. Побудова таких систем [1] – задача трудоемка, тому стає актуальним мати надійну методику оцінки потенційної ефективності такої адаптації.

Мета роботи

Порівняльний аналіз адаптивних та неадаптивних СПД з адресним та квазіадресним запитом помилкових блоків за критерієм потенційної середньої відносної швидкості та формування рекомендацій відносно доцільності побудови адаптивних систем.

Постановка задачі

Розробити методику порівняння систем, провести порівняння означених систем, базуючись на експериментальних даних відносно якості дискретного каналу.

Потенційна середня відносна швидкість адаптивної системи

Потенційну швидкість адаптивної системи оцінимо за умови, що швидкість обчислюється при оптимальному значенні довжини кодового блоку. Математичні моделі джерел помилок [2] оперують з різними станами каналів, у яких помилки незалежні по бітах зі своїми значеннями умовних ймовірностей таких помилок. Тому за потенційну швидкість системи з ВЗЗ і застосуванням блокових кодів у режимі виявлення помилок можна прийняти функцію

$$R^{\max} = F(P_0, k, r, N), \quad (1)$$

де: P_0 – ймовірність помилки на біт;

k, r – довжина відповідно інформаційної і перевіркової частини блоку;

N – середня довжина циклу повторення при запитах (при адресному запиті $N=1$).

При незалежних помилках і найефективнішому за критерієм середньої відносної швидкості адресному запиті кодів блоків (n, k) – коду, $r = n - k$:

$$R = \frac{k}{k+r} \cdot (1 - P_0)^{k+r}. \quad (2)$$

Якщо в кожній точці P_0 обчислювати оптимальне значення довжини кодового блоку за критерієм максимуму середньої відносної швидкості [3], то дану функцію і можна трактувати як потенційну швидкість адаптивної системи із запитом і адаптацією довжини інформаційної частини блоку до якості дискретного каналу. Число перевірочних розрядів будемо фіксувати, тому що саме число перевірочних розрядів гарантує деякий заданий рівень невиявлених помилок. Потенційна середня швидкість адаптивної системи обчислюється при ідеалізованих умовах, без обліку зниження швидкості, неминучої при реалізації алгоритму адаптації, наприклад:

- службові дані, внесені при оперативних вимірах якості дискретного каналу;
- зниження швидкості при переході в процесі адаптації не на безперервний, а на деякий дискретний ряд довжин блоків;

- додаткові фази циклового фазування при змінах довжини блока в ході сеансу обміну даними;
- зниження швидкості з причини стирання уже прийнятих фрагментів інформації для відновлення порядку проходження даних в накопичувачах приймачів;
- зниження швидкості з причини невизначеностей у вимірах (недостатність обсягу вибірки, помилки вимірів і т.д.).

Довжина блока в системі з адресним запитом

Для неадаптивної системи обчислимо значення k за критерієм максимуму середньої відносної швидкості з урахуванням результатів [3, 4] за формулою

$$k = -\frac{r}{2} + \sqrt{\frac{r^2}{4} - \frac{r}{\sum_{i=1}^m \gamma_i \cdot \ln(1 - \varepsilon_i)}} \quad (3)$$

є: m – число станів каналу з незалежними помилками;

ε_i – умовна імовірність помилки на біт в i -му стані;

γ_i – імовірність перебування каналу в i -му стані, $\sum_{i=1}^m \gamma_i = 1$.

Слід зазначити, що значення k для неадаптивної системи можна також обчислити з умови максимуму функції (2) для усередненої ймовірності помилки:

$$\bar{P}_0 = \sum_{i=1}^m \gamma_i \cdot \varepsilon_i,$$

ри цьому значення оптимальної довжини блока виходять майже ті ж, що й обчислені за формулою (3). Результати розрахунків наведені в табл. 1 ($r = 16$) та в табл. 2 ($r = 32$).

Для каналів малої потужності (потужність передавача до 1 *Квт*) $\bar{P}_0 = 3.1 \cdot 10^{-2}$, для каналів великої потужності (потужність передавача до 5 *Квт*) $\bar{P}_0 = 2.3 \cdot 10^{-3}$.

Залежність оптимального значення k в адаптивній системі від ймовірності помилки пострується рис. 1, де суцільною лінією зображено графік для $r = 32$, пунктирною лінією зображено графік для $r = 16$.

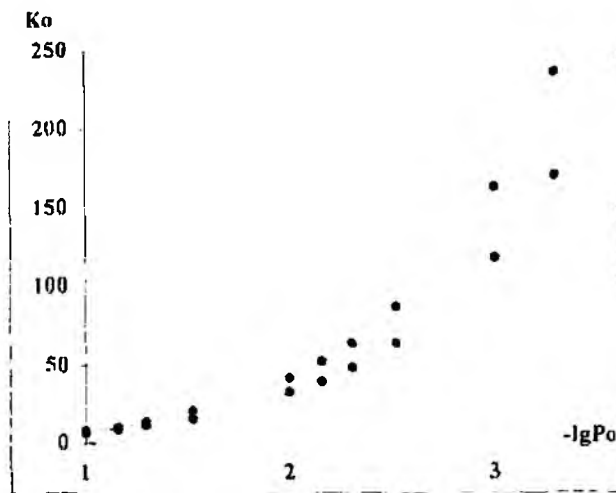


Рис. 1

Таблиця 1

r	Потужність	k	P_0	R
16	Мала (до 1 Квт)	16	0,1	0,017168
			0,07	0,049026
			0,05	0,096856
			0,03	0,188654
			0,01	0,36249
			0,007	0,399343
			0,005	0,425901
			0,003	0,454166
			0,001	0,484246
			0,0005	0,492062
	Велика (до 5 Квт)	76	0,1	0,000051
			0,07	0,001041
			0,05	0,007372
			0,03	0,050122
			0,01	0,32769
			0,007	0,432869
0,005	0,520894			
0,003	0,626585			
0,001	0,753443			
0,0005	0,788939			

Таблиця 2

r	Потужність	k	P_0	R
32	Мала (до 1 Квт)	20	0,1	0,001606
			0,07	0,008834
			0,05	0,026709
			0,03	0,078915
			0,01	0,228064
			0,007	0,266924
			0,005	0,296365
			0,003	0,328984
			0,001	0,365117
			0,0005	0,374742
	Велика (до 5 Квт)	103	0,1	0,000001
			0,07	0,000042
			0,05	0,00075
			0,03	0,012494
			0,01	0,196451
			0,007	0,295564
			0,005	0,38781
			0,003	0,508569
			0,001	0,666568
			0,0005	0,713151

Порівняльний аналіз адаптивної і неадаптивної систем з адресним перезанитом

Порівнювались два значення $r = 16$ і $r = 32$ для каналів декаметрового діапазону малої і великої потужностей. Порівняння провадилося на конкретних експериментальних даних, наведених у [4, 5]. Результати розрахунків ілюструються на рис. 2 (випадок $r = 16$) і рис. 3 (випадок $r = 32$). На рис. 2 і 3 суцільною лінією зображена потенційна середня відносна швидкість адаптивної системи, пунктирною лінією зображена середня відносна швидкість неадаптивної системи.

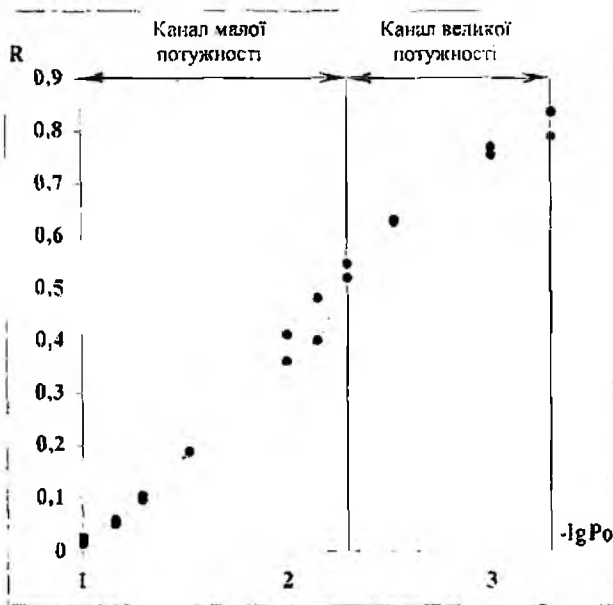


Рис. 2

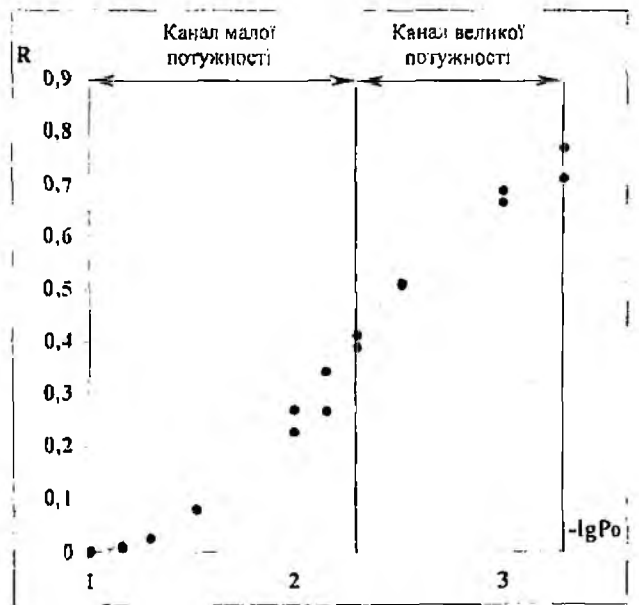


Рис. 3

Пояснювальні дані для рис. 2 і 3 наведені в табл. 1, 2 (пунктирні лінії) та в табл.3 і 4 (суцільні лінії).

Таблиця 3

r	-lgPo	k	R
16	1	7	0,026974
	1,154902	9	0,058665
	1,30103	11	0,101992
	1,5228787	16	0,188654
	2	33	0,411569
	2,154902	40	0,481981
	2,30103	49	0,544231
	2,5228787	65	0,629124
	3	119	0,770112
3,30103	171	0,832794	

Таблиця 4

r	-lgPo	k	R
32	1	8	0,002956
	1,154902	10	0,011299
	1,30103	14	0,028751
	1,5228787	20	0,078915
	2	43	0,269803
	2,154902	53	0,343197
	2,30103	65	0,412079
	2,5228787	88	0,511353
	3	164	0,687739
3,30103	237	0,770139	

Як видно з цих рисунків, перевищення швидкості адаптивної системи складає не більш 10 – 15 %. Цілком зрозуміло, що такий незначний вииграш буде погашено зниженнями швидкості службовими даними алгоритму адаптації. Підвищення ефективності адаптивної системи можна було б домагатися за рахунок використання виправляючої здатності коду, але реалізація декодерів з виправленням помилок і перемінною довжиною інформаційної частини блока неможлива.

Оптимальна довжина блока та середня відносна швидкість системи з квазіадресним перезапнттом

Позначимо: P_{6n} – ймовірність прийому блока (n, k) – коду без помилок; N – число кодів блоків в каналному буфері.

При квазіадресному запиті повторюються всі блоки буфера після помилкового блока. Таким чином, випадкова величина ξ_n числа нових блоків із N, що передаються в стаціонарному стані роботи системи, має наступне розподілення:

$$P\{\xi_n = j\} = \begin{cases} (1 - P_{6n}), j = 0; \\ P_{6n}^j (1 - P_{6n}), j = 1, \dots, N - 1; \\ P_{6n}^N, j = N. \end{cases}$$

Зрозуміло, що це розподілення є ймовірнісним простором, оскільки [6]:

$$\sum_{j=0}^N P\{\xi_n = j\} = 1.$$

Математичне сподівання випадкової величини числа нових переданих блоків в буфері із N блоків:

$$M[\xi_n] = \frac{P_{6n}(1 - P_{6n}^N)}{1 - P_{6n}}$$

Середня відносна швидкість системи ПД з квазіадресним запитом має вигляд

$$R = \frac{k}{k+r} \cdot \frac{M[\xi_n]}{N}$$

Для визначення оптимального значення k слід вирішити таку задачу:

$$\begin{aligned} R &\rightarrow \max \\ N &\geq N^* \end{aligned}$$

де N^* – задане значення об'єму каналного буфера, що вибирається з умов забезпечення зв'язку на максимальну відстань.

Слід відзначити, що цей параметр може бути адаптований на фазі циклового фазування, тому для порівняльного аналізу будемо брати умови зв'язку на невеликій відстані. Таким чином, означена задача зводиться до вирішення рівняння

$$\frac{dR}{dk} = 0$$

за умови, що $N=N^*=\text{const}$. (Розрахунки проведено при $N^*=7$).

Визначимо залежність оптимального значення k неадаптивної системи від ймовірності помилки для каналів малої та для каналів великої потужностей. Результати розрахунків наведено в табл. 5 і 6. На рис. 4 показана залежність оптимального значення k від ймовірності помилки для адаптивних систем, де суцільною лінією зображено графік для $\tau=32$, пунктирною лінією зображено графік для $\tau = 16$.

Таблиця 5

Таблиця 6

г	Потужність	k	Po	R
16	Мала (до 1 Квт)	11	0,1	0,003593
			0,07	0,009548
			0,05	0,019435
			0,03	0,04547
			0,01	0,158757
			0,007	0,204804
			0,005	0,245873
			0,003	0,298405
			0,001	0,366214
	Велика (до 5 Квт)	37	0,0005	0,386126
			0,1	0,000376
			0,07	0,002177
			0,05	0,007044
			0,03	0,02478
			0,01	0,138363
			0,007	0,204774
			0,005	0,276702
			0,003	0,388236
0,001	0,56787			
0,0005	0,628766			

г	Потужність	k	Po	R
32	Мала (до 1 Квт)	16	0,1	0,000305
			0,07	0,001508
			0,05	0,004438
			0,03	0,014365
			0,01	0,074184
			0,007	0,107543
			0,005	0,142571
			0,003	0,195101
			0,001	0,274366
	Велика (до 5 Квт)	51	0,0005	0,303163
			0,1	0,000014
			0,07	0,000213
			0,05	0,001261
			0,03	0,007613
			0,01	0,067175
			0,007	0,109033
			0,005	0,160886
			0,003	0,255838
0,001	0,446896			
0,0005	0,522248			

Порівняльний аналіз адаптивної і неадаптивної систем з квазіадресним перезапитом

На рис. 5 (випадок $\tau = 16$) і 6 (випадок $\tau = 32$), суцільною лінією зображена потенційна середня відносна швидкість адаптивної системи, пунктирною – середня відносна швидкість неадаптивної системи з квазіадресним перезапитом.

Пояснювальні дані для рис. 5 і 6 (суцільні лінії) наведені в табл. 7 і 8, а в табл. 5, 6 наведені дані для графіків рис. 5, 6 (пунктирні лінії).

Дані залежності показують, що адаптивна система перевищує неадаптивну не більше ніж на 10-12%, тобто при квазіадресному алгоритмі запиту помилкових блоків, адаптація довжини блока дає також незначний ефект.

Висновки

1. Запропонована методика оцінки адаптивних систем може бути використана для різних стаціонарних каналів, звичайно, при наявності експериментальних даних про їх якість.

Таблиця 7

г	$-\lg P_0$	k	R
16	1	6	0,004256
	1,154902	8	0,010117
	1,30103	9	0,019739
	1,5228787	11	0,04547
	2	17	0,168766
	2,154902	21	0,228883
	2,30103	25	0,291207
	2,5228787	32	0,390203
	3	58	0,589293
3,30103	84	0,691145	

Таблиця 8

г	$-\lg P_0$	k	R
32	1	8	0,0004286
	1,154902	10	0,001694
	1,30103	13	0,004557
	1,5228787	17	0,014373
	2	23	0,079566
	2,154902	30	0,120647
	2,30103	35	0,169164
	2,5228787	45	0,257231
	3	80	0,4678
3,30103	116	0,589333	

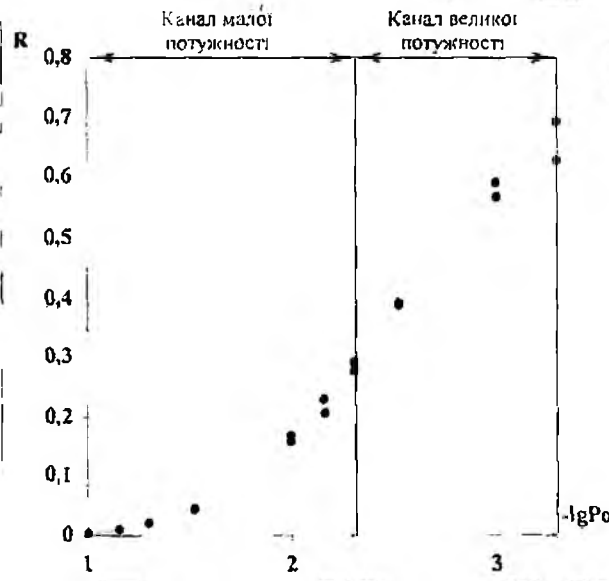


Рис. 4

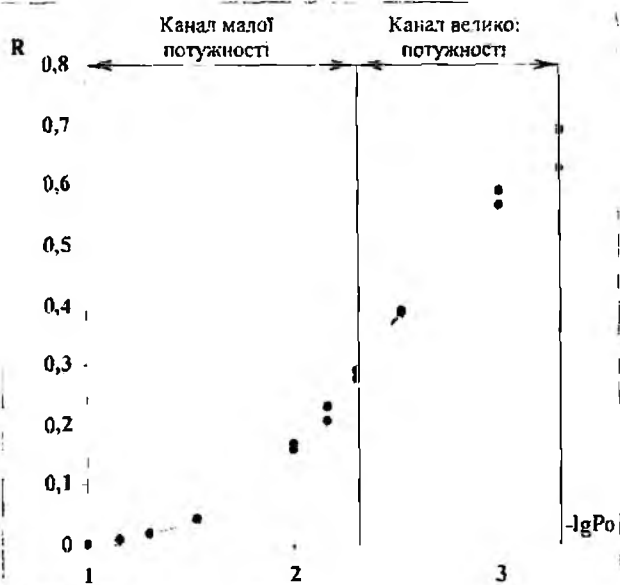


Рис. 5

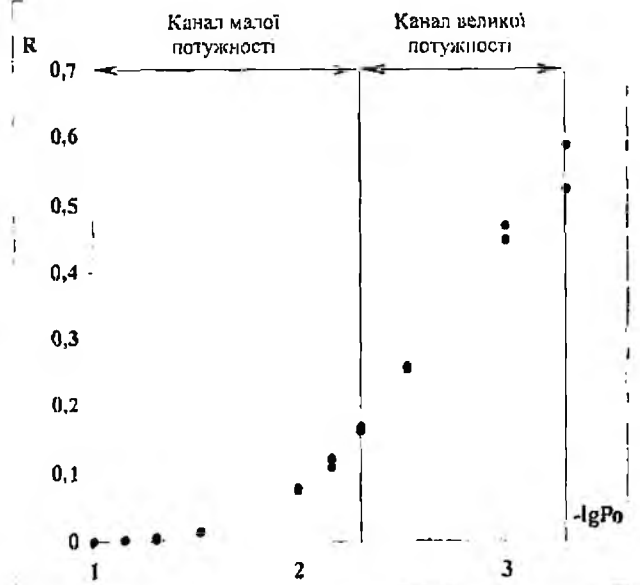


Рис. 6

2. Оперативна адаптація довжини інформаційної частини кодового блоку до якості дискретного каналу при обміні даними по каналах радіозв'язку декаметрового діапазону, якщо за критерій ефективності використовувати середню відносну швидкість, недоцільна.

3. Застосування для аналізу багатомірних математичних моделей джерел помилок у дискретних каналах робить методику порівняння простою, наглядною і переконливою, прийнятною для інженерної практики.

4. Методика порівняння орієнтована на стаціонарні канали. Порівняння такого роду систем для нестаціонарних каналів повинне спиратися на моделі нестаціонарних джерел перешкод.

Список літератури: 1. *Советов Б.Я., Стах В.М.* Построение адаптивных систем передачи информации для автоматизированного управления. Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд., 1982. 120 с. 2. *Блох Э.Л. и др.* Модели источника ошибок в каналах передачи дискретной информации. М.: Связь, 1971. 312 с. 3. *Логвиненко Н.Ф.* Оптимизация длин кодовых блоков и пакетов в системах защиты от ошибок с переспросом // Управляющие системы и машины. 1995. № 3. С. 20–23. 4. *Логвиненко Н.Ф., Ефимовская В.В.* Многомерная модель источника ошибок в дискретных каналах радиосвязи // Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье: Сб науч. трудов ХГПУ, 1999. Вып. 7. Ч. 3. С. 295–298. 5. *Морозов В.Г. и др.* Обобщение экспериментальных данных по вероятности и показателю группирования ошибок // Техника средств связи. Сер ТПС. 1981. Вып. 4 (2). С. 53–60. 6. *Прудников А.П. и др.* Интегралы и ряды. Элементарные функции. М.: Наука, 1981. 800 с.

*Харківський національний
університет радіоелектроніки*

Надійшла до редколегії 18.11.2004

ВЛИЯНИЕ ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ ПАРАМЕТРОВ НА ЭВОЛЮЦИЮ МОНОХРОМАТИЧЕСКОЙ ВОЛНЫ В БЕЗГРАНИЧНОЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ СРЕДЕ

Получено аналитическое решение задачи преобразования плоской монохроматической волны конечными во времени последовательностями прямоугольных периодических импульсов проводимости и диэлектрической проницаемости безграничной изотропной среды, причем последовательность импульсов проницаемости отстает от последовательности импульсов проводимости на произвольную временную сдвигу. Решение рассматриваемой задачи осуществляется с помощью метода интегральных уравнений. Методом интегральных уравнений Получены точные выражения для компоненты электрического поля для положительной полуоси времени в любой точке пространства. Проведен детальный физический анализ полученных выражений.

Введение

Последние три десятилетия характерны всплеском интереса к задачам теоретического исследования электромагнитных волн в средах с изменяющимися во времени материальными параметрами [1–7]. Данный всплеск обусловлен стремительным продвижением технологий в области радиосвязи, геофизическом зондировании, зондировании нестабильных объектов короткими импульсами и т.д. Особое место в этом неполном списке приложений занимает область прикладной физической науки, связанной с генерацией и распространением коротких импульсов. В частности, представляет интерес учет паразитных явлений, возникающих при модулировании полупроводникового лазера пакетом импульсов тока – импульсная модуляция проводимости и проницаемостей среды полупроводникового лазера [8–9]. В работе [10] уже была предложена соответствующая модель возбуждения параметров среды, в которой законы изменения проводимости и проницаемостей безграничной изотропной среды представлялись в виде конечных синхронных последовательностей прямоугольных периодических импульсов. Однако инерционность всех происходящих в природе процессов делает интересным углубление исследований модели возбуждения среды, рассмотренной в работе [10], в сторону смещенных последовательностей проводимости и проницаемостей. В работе [11] уже была рассмотрена одна такая модель, в которой последовательность импульсов проводимости отстает от последовательности импульсов диэлектрической проницаемости. Рассмотрение в данной работе немагнитной среды ($\mu = 1$) может быть аргументировано тем, что, как показало сравнение результатов работ [5] и [10], изменение магнитной проницаемости не вносит качественно новых моментов в картину преобразования электромагнитных волн.

Логическим продолжением проведенных в работах [5, 10] и [11] исследований будет исследование в данной работе модели, аналогичной модели возмущения среды работы [11], в которой последовательность импульсов диэлектрической проницаемости уже будет отставать от последовательности импульсов проводимости.

В данной работе с помощью метода интегральных уравнений [12] решена задача трансформации монохроматической электромагнитной волны в безграничной изотропной диэлектрической среде, проводимость и диэлектрическая проницаемость которой изменяются во времени по закону конечной последовательности периодических прямоугольных импульсов одинаковой длительности, причем последовательность импульсов проницаемости отстает от последовательности импульсов проводимости на произвольную временную сдвигу и наоборот.

Постановка задачи в интегральной форме.

Пусть в момент времени $t = 0$ параметры безграничной однородной и изотропной диэлектрической среды начинают изменяться во времени по произвольному закону. Пусть также в данной среде до момента времени $t = 0$ существовала первичная электромагнитная волна, содержащая лишь электрическую компоненту $E_0(t, x)$, перпендикулярную направлению

распространения волны. Тогда, согласно результатам работы [12], поведение в пространстве и во времени электрической компоненты поля на всей положительной полуоси времени ($t > 0$) будет описываться интегральным уравнением Вольтерра второго рода:

$$E(t, x) = F(t, x) + \int_0^t dt' \int_{-\infty}^{\infty} dx' K(t, t', x, x') E(t', x'), \quad t > 0, \quad (1)$$

где $F(t, x)$ – свободный член интегрального уравнения (1), а $K(t, t', x, x')$ – ядро данного уравнения.

Решение уравнения (1) можно провести методом резольвенты:

$$E(t, x) = F(t, x) + \int_0^t dt' \int_{-\infty}^{\infty} dx' R(t, t', x, x') F(t', x'), \quad t > 0, \quad (2)$$

где $R(t, t', x, x')$ – резольвента интегрального уравнения (1).

Пусть диэлектрическая проницаемость и проводимость среды изменяются во времени по законам:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon(t) &= \varepsilon_0 + (\varepsilon_1 - \varepsilon_0) \sum_{k=1}^N \{ \theta(t - (k-1)T) - \theta(t - \tau_1 - (k-1)T) \}, \\ \sigma(t) &= \sigma_1 \sum_{k=1}^N \{ \theta(t - t_1 - (k-1)T) - \theta(t - t_1 - \tau_1 - (k-1)T) \}, \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

где ε_0 – значение диэлектрической и магнитной проницаемостей до момента времени $t = 0$;

ε_1 , и σ_1 – значения соответственно диэлектрической проницаемости и проводимости среды для моментов времени $t > 0$;

τ_1 – длительность возмущающих импульсов,

$T = t_1 + \tau_1 + \tau_2$ – период изменения возмущения среды,

τ_2 – скважность возмущения среды. Напомним, что в работе [11] рассматривались законы изменения параметров среды:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon(t) &= \varepsilon_0 + (\varepsilon_1 - \varepsilon_0) \sum_{k=1}^N \{ \theta(t - (k-1)T) - \theta(t - \tau_1 - (k-1)T) \}, \\ \sigma(t) &= \sigma_1 \sum_{k=1}^N \{ \theta(t - t_1 - (k-1)T) - \theta(t - t_1 - \tau_1 - (k-1)T) \}, \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

а в работе [11] – законы:

$$\left. \begin{aligned} \varepsilon(t) &= \varepsilon_0 + (\varepsilon_1 - \varepsilon_0) \sum_{k=1}^N \{ \theta(t - (k-1)T) - \theta(t - \tau_1 - (k-1)T) \}, \\ \mu(t) &= \mu_0 + (\mu_1 - \mu_0) \sum_{k=1}^N \{ \theta(t - (k-1)T) - \theta(t - \tau_1 - (k-1)T) \}, \\ \sigma(t) &= \sigma_1 \sum_{k=1}^N \{ \theta(t - (k-1)T) - \theta(t - \tau_1 - (k-1)T) \}, \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

где ε_0 и μ_0 – соответственно диэлектрическая и магнитная проницаемости невозмущенной среды ($t < 0$);

ε_1 , μ_1 и σ_1 – соответственно диэлектрическая проницаемость, магнитная проницаемость и проводимость возмущенной среды ($t > 0$);

τ_1 – длительность импульсов, τ_2 – их скважность, а $T = \tau_1 + \tau_2$ – период возмущения параметров среды.

Согласно результатам работы [13], электрическая компонента преобразованного поля на любом интервале n постоянства параметров среды определяется формулами (далее в данном пункте для удобства обозначение электрической компоненты не будет содержать индекс n):

$$\left. \begin{aligned} E_n(t, x) &= F_n(t, x) + \int_{t_{n-1}}^t \int_{-\infty}^{\infty} dx' R_n(t, t', x, x') F_n(t', x'), \\ F_n(t, x) &= E_0(t, x) + \sum_{i=1}^{n-1} \int_{t_{i-1}}^{t_i} \int_{-\infty}^{\infty} dx' K_i(t, t', x, x') E_i(t', x'), \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $E_0(t, x)$ – функция поля первичной волны, существующей до момента времени $t = 0$; $R_n(t, t', x, x')$ и $K_n(t, t', x, x')$ – соответственно резольвента и ядро интегрального уравнения Вольтерра (1), соответствующего законам изменения материальных параметров среды (3).

Используя метод математической индукции, а также подход работы [13], можно получить вывод, что вышеупомянутые выражения для ядра и резольвенты имеют кусочно-постоянный вид и определяются выражениями для ядра и резольвенты работы [3] на случай скачкообразного изменения во времени диэлектрической проницаемости и проводимости безграничной изотропной диэлектрической среды, т.е.

для интервалов времени $(n-1)T < t < t_1 + (n-1)T$, $n = 2, 3, \dots$:

$$\left. \begin{aligned} R_n(t, t', x, x') &= -\frac{\bar{\sigma}}{v_0} \frac{\partial}{\partial t} \int_{\alpha-i\infty}^{\alpha+i\infty} \frac{dp}{2\pi i} e^{\frac{(p-\bar{\sigma})(t-t') - |x-x'|}{v_0} \sqrt{p^2 - \bar{\sigma}^2}} \sqrt{p^2 - \bar{\sigma}^2}, \\ \alpha > \bar{\sigma}, \quad \bar{\sigma} &= 2\pi\sigma_1/\varepsilon_0, \quad \operatorname{Re}\sqrt{p^2 - \bar{\sigma}^2} > 0; \\ K_n(t, t', x, x') &= -\bar{\sigma}\delta(v_0(t-t') - |x-x'|), \quad v_0 = c/\sqrt{\varepsilon_0}; \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

для интервалов времени $t_1 + (n-1)T < t < \tau_1 + (n-1)T$, $n = 2, 3, \dots$:

$$\left. \begin{aligned} R_n(t, t', x, x') &= \left\{ (a^2 - 1) \frac{\partial^2}{\partial t^2} - 2\bar{\sigma}_1 \frac{\partial}{\partial t} \right\} \int_{\alpha-i\infty}^{\alpha+i\infty} \frac{dp}{2\pi i} e^{\frac{p\tau - |x-x'|}{v_1} \sqrt{p^2 - \bar{\sigma}_1^2}} \frac{1}{2v_1 \sqrt{p^2 - \bar{\sigma}_1^2}}, \\ a &= \sqrt{\varepsilon_0/\varepsilon_1}, \quad \alpha > \bar{\sigma}_1, \quad \bar{\sigma}_1 = 2\pi\sigma_1/\varepsilon_1, \quad \operatorname{Re}\sqrt{p^2 - \bar{\sigma}_1^2} > 0; \\ K_n(t, t', x, x') &= -\frac{1}{a^2} \left\{ \bar{\sigma}_1 + \frac{1}{2}(1-a^2) \frac{\partial}{\partial t} \right\} \delta(v_0(t-t') - |x-x'|); \end{aligned} \right\} \quad (5.2)$$

для интервалов времени $\tau_1 + (n-1)T < t < t_1 + \tau_1 + (n-1)T$, $n = 2, 3, \dots$:

$$\left. \begin{aligned} R_n(t, t', x, x') &= R_3(t, t', x, x') = -\frac{1-a^2}{2} \frac{\partial}{\partial t} \delta(v_1(t-t') - |x-x'|), \quad v_1 = c/\sqrt{\varepsilon_1}; \\ K_n(t, t', x, x') &= K_3(t, t', x, x') = -\frac{1}{2a^2} \frac{\partial}{\partial t} \delta(v_0(t-t') - |x-x'|); \end{aligned} \right\} \quad (5.3)$$

• для интервалов времени $t_1 + \tau_1 + (n-1)T < t < nT$, $n = 2, 3, \dots$:

$$K_n(t, t', x, x') = 0 = R_n(t, t', x, x'). \quad (5.4)$$

Импульсно-периодическая модуляция параметров безграничной среды

Пусть, функция $E_0(t, x)$ описывает электрическую компоненту плоской монохроматической волны единичной амплитуды:

$$E_0(t, x) = e^{i(\omega t - kx)}, \quad k = \omega/v_0. \quad (6)$$

Получим выражения для преобразованной компоненты электрического поля (6) в любой момент времени и в любой точке пространства.

Подставляя выражение (6) и равенства (5) в выражения формулы (4), получим выражения для преобразованного электрического поля на первом интервале изменения параметров среды:

$$E_1(t, x) = A_{2,1}^+ e^{-\bar{\sigma}t} e^{i(\bar{\Omega}t - kx)} + A_{2,1}^- e^{-\bar{\sigma}t} e^{-i(\bar{\Omega}t + kx)}, \quad 0 < t < t_1 \quad (7)$$

где $A_{2,1}^\pm = \mp \frac{\bar{\sigma}}{i\bar{\Omega}} \frac{\bar{\sigma} \mp i\bar{\Omega}}{\bar{\sigma} + i(\omega \mp \bar{\Omega})}$,

$$E_2(t, x) = B_{2,1}^+ e^{-\bar{\sigma}t} e^{i(\bar{\Omega}t - kx)} + B_{2,1}^- e^{-\bar{\sigma}t} e^{-i(\bar{\Omega}t + kx)}, \quad t_1 < t < \tau_1, \quad (8)$$

где

$$B_{2,1}^\pm = \mp \frac{a^2}{2i\bar{\Omega}} \frac{(3 - a^2)\bar{\sigma}_1 \mp i(1 - a^2)\bar{\Omega}}{\bar{\sigma}_1} e^{(\bar{\sigma}_1 \mp i\bar{\Omega})t_1} \left\{ (\bar{\sigma}_1 - i(\omega \pm \bar{\Omega})) E_{2,1}^+ e^{i\omega t_1} - (\bar{\sigma}_1 + i(\omega \mp \bar{\Omega})) E_{2,1}^- e^{-i\omega t_1} \right\};$$

$$E_{2,1}^+ = \frac{2}{\bar{\Omega}} e^{-(\bar{\sigma} + i\omega)t_1} (\bar{\Omega} \cos \bar{\Omega}t_1 + i\omega \sin \bar{\Omega}t_1), \quad E_{2,1}^- = -\frac{\bar{\sigma}}{\bar{\Omega}} e^{-(\bar{\sigma} - i\omega)t_1} \sin \bar{\Omega}t_1;$$

$$E_3(t, x) = C_{2,1}^+ e^{i(a\omega t - kx)} + C_{2,1}^- e^{-i(a\omega t + kx)}, \quad \tau_1 < t < t_1 + \tau_1, \quad (9)$$

где $C_{2,1}^\pm = \pm \frac{a}{2} e^{\mp i a \omega \tau_1} \left((1 \pm a) F_{2,1}^+ e^{i\omega \tau_1} - (1 \mp a) F_{2,1}^- e^{-i\omega \tau_1} \right)$,

$$F_{2,1}^\pm = \frac{e^{-(\bar{\sigma}_1 \pm i\omega)\tau_1}}{2i\bar{\Omega}} \left\{ \bar{\sigma}_1 \pm (1 - a^2) \frac{i\omega}{2} \right\} \times \left\{ E_{2,1}^\pm \left(\frac{\bar{\sigma}_1 - i(\bar{\Omega} \pm \omega)}{\bar{\sigma}_1 - i(\bar{\Omega} \mp \omega)} e^{i\bar{\Omega}\tau_1} - \frac{\bar{\sigma}_1 + i(\bar{\Omega} \mp \omega)}{\bar{\sigma}_1 + i(\bar{\Omega} \pm \omega)} e^{-i\bar{\Omega}\tau_1} \right) + 2iE_{2,1}^\mp e^{\mp 2i\omega\tau_1} \sin \bar{\Omega}\tau_1 \right\},$$

$$E_4(t, x) = D_{2,1}^+ E_0(t, x) + D_{2,1}^- e^{-i(\omega t + kx)}, \quad t_1 + \tau_1 < t < T, \quad (10)$$

где $D_{2,1}^\pm = \frac{e^{\mp i\omega t_1}}{2a} \left\{ (2a \cos a\omega t_1 \pm i(1 + a^2) \sin a\omega t_1) F_{2,1}^\pm \pm i e^{\mp 2i\omega\tau_1} F_{2,1}^\mp \sin a\omega t_1 \right\}$.

Подставляя выражения (7) и (10) в формулы (4) и используя метод математической индукции, получим рекуррентные соотношения, описывающие эволюцию электрической компоненты поля на произвольном периоде изменения параметров среды, начиная со второго

- для интервалов времени $(n-1)T < t < t_1 + (n-1)T, \quad n = 2, 3, \dots$

$$E(t, x) = A_{2,n}^+ e^{-\bar{\sigma}t} e^{i(\bar{\Omega}t - kx)} + A_{2,n}^- e^{-\bar{\sigma}t} e^{-i(\bar{\Omega}t + kx)}, \quad (11)$$

где $A_{2,n}^\pm = \mp \frac{e^{(\bar{\sigma} \mp i\bar{\Omega})(n-1)T}}{2i\bar{\Omega}} \left\{ (\bar{\sigma} - i(\omega \pm \bar{\Omega})) D_{2,n-1}^+ e^{i\omega(n-1)T} + (\bar{\sigma} + i(\omega \mp \bar{\Omega})) D_{2,n-1}^- e^{-i\omega(n-1)T} \right\}$

- для интервалов времени $t_1 + (n-1)T < t < \tau_1 + (n-1)T, \quad n = 2, 3, \dots$

$$E(t, x) = B_{2,n}^+ e^{-\bar{\sigma}t} e^{i(\bar{\Omega}t - kx)} + B_{2,n}^- e^{-\bar{\sigma}t} e^{-i(\bar{\Omega}t + kx)}, \quad (12)$$

$$B_{2,n}^{\pm} = \mp \frac{a^2 (3-a^2) \bar{\sigma}_1 \mp i(1-a^2) \Omega}{2i\Omega \bar{\sigma}_1} e^{(\bar{\sigma}_1 \mp i\Omega)(t_1 + (n-1)T)} \times$$

$$\times \left\{ (\bar{\sigma}_1 - i(\omega \pm \Omega)) B_{2,n}^+ e^{i\omega(t_1 + (n-1)T)} + (\bar{\sigma}_1 + i(\omega \mp \Omega)) B_{2,n}^- e^{-i\omega(t_1 + (n-1)T)} \right\}$$

$$E_{2,n}^{\pm} = \frac{2e^{-(\bar{\sigma} \pm i\omega)t_1}}{\bar{\Omega}} D_{2,n-1}^{\pm} (\bar{\Omega} \cos \bar{\Omega} t_1 \pm i\omega \sin \bar{\Omega} t_1) - \frac{\bar{\sigma} e^{-(\bar{\sigma} \mp i\omega)t_1}}{\bar{\Omega}} D_{2,n-1}^{\mp} e^{\mp 2i\omega(t_1 + (n-1)T)} \sin \bar{\Omega} t_1;$$

- для интервалов времени $t_1 + (n-1)T < t < t_1 + \tau_1 + (n-1)T$, $n = 2, 3, \dots$:

$$E(t, x) = C_{2,n}^+ e^{i(\omega t - kx)} + C_{2,n}^- e^{-i(\omega t + kx)}, \quad (13)$$

$$\text{где } C_{2,n}^{\pm} = \pm \frac{a}{2} e^{\mp i a \omega (\tau + (n-1)T)} \left\{ (1 \pm a) F_{2,n}^+ e^{i\omega(\tau + (n-1)T)} - (1 \mp a) F_{2,n}^- e^{-i\omega(\tau + (n-1)T)} \right\}$$

$$F_{2,n}^{\pm} = \frac{e^{-(\bar{\sigma}_1 \pm i\omega)\tau_1}}{2i\Omega} \left\{ \bar{\sigma}_1 \pm (1-a^2) \frac{i\omega}{2} \right\} \left\{ E_{2,n}^{\pm} \left(\frac{\bar{\sigma}_1 - i(\Omega \pm \omega)}{\bar{\sigma}_1 - i(\Omega \mp \omega)} e^{i\Omega\tau_1} - \frac{\bar{\sigma}_1 + i(\Omega \mp \omega)}{\bar{\sigma}_1 + i(\Omega \pm \omega)} e^{-i\Omega\tau_1} \right) + \right.$$

$$\left. 2i E_{2,n}^{\mp} e^{\mp 2i\omega(t_1 + (n-1)T)} \sin \Omega \tau_1 \right\}$$

- для интервалов времени $t_1 + \tau_1 + (n-1)T < t < nT$, $n = 2, 3, \dots$:

$$E(t, x) = D_{2,n}^+ e^{i(\omega t - kx)} + D_{2,n}^- e^{-i(\omega t + kx)}, \quad (14)$$

$$\text{где } D_{2,n}^{\pm} = \frac{e^{\mp i\omega t_1}}{2a} \left\{ 2a \cos a\omega t_1 \pm i(1+a^2) \sin a\omega t_1 \right\} F_{2,n}^{\pm} \pm i e^{\mp 2i\omega(\tau_1 + (n-1)T)} F_{2,n}^{\mp} \sin a\omega t_1 \left\}.$$

Проанализируем полученные результаты. Как видно из выражений (7-14), модуляция во времени параметров безграничной среды смещенными конечными последовательностями прямоугольных периодических импульсов преобразует во всем пространственно-временном континууме поле первичной монохроматической волны в поле прямой и обратной монохроматической волн, которые распространяются во взаимно противоположных направлениях с одинаковыми фазовыми характеристиками. Причем, если значения волновых чисел этих волн совпадают с частотой первичной волны, то частоты и фазовые скорости, равно как и амплитуды данных волн, являются кусочно-постоянными функциями времени. Более того, вид вышеуказанных выражений, а также результаты, приведенные в работе [14] (где рассматривалось преобразование гауссова электромагнитного импульса при модуляции во времени проницаемостей безграничной магнитоэлектрической среды двумя периодическими прямоугольными импульсами), позволяют заключить, что при каждом скачке параметров среды, имеющиеся в пространстве волны, каждая, расщепляются на прямую и обратную. Дискретный характер спектра монохроматической волны приводит к тому, что прямые и обратные монохроматические волны из образовавшихся пар складываются между собой, в результате чего на любом временном промежутке постоянства параметров среды преобразованное поле обусловлено полем лишь только одной пары прямой и обратной волн.

Несложный анализ полученных выражений также показал, что при больших проводимостях сред ($\bar{\sigma}_1 > a\omega$ на интервалах постоянства среды, где возмущенными являются проводимость и проницаемость, и $\bar{\sigma} > \omega$ на интервалах постоянства среды, где возмущенной является только лишь проводимость) частоты образовавшихся волн становятся мнимыми, а сами волны аperiодическими.

Важно отметить, что выражения (7-18) в предельном частном случае при $t_1 \rightarrow 0$ совпадают с выражениями работы [11], если в последних осуществить предельный переход $m \rightarrow 1$.

Как и в работах [5, 10, 11], логическим продолжением изысканий является получение выражений для амплитуд преобразованного поля на интервалах первичных значений параметров среды от соответствующих значений амплитуд на первом периоде изменения параметров

среды. Для этой цели вначале введем функции, не зависящие от номера n периода изменения параметров среды:

$$s = \bar{\sigma}/\omega, \quad q = a\sqrt{1-a^2s^2}, \quad g = \sqrt{1-s^2}, \quad \tau = \omega t_1, \quad \tau_d = \omega \tau_1, \quad \tau_T = \omega T;$$

$$y = (e^{i\tau}/2a) \{2a \cos a\tau - i(1+a^2) \sin a\tau\}, \quad f = (e^{-(a^2s+i)\tau_d}/2q) \{2q \cos q\tau_d + i(1+a^2) \sin q\tau_d\},$$

$$u = (2e^{-(s+i)\tau}/g) \{g \cos g\tau + i \sin g\tau\}, \quad h = (e^{-(a^2s-i)\tau_d-2i\tau}/2q) \{2a^2s - i(1-a^2)\} \sin q\tau_d,$$

$$z = -i(e^{-i\tau}/2a)(1-a^2) \sin a\tau, \quad v = -s(e^{-(s-i)\tau+2i\tau_d}/g) \sin g\tau, \quad y = u^*, \quad z = v, \quad u = y^*.$$

Тогда выражения для коэффициентов $D_n^\pm, F_n^\pm, E_n^\pm$ можно переписать в виде

$$\begin{cases} D_{n+1}^+ = uF_{n-1}^+ + v^* e^{-2in\tau_T} F_{n+1}^-, \\ D_{n+1}^- = ve^{2in\tau_T} F_{n+1}^+ + u^* e^{-2in\tau_T} F_{n+1}^-; \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} F_{n+1}^+ = f E_{n+1}^+ - h^* e^{-2i(n+1)\tau_T} E_{n+1}^-, \\ F_{n+1}^- = -h e^{2i(n+1)\tau_T} E_{n+1}^+ + f^* E_{n+1}^-; \end{cases} \quad (16)$$

$$\begin{cases} E_{n+1}^+ = y^* D_n^+ + z e^{-2in\tau_T} D_n^-, \\ E_{n+1}^- = z^* e^{2in\tau_T} D_n^+ + y D_n^-. \end{cases} \quad (17)$$

Подставляя (17) в (16), а результат в (15), после несложных преобразований получим

$$\begin{cases} D_{n+1}^+ e^{i(n+1)\tau_T} = c_1 e^{in\tau_T} D_n^+ + c_2 e^{-in\tau_T} D_n^-, \\ D_{n+1}^- e^{-i(n+1)\tau_T} = c_3 e^{in\tau_T} D_n^+ + c_4 e^{-in\tau_T} D_n^-, \end{cases} \quad (18)$$

где

$$\begin{cases} c_1 = ufy^* - v^* hy^* e^{2it_T} - uh^* z^* e^{-2it_T} + v^* f^* z^*, \\ c_2 = u fz_j - v^* hze^{-2it_T} - uh^* y + v^* f^* y, \\ c_3 = vfy^* - u^* hy^* - vh^* z^* e^{2it_T} + u^* f^* z^*, \\ c_4 = v fz^* - u^* hz^* e^{2it_T} - vh^* ye^{-2it_T} + u^* f^* y. \end{cases} \quad (19)$$

Вводя новые обозначения для амплитуд $a_n = D_n^+ e^{in\tau_T}, b_n = D_n^- e^{-in\tau_T}$, при условии

$$\begin{cases} a_1 = (uf - v^* h) y^* + (f^* v^* - uh^*) z^*, \\ b_1 = (vf - u^* h) y^* + (f^* u^* - vh^*) z^*, \end{cases} \quad (20)$$

перепишем выражение (18) в матричном виде:

$$\begin{pmatrix} a_{n+1} \\ b_{n+1} \end{pmatrix} = e^{-(a^2s\tau_d + \tau)} R \begin{pmatrix} a_n \\ b_n \end{pmatrix}, \quad R = \begin{pmatrix} c_1 & c_2 \\ c_3 & c_4 \end{pmatrix}. \quad (21)$$

Используя метод математической индукции, матричное равенство из (21) перепишем в виде

$$\begin{pmatrix} a_{n+1} \\ b_{n+1} \end{pmatrix} = e^{-(a^2s\tau_d + \tau)} R^n \begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix}. \quad (22)$$

Поскольку $e^{-(a^2s\tau_d + \tau)} \cdot \det R = 1$, то согласно результатам работы [15]

$$R^n = U_{n-1}((c_1 + c_4)/2) R - U_{n-2}((c_1 + c_4)/2) I, \quad (23)$$

где $U_n(x)$ – многочлен Чебышева порядка n , I – единичная матрица размерности 2×2 .

Подставляя (23) в (22) и возвращаясь к коэффициентам D_n^\pm , получим

$$\left. \begin{aligned} D_{n+1}^+ &= e^{-i(n+1)(a^2 s \tau_d + i(\tau + \tau_T))} \{ (c_1 a_1 + c_2 b_1) U_{n-1}((c_1 + c_4)/2) - U_{n-2}((c_1 + c_4)/2) a_1 \}, \\ D_{n+1}^- &= e^{-i(n+1)(a^2 s \tau_d + i(\tau - \tau_T))} \{ (c_3 a_1 + c_4 b_1) U_{n-1}((c_1 + c_4)/2) - U_{n-2}((c_1 + c_4)/2) b_1 \}. \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Численный анализ выражений (15,16,24) по схеме, применяемой при численном анализе выражений для преобразованного поля в работе [10] (закон изменения параметров среды (3.3)), показал, что все полученные качественные результаты полностью содержат в себе качественные результаты численного анализа в этой работе. Проведенный анализ также выявил и новые закономерности преобразования монохроматических волн, присущие как законам изменения во времени параметров среды (3.1), так и временным законам изменения параметров (3.2). Эти закономерности характерны качественными и количественными отличиями от закономерностей преобразования волн при временных законах изменения параметров среды (3.3), и именно: наличие временной сдвигки для последовательностей диэлектрической проницаемости и проводимости (и наоборот) приводит к увеличению амплитуды (а значит и мощности) преобразованного поля в сравнении со случаем одновременного изменения параметров.

К тем же самым результатам можно прийти из сравнения временных элюр для преобразованной электрической компоненты поля, которые приведены на графиках рис. 1 для всех рассматриваемых в данной работе законах изменения во времени параметров среды. На рис. 1 показана зависимость модуля электрической компоненты поля от безразмерной переменной времени τ в сечении $x = 0$ при $n = 5$, $a = 0.3$, $m = 1$, $s = 0.05$, $\omega \tau_1 = 3.5$, $\omega T = 5$, $\omega t_1 = 0.3$.

Отмеченный выше результат энергетического превосходства запаздывания возбуждения проницаемостью среды от возбуждения проводимостью среды, однако, имеет место лишь при переходе среды в оптически более плотное состояние (или же в более плотное магнитное состояние), а в случае же перехода среды в оптически менее плотное состояние (или же в менее плотное магнитное состояние) энергетической разницы между способами возбуждения параметров среды в установившемся режиме практически не наблюдается, рис. 2, на котором показана зависимость модуля электрической компоненты поля от безразмерной переменной времени τ в сечении $x = 0$ при $n = 5$, $a = 1.3$, $m = 1$, $s = 0.05$, $\omega \tau_1 = 3.5$, $\omega T = 5$, $\omega t_1 = 0.3$.

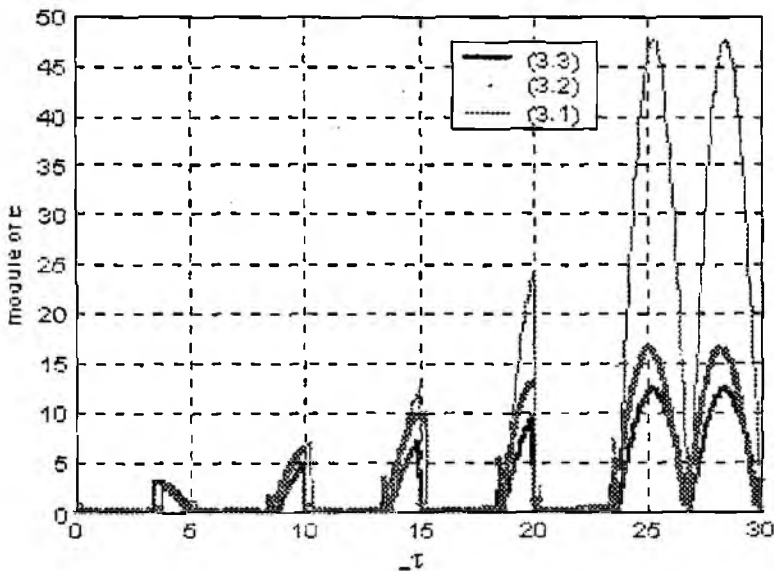


Рис. 1

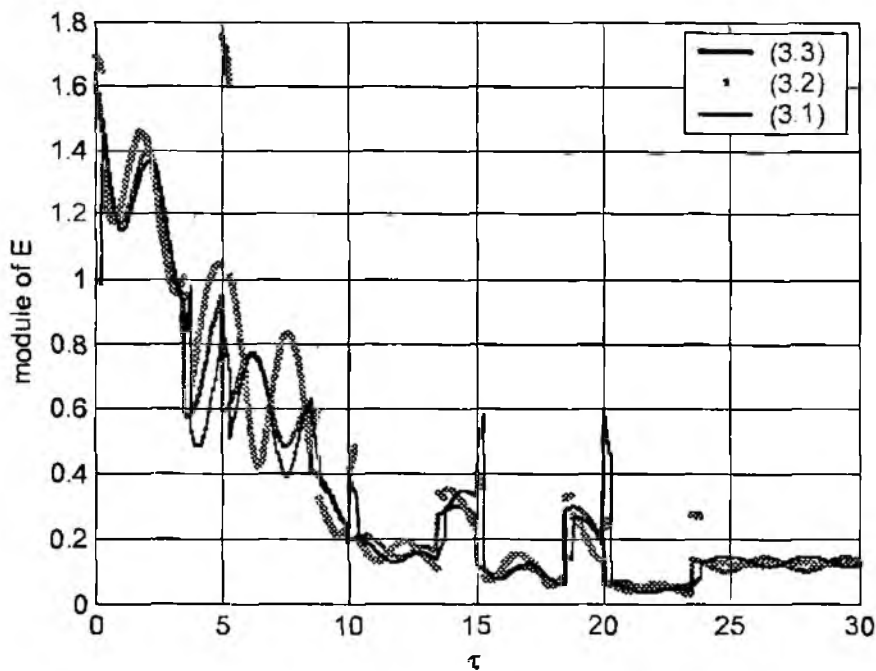


Рис. 2

Численные исследования равенств (24) также показали (рис. 1-2), что поле преобразованного поля имеет установившийся режим, т.е. временные зависимости модуля амплитуды электрической компоненты преобразованного поля имеют области насыщения.

Выводы

Трансформация монохроматических электромагнитных волн временной последовательностью скачков параметров безграничной изотропной среды характеризуется расщеплением на каждом скачке параметров среды имеющихся в пространстве волн, каждой, на прямую и обратную монохроматические волны. Вследствие дискретности спектра монохроматической волны на каждом интервале постоянства параметров среды электрическая компонента поля обусловлена полем прямой и обратной волн. Волновые числа этих волн совпадают с волновым числом первичной волны, а частоты и амплитуды этих волн являются кусочно-постоянными функциями времени. В случае возбуждения параметров безграничной изотропной среды одновременным изменением во времени проницаемостей и проводимости среды по законам конечных последовательностей прямоугольных периодических импульсов, преобразованное поле на промежутках постоянства параметров среды характерно тем, что

- при некоторых значениях параметров среды и частоты первичной волны, амплитуды прямой и обратной волн на интервалах покоя параметров среды по модулю могут превосходить амплитуду первичной волны, причем такое превосходство может иметь место как за счет изменения диэлектрической, так и за счет изменения магнитной проницаемости среды, а также в некотором диапазоне проводимости среды,
- при некоторых значениях параметров среды и частоты первичной волны преобразованное поле на интервалах покоя параметров среды по мощности может превосходить поле первичной волны,
- при некоторых значениях параметров среды и частоты первичной волны, амплитуда обратной волны на интервалах покоя параметров среды равна нулю,
- поле преобразованного поля имеет установившийся режим, т.е. временные зависимости модуля амплитуды электрической компоненты преобразованного поля имеют области насыщения.

Кроме того, в случае возбуждения параметров безграничной изотропной среды одновременным изменением во времени смещенными синхронными возмущениями диэлектрической проницаемости и проводимости среды в виде конечных последовательностей прямоугольных периодических импульсов преобразованное поле на промежутках постоянства параметров среды характерно тем, что:

- сдвигка во времени между последовательностями диэлектрической проницаемости и проводимости среды более энергетически выгодна в сравнении со случаем совмещенных во времени последовательностей параметров среды, причем энергетическое «превосходство» увеличивается с ростом числового значения сдвигки;
- «запаздывание» последовательности импульсов проницаемости от последовательности импульсов проводимости более энергетически выгодно в сравнении со случаем «запаздывания» последовательности импульсов проводимости от последовательности импульсов проницаемости.

Список литературы: 1. Борисов В.В. Трансформация электромагнитного поля при изменении проводимости среды во времени // Геомагнетизм и аэронавигация. 1989. Т.29, №5. С. 730-737. 2. Harfoush F.A., Taflov A. Scattering of Electromagnetic Waves by a Material Half-Space with a Time-Varying Conductivity // IEEE Trans. on Antennas and Propag. 1991. Vol.39. №7. P. 898-906. 3. Афанасьев С.В. Излучение модели сверхсветового источника в нестационарной среде // Изв. ВУЗов Радиофизика. 1991. Т. 34. №5. С. 605-607. 4. Рыбин О.Н., Сахненко Н.К. Преобразование электромагнитного импульса временным возбуждением среды в полупространстве // Радиоэлектроника и информатика. 1998. №1. С. 31-34. 5. Nerukh A.G., Scherbato I.V. and Rybin O.N. The Direct Numerical of an Integral Volterra Equation for an Electromagnetic Signal in a Time-Varying Dissipative Medium // J. of Electromagnetic Waves and Applications. 1998. Vol. 12. №1. P. 163-176. 6. Rybin O., Nerukh A. Transient Electromagnetic Field in a Dissipative Medium With Rectangular Pulse Modulated Parameters // Proc. International Conf. on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory. Kharkov (Ukraine). 1998. P. 336-338. 7. 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. 8. 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. 9. 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. 10. Слитченко Н.И. Исследование влияния параметрической модуляции параметров на эволюцию электромагнитных волн в безграничной полупроводниковой среде // Радиотехника: Всеукр. межвед. сб. 2004. Вып. 136. С.120-127. 11. Рыбин О.Н., Слитченко Н.И. Преобразование плоской монохроматической волны импульсно-периодической модуляцией во времени параметров безграничной среды // ЖТФ. 2001. Т.71, №7. С. 7-13. 12. Нерух А.Г., Хижняк Н.А. Современные проблемы нестационарной макроскопической электродинамики. Харьков: НПО Тест-Радио, 1991. 280 с. 13. Рыбин О.Н. Нестационарные электромагнитные явления в диссипативном диэлектрике с изменяющимися во времени параметрами: Дис... канд. физ.-мат. наук. Харьков: ХГТУРЭ, 1999. 142 с. 14. Слитченко Н.И., Рыбин О.Н., Шульга Л.Н., Новиков Н.И. Трансформация гауссова электромагнитного импульса импульсным возмущением полуограниченной области // Радиоэлектроника и информатика. 2003. №4. С. 4-7. 15. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. М.: Наука, 1973. 719 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 10.02.2005

ОЦЕНКА ЧИСЛЕННО-АНАЛИТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ СВЧ РЕЗОНАТОРНЫХ ДАТЧИКОВ С КООКСИАЛЬНОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АПЕРТУРОЙ

Введение

В СВЧ диагностике материалов, сред и объектов технического назначения широко используются сенсоры на основе резонаторных датчиков (РД). При локальном контроле параметров полупроводников и диэлектриков, вплоть до реализации микроволновой микроскопии, особенно эффективными оказываются РД с коаксиальной измерительной апертурой [1–4]. Большинство их базируется на коаксиальном четвертьволновом резонаторе с открытым измерительным торцом.

СВЧ сенсоры на основе таких датчиков функционально ориентированы на формирование сигналов измерительной информации, связанных с изменением резонансной частоты и добротности РД. Выходные сигналы сенсоров, как правило, адаптированы к цифровой обработке измерительной информации стандартными средствами.

В настоящее время весьма актуальными являются задачи оптимизации РД по критерию чувствительности для различных контролируемых параметров и пространственной разрешающей способности. Наряду с ними ставится отдельная задача перехода от традиционной градуировки по эталонам к теоретической. Решение комплекса этих задач требует создания эффективной для практического применения модели указанных РД с требуемой для теоретической градуировки степенью адекватности. Отдельно заметим, что в решении задачи теоретической градуировки целесообразно выделить два момента: 1) установление строгих соотношений фундаментальных сигналов измерительной информации с контролируемыми параметрами объектов; 2) эффективное подавление влияния мешающих факторов. Второй момент связан с функционированием сенсора в целом и здесь не будет рассматриваться.

В подавляющем большинстве работ моделирование РД с коаксиальной измерительной апертурой осуществляется в так называемом квазистатическом приближении. Даже для ближнеполевой микроволновой микроскопии при исследовании структуры поля коаксиального зонда осуществляется решение прямым численным методом уравнения Лапласа [5]. Из физических соображений следует предположить, что для полупроводниковых объектов, влагонесодержащих сред и структур с проводниковыми слоями квазистатическое приближение может давать существенную систематическую погрешность.

В работах [4,6] нами предложено электродинамическое моделирование таких РД в приближении заданного поля. В работах [7,8] развито строгое численно-аналитическое моделирование РД с полуобращением интегрального оператора. Трудоемкость подготовки численных исследований с применением этих алгоритмов возрастает по сравнению с квазистатическим приближением. Применение стандартных пакетов типа FEMLAB сопряжено с преодолением трудностей получения устойчивых решений для существенно разномасштабных по структуре РД и объектов диагностики.

Цель данной работы - определение области применения и развитие перспективных направлений численно-аналитического моделирования СВЧ РД с коаксиальной измерительной апертурой. К конкретно решаемым задачам относятся: количественная оценка области ограничения квазистатического приближения по электрическим параметрам объектов диагностики; развитие электродинамического приближения заданного поля; постановка строгого моделирования с использованием аппарата функции Грина и полуобращения интегрального оператора.

Общие положения

Схематично конструктив РД с коаксиальной измерительной апертурой представлен на рис. 1.

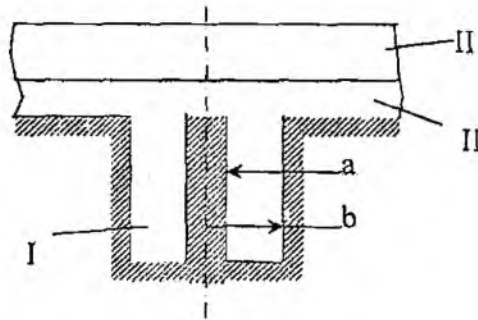


Рис. 1

Область I соответствует основному объему коаксиального четвертьволнового резонатора с радиусами внутренней и внешней части коаксиала, соответственно a и b , нормированными к длине волны λ .

Область II представляет реально существующий зазор толщиной z между открытым торцом резонатора и объектом диагностики, представленным областью III. Структура области III может быть различна, от полубесконечного объема до многослойной среды с различными параметрами слоев, ограниченной экраном или свободным пространством.

Фундаментальные сигналы измерительной информации $\Delta\omega/\omega$ и $\Delta Q/Q_1$ выражаются в общем случае через действительную и мнимую части резонансной частоты всей электродинамической системы (рис. 1):

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{\omega'_0 - \omega'_1}{\omega'_0};$$

$$\frac{\Delta Q}{Q_1} = \frac{Q_0 - Q_1}{Q_1} = \frac{Q_0}{Q_1} - 1 = \frac{Q_0 \omega_1''}{\omega_1'} - 1; \quad (1)$$

где Q_0 и $\omega_0 \equiv \omega'_0$ – добротность РД без объекта диагностики и его резонансная частота соответственно; Q_1 и $\omega_1 \equiv \omega'_1$ – добротность РД при наличии объекта диагностики в области апертуры и его резонансная частота.

При использовании квазистатического приближения и приближения заданного поля вычисляется вносимая объектом в РД комплексная емкость $C_{вн}$. В этом случае фундаментальные сигналы измерительной информации выражаются следующим образом:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{(L_0 C_0)^{1/2}}{[L_0 (C_0 + \text{Re} C_{вн})]^{1/2}} - 1; \quad \frac{\Delta Q}{Q_1} = Q_0 \left[\frac{1}{Q_0} \frac{C_0}{C_0 + \text{Re} C_{вн}} + \frac{\text{Im} C_{вн}}{\text{Re} C_{вн}} \right]; \quad (2)$$

$$C_0 = \frac{4\epsilon\epsilon_0}{\pi} \lambda \ln \frac{a}{b}; \quad L_0 = \frac{\mu\mu_0}{16\pi} \lambda \ln \frac{b}{a}.$$

Величины L_0 и C_0 являются функциями геометрии РД, $\text{Re} C_{вн}$ и $\text{Im} C_{вн}$ в общем случае зависят от параметров объекта ($h_i, \epsilon_i, \text{tg} \delta_i, \dots$) и геометрии РД.

Величину Q_0 можно также вычислять в зависимости от геометрии РД. Однако в связи с неточностью возможных сведений о величине поверхностного сопротивления материала стенок резонатора ограничимся заданием $Q_0 = 10^3$.

Из квазистатического приближения следует такое выражение вносимой в РД объектом нормированной комплексной емкости [1]:

$$C_{\text{вн}} = \frac{1}{\ln\left(\frac{a}{b}\right)} \int_0^{\infty} \frac{J_0(k) - J_0\left(k\frac{a}{b}\right)}{k} J_1\left(k\frac{a}{b}\right) F(\varepsilon, \operatorname{tg} \delta, h, z, k) dk, \quad (3)$$

где J_0 и J_1 - функции Бесселя соответствующего порядка.

Функция $F(\varepsilon, \operatorname{tg} \delta, h, z, k)$ определяется структурой объекта, например, для полубесконечной среды:

$$F(\varepsilon, \operatorname{tg} \delta, h, z, k) = \frac{\varepsilon(1 - j \operatorname{tg} \delta) + i h k z / b}{1 + \varepsilon(1 - j \operatorname{tg} \delta) i h k z / b}, \quad (4)$$

для экранированного слоя толщиной h/b

$$F(\varepsilon, \operatorname{tg} \delta, h, z, k) = \frac{\varepsilon(1 + j \operatorname{tg} \delta) - i h k z / b i h k h / b}{i h k h / b + \varepsilon(1 - j \operatorname{tg} \delta) i h k z / b}. \quad (5)$$

В электродинамической модели с приближением заданного поля на открытом торце вносимая емкость определяется через оценку модуля вектора Умова-Пойнтинга на открытом торце [4]. При этом магнитная составляющая поля находится через представление электромагнитного поля основного вида колебания РД в объекте с помощью функции Грина для слоистого полубесконечного пространства.

В частности, для однородной полубесконечной среды при зазоре z выражение для комплексной нормированной емкости принимает следующий вид:

$$\tilde{C} = \frac{1}{\ln^2\left(\frac{a}{b}\right)} \int_0^{\infty} \frac{\left(J_0\left(k\frac{a}{b}\right) - J_0(k)\right)^2}{k\sqrt{k^2 - (2\pi b/\lambda)^2}} \left[\operatorname{cth}\left\{\sqrt{k^2 - (2\pi b/\lambda)^2} z/b\right\} - \frac{\operatorname{csch}^2\left\{\sqrt{k^2 - (2\pi b/\lambda)^2} z/b\right\}}{\operatorname{cth}\left\{\sqrt{k^2 - (2\pi b/\lambda)^2} z/b\right\} + \frac{\varepsilon(1 - j \operatorname{tg} \delta)\sqrt{k^2 - (2\pi b/\lambda)^2}}{\sqrt{k^2 - \varepsilon(1 - j \operatorname{tg} \delta)(2\pi b/\lambda)^2}}}\right] dk \quad (6)$$

$$\tilde{C} = \frac{1}{\ln^2\left(\frac{a}{b}\right)} \int_0^{\infty} \frac{\left(J_0\left(k\frac{a}{b}\right) - J_0(k)\right)^2}{k\sqrt{k^2 - (2\pi b/\lambda)^2}} \left[\operatorname{cth}\left\{\sqrt{k^2 - (2\pi b/\lambda)^2} z/b\right\} - \frac{\operatorname{csch}^2\left\{\sqrt{k^2 - (2\pi b/\lambda)^2} z/b\right\}}{\operatorname{cth}\left\{\sqrt{k^2 - (2\pi b/\lambda)^2} z/b\right\} + \frac{\varepsilon(1 - j \operatorname{tg} \delta)\sqrt{k^2 - (2\pi b/\lambda)^2} \operatorname{cth}\left\{\sqrt{k^2 - \varepsilon(1 - j \operatorname{tg} \delta)(2\pi b/\lambda)^2} h/b\right\}}{\sqrt{k^2 - \varepsilon(1 - j \operatorname{tg} \delta)(2\pi b/\lambda)^2}}}\right] dk \quad (7)$$

Формула (7) представляет собой выражение для емкости, вносимой однослойным экранированным объектом.

Нетрудно видеть, что численная реализация решений в электродинамическом приближении незначительно отличается от квазистатического по сложности.

Результаты сравнения оценок по различным приближениям

Сравнение будем производить, представляя результаты численных оценок по электродинамическому приближению и отличие в относительных единицах результатов квазистатического приближения.

В первую очередь представляется интересным исследовать характеристики преобразования РД по параметрам ϵ и $\text{tg } \delta$ объекта. На рис.2а,б представлены соответствующие семейства зависимостей для полубесконечного объекта. Следует отметить, что для однослойного экранированного объекта отличие носит скорее количественный нежели качественный характер. Поэтому для сокращения объема статьи воздержимся от их приведения. В целом ход зависимостей хорошо объясним из физических соображений, неоднократно подтвержден экспериментально и, на наш взгляд, весьма полно отражает диагностические возможности РД такого типа. Следует отметить, что большие значения $\Delta\omega/\omega$ и $\Delta Q/Q_1$ связаны с полным включением объекта в поле РД. Обычно его делают частичным. Однако для проведенного рассмотрения это не принципиально.

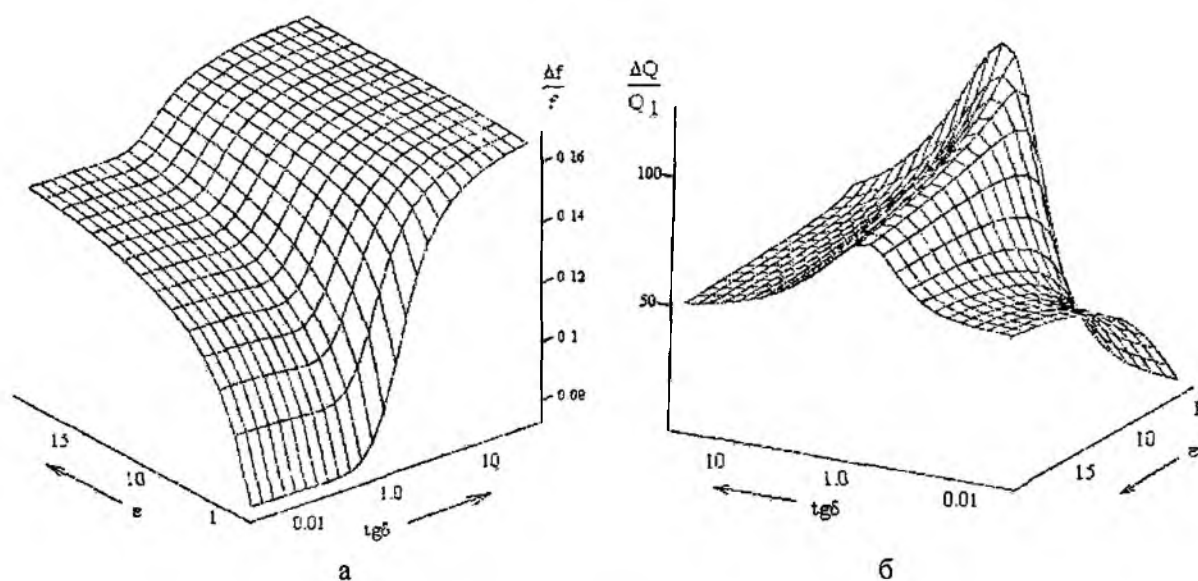


Рис. 2

На рис. 3 приведены результаты оценок отличия квазистатического приближения в те же координатах. Очевидно наличие значительной систематической погрешности в оценке влияния открытости торца в свободное пространство, а также существенная зависимость от ϵ и $\text{tg } \delta$ объекта при небольших ϵ .

Отдельный анализ результатов сравнения оценок зависимостей $\text{Re } C_{вн}$ и $\text{Im } C_{вн}$ показывает, что основной вклад в обсуждаемую систематическую погрешность вносит оценка $\text{Im } C_{вн}$ при высоких значениях $\text{tg } \delta$.

Для оптимального проектирования РД такого типа важно иметь адекватную модель зависимости фундаментальных сигналов измерительной информации от его геометрии. На рис. 4а, б приведены такие зависимости в электродинамическом приближении для полубесконечного объекта, а на рис. 5а, б для однослойного экранированного объекта. Обращает на себя внимание наличие экстремумов в зависимости обоих сигналов от параметров геометрии. Следует отметить, что в квазистатическом приближении экстремумы не столь сильно выражены, в особенности для однослойного экранированного объекта.

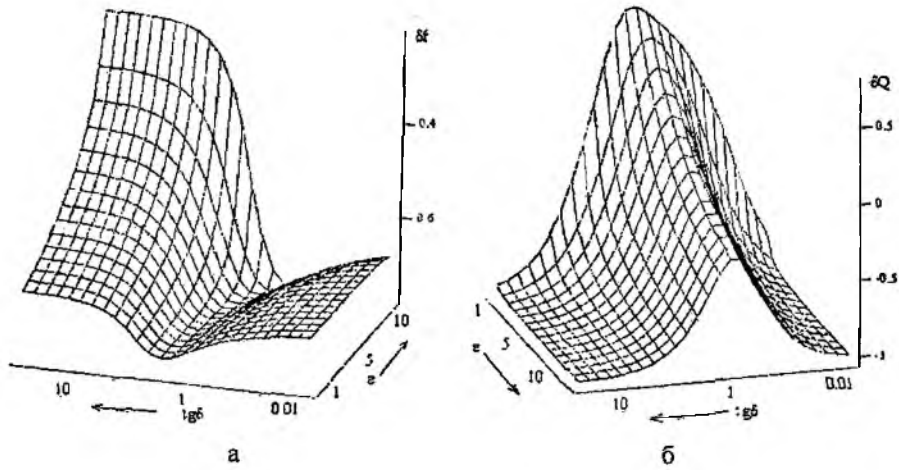


Рис. 3

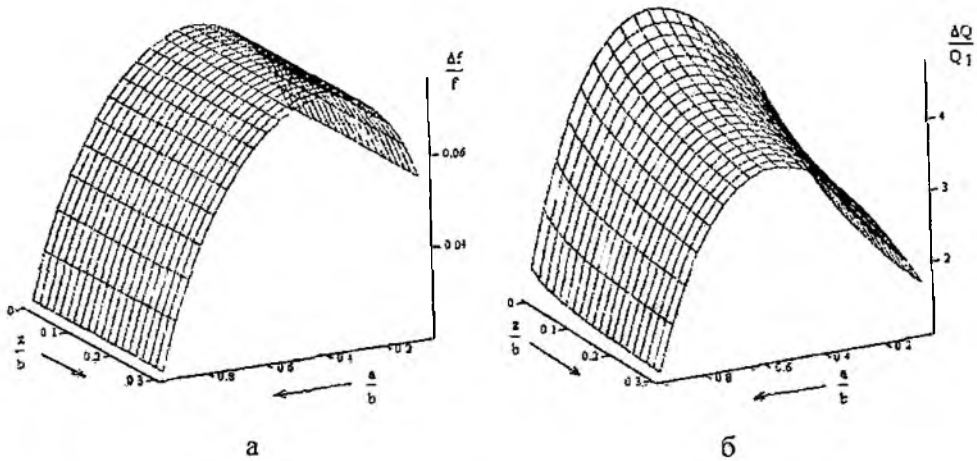


Рис. 4

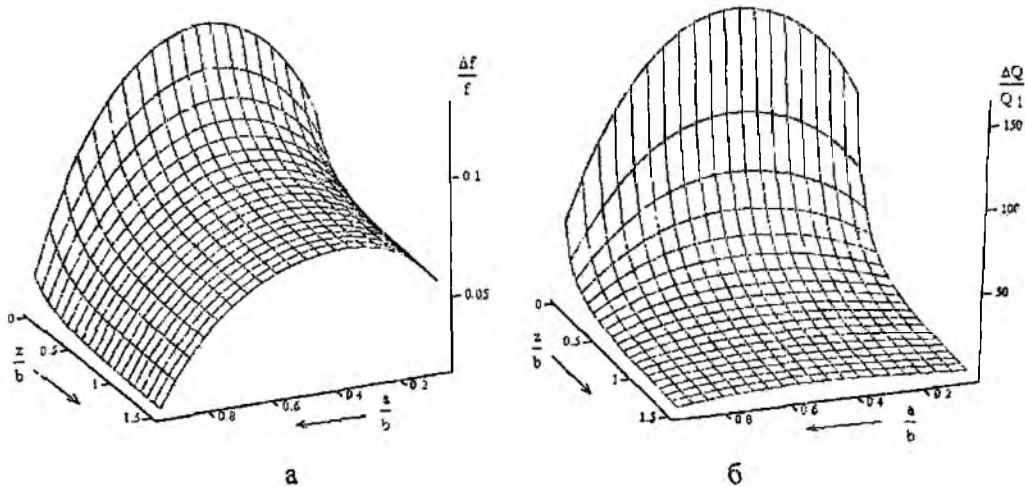


Рис. 5

Не приводя в целях экономии занимаемого объема статьи сами зависимости сигналов от величины внешнего радиуса b/λ , отметим, что они хорошо совпадают с экспериментальными и отражают очевидную физическую картину уменьшения сигналов с увеличением этого геометрического параметра.

На рис. 6 обобщены оценки систематической погрешности квазистатического приближения. Для некоторых из этих зависимостей видно, что в отдельных областях значений параметров они становятся весьма существенными.

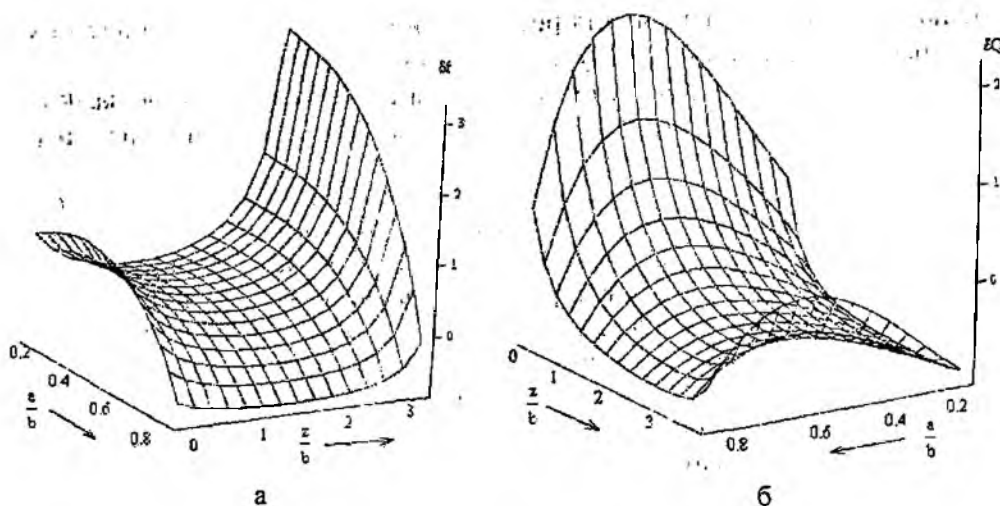


Рис. 6

Обсуждение результатов исследования

Из приведенных результатов оценок наибольший интерес представляют следующие:

а) существенное количественное отличие величины сигнала $\Delta Q/Q_1$ во всей области значений ϵ и $\text{tg } \delta$ объектов для квазистатического и электродинамического приближения при хорошем соответствии качественного хода зависимостей. Сигналы $\Delta\omega/\omega$ при этом хорошо соответствуют качественно и количественно.

Эти данные подтверждены в некоторых точках по $\text{tg } \delta$ [9] экспериментально на образцах Si.

Объяснить систематические погрешности квазистатического приближения в этом случае можно только лишь неучетом в нем потерь на излучение из открытого конца РД в зазор z . Подтверждением этого заключения является уменьшение этой погрешности при уменьшении зазора z . Естественно, что наличие этих потерь не влияет на резонансную частоту РД с объектом.

Этим же объясняется асимметрия зависимости $\Delta Q/Q_1$ от ϵ и $\text{tg } \delta$ в области их малых значений, при которых объект увеличивает потери на излучения за счет согласующего действия.

б) Наличие экстремумов в зависимости обоих сигналов от соотношения радиусов a/b – весьма важный теоретический факт для оптимального проектирования РД. Однако для уточнения его физической интерпретации необходимо более детально исследовать зависимость положения экстремумов и степень их крутизны от частоты и параметров объекта.

Еще более любопытным является экстремальный ход зависимости обоих сигналов от соотношения большого радиуса с рабочей длиной волны. Отсутствие этих особенностей в квазистатическом приближении позволяет предположить вклад колебательных процессов в объекте в оба сигнала.

Выводы

Из анализа проведенного сопоставления вытекает, что квазистатическое приближение при моделировании РД с коаксиальной измерительной апертурой имеет ограниченное применение для устройств со специальными приемами подавления излучения в зазор (поглощающие покрытия торца, сильный прижим образца для уменьшения зазора к нулю). В области значений $\text{tg } \delta \gg 1$ квазистатическое приближение также приводит к существенным систематическим погрешностям из-за неучета специфики экранирования поля.

Приближение заданного поля весьма полезно для оценки влияния излучения в зазор и его модуляции параметрами объекта. Такая возможность не представляется строгими

методами оценки комплексного значения резонансных частот рассматриваемых систем из-за наличия в них требования полной замкнутости границ.

Наряду с этим степень его адекватности строгим решениям в случае замкнутости границ позволяет применять его для теоретической градуировки и оптимизации рассматриваемых РД.

Список литературы: 1. Данилов Г.Н., Детинко М.В., Медведев Ю.В., Свирякина А.Д. СВЧ резонаторный метод измерения удельного сопротивления и толщины эпитаксиальных пленок // Электрон. техника. Сер. Электроника СВЧ. 1982. Вып. 6(342). С. 16–19. 2. Ахаманов В.Б., Детинко М.В., Медведев Ю.В. и др. Неразрушающие бесконтактные СВЧ резонаторные методы локального контроля полупроводниковых материалов: Обзор // Дефектоскопия. 1986. № 1. С. 23–35. 3. Gao C., Xiang X.-D. Quantitative microwave near-field microscopy of dielectric properties // Rev. Sci. Instr. 1998. V. 69, № 11, P. 3846–3851. 4. Панченко А.Ю., Гордиенко Ю.Е., Фар Р.С. Приближение заданного поля в задачах определения характеристик резонаторных СВЧ-датчиков апертурного типа // Радиотехника. 1998. № 107. С. 93–103. 5. D. E. Steinhauer et al. Quantitative Imaging of Dielectric Permittivity and Tunability with a Near-Field Scanning Microwave Microscope // Rev. Sci. Instrum. 2000. V. 71, P. 2751-2758. 6. Гордиенко Ю.Е., Панченко А.Ю. Многопараметрический модуляционный СВЧ-датчик с емкостной измерительной апертурой // Радиотехника. 1999. № 111. С. 14–16. 7. Гордиенко Ю.Е., Рябухин А.А. Вычисление комплексных резонансных частот СВЧ резонаторных датчиков апертурного типа // Радиоэлектроника и информатика. 2001. № 2. С. 4-7. 8. Gordienko Y.E., Panchenko A.Y., Ryabukhin A.A. Numerical algorithm for calculation of cavity microwave transducer of an aperture type // Proceedings of the 3rd International Conference on Antenna Theory and Techniques, Sevastopol, Ukraine, 8-11 Sept. 1999. P. 496-497. 9. Гордиенко Ю.Е., Панченко А.Ю., Рябухин А.А. Электродинамическая микроскопия легированных полупроводниковых структур // Сб. материалов XII науч.-техн. конференции «Датчики и преобразователи информации систем измерения, контроля и управления «Датчик-2000». М.: МГИЭМ, 2000. С. 63-65.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 10.03.2005

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗЛОЖЕНИЯ СИГНАЛА В ИЗБЫТОЧНОМ БАЗИСЕ

Введение

При использовании полных базисов (например, Фурье или вейвлет) можно найти такие классы сигналов, для которых разложение в базисе не будет максимально разреженным. Так, для сигнала, локализованного по частоте, разложение в базисе Фурье будет значительно разреженнее, чем разложение в вейвлет базисе. С другой стороны, сигнал, локализованный по времени, имеет более разреженное представление в вейвлет базисе, чем в Фурье базисе.

Требование к максимально возможной разреженности, означает возможность представления сигнала как можно меньшим количеством базисных элементов. Это необходимо для многих применений, включая сжатие информации и частотно-временной анализ (ЧВА). В контексте ЧВА разреженность определяет частотно-временное разрешение. Чем более разреженное представление мы получим, тем больше разрешение в частотно-временной области.

Получение разреженного представления широкого класса сигналов возможно с использованием избыточных базисов (ИЗБ). Применительно к ЧВА использование ИЗБ позволяет повысить разрешение без появления кросс-составляющих [1]. ИЗБ представляет собой полный базис плюс некоторое количество дополнительных элементов. Дополнительным элементом может быть еще один полный базис. Конкретная реализация ИЗБ зависит от решаемых с его помощью задач. Для ЧВА базисные элементы, очевидно, должны быть локализованы по времени и частоте.

Постановка задачи

Связь между сигналом b , его разложением x и собственно базисом A можно представить в виде

$$Ax = b \quad (1)$$

Тогда разложение x в полном базисе, например базисе Фурье, может быть найдено как

$$x = A^{-1}b \quad (2)$$

Для избыточного базиса формула (2) не применима, в связи с тем, что в отличие от полного базиса, представляющего собой квадратную несингулярную матрицу, ИЗБ представляет собой прямоугольную матрицу. Поэтому выражение (1) для ИЗБ имеет множество решений относительно x .

Существует несколько методов выбора одного решения из множества возможных (метод Фреймов [2], метод поиска до совпадения [3], метод поиска наилучшего базиса [4] и др.). Они отличаются степенью разреженности получаемого решения.

Наиболее перспективным методом, в смысле максимальной разреженности получаемого разложения, является метод, использующий минимизацию нулевой нормы вектора x .

Математически данная задача определяется как

$$\min \|x\|_0 \quad \text{при } Ax = b \quad (3)$$

На данный момент задача в таком виде не решается.

В работе [5] было предложено решить задачу минимизации первой нормы:

$$\min \|x\|_1 \quad \text{при } Ax = b \quad (4)$$

При этом, если положить, что в базисе нет линейно зависимых элементов, то решение уравнения (4) будет также и решением уравнения (3). Задачу (4) можно решить средствами линейного программирования (например, симплекс методом или методом внутренней точки). Для этого ее необходимо привести к стандартной форме [6].

При таком подходе к решению (4) приходится вдвое увеличить размер базиса, что крайне негативно сказывается на производительности.

В работе [7] предложена система дифференциальных уравнений (СДУ), решающая задачу (4) и являющаяся альтернативой использования ЛП.

Авторами [7] предлагается также графтовка СДУ как искусственной нейронной сети (ИНС), что позволяет (теоретически) говорить о высокой скорости решения задачи (4). Скорость достигается за счет свойства широкого распараллеливания ИНС. Другие свойства ИНС (например, обучаемость) не применяются. На практике, для повышения скорости анализа за счет использования ИНС, необходимо реализовать эту ИНС в виде, позволяющем достичь реального распараллеливания (скажем, используя ПЛИС). Такое решение имеет ряд недостатков. В частности, реализованная ИНС будет использовать базис фиксированного размера т.е. фиксированной разрешающей способности. При необходимости изменить разрешающую способность придется переделывать ИНС.

Более гибким решением является использование модели ИНС, реализованной на ПЭВМ. Однако, так как в ПЭВМ используется небольшое количество процессоров (в большинстве случаев – один), то нельзя достичь реального большого параллелизма вычислений. При наличии одного процессора вообще о параллельности вычислений говорить не приходится, так как эта параллельность смоделирована за счет средств операционной системы или за счет других программных средств. В этом случае скорость анализа будет намного ниже, чем при реализации ИНС на ПЛИС, даже с учетом все возрастающих частот ядра процессора.

В качестве альтернативы описанным выше решениям предлагается прямое численное решение СДУ. Положительными сторонами такого решения являются:

- Повышение скорости анализа, по сравнению с моделью ИНС, за счет отказа от моделирования параллельности вычислений, а значит, отказа от издержек на синхронизацию нескольких параллельных процессов.
- Возможность создания многоцелевой функции анализа, позволяющей, без существенных изменений, анализировать сигналы различной длины и в разных базисах.

Выбор численного метода решения СДУ

Существует несколько численных методов решения дифференциальных уравнений (ДУ) и систем ДУ (СДУ) [8]. Среди них метод Эйлера, метод Рунге-Кутты и др.

Метод Эйлера наиболее прост в реализации и достаточно быстр, но имеет сравнительно низкую точность. Методы Рунге-Кутты более точны, но более ресурсоемки, и чем больше порядок метода, тем большую точность они обеспечивают, при больших затратах времени.

Постановка задачи для решения ДУ (задача Коши) выглядит следующим образом. Найти такую функцию $y = f(x)$ на интервале $[a, b]$, которая удовлетворяет дифференциальному уравнению

$$y' = f(x, y), \quad a \leq x \leq b$$

и начальному условию

$$y(x_0) = y_0, \quad x_0 = a.$$

В нашем случае, однако, постановка задачи существенно отличается. Необходимо найти значение функции в конечной точке интервала $[a, b]$. Значения в промежуточных точках в общем случае неважны. Значение в точке b – это и есть требуемое нам разложение. Начальную точку a можно положить равной 0. Значение искомой функции в данной точке также можно положить равным 0. Проблема в том, что неизвестна конечная точка b . Эта точка соответствует установлению СДУ и стремится в бесконечность. Ограничивая ее значение некоторой реальной величиной, мы привносим некоторую ошибку в решение.

В связи со спецификой постановки задачи для решения СДУ в качестве основы предлагается выбрать достаточно простой и быстрый метод Эйлера. Данный метод модифицирован и обобщен на случай СДУ.

Для определения достижения конечной точки b предлагается использовать критерий установившегося режима $\xi()$. Критерий должен обеспечивать оценку ошибки полученного решения за счет ограничения b конечной величиной.

С учетом сказанного запишем предлагаемый алгоритм решения СДУ. При этом обозначим СДУ как

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = F_1(x, y, A, s) \\ \frac{dy}{dt} = F_2(x, y, A, s) \end{cases}$$

Здесь переменные x, dx, y, dy, s – суть векторы размерности N, N, M, M, M соответственно, где N – количество базисных элементов, а M – длина сигнала. A – матрица ИЗБ размерности $N \times M$ элементов.

Алгоритм

На входе алгоритма должны быть заданы сигнал s , ИЗБ A , точность tol , и максимальное количество итераций $maxIter$ (для того, чтобы ограничить время работы известной величиной).

```
double x[N], y[M], dx[N], dy[M]
int i = 0;
while (i < maxIter ||  $\xi()$  > tol) {
    dx =  $F_1(x, y, A, s)dt$ ;
    x = x + dx;
    dy =  $F_2(x, y, A, s)dt$ ;
    y = y + dy;
    i = i + 1;
}
```

На выходе из алгоритма вектор x содержит искомое разложение сигнала.

Для корректной работы алгоритма необходимо реализовать критерий $\xi()$ и выбрать шаг dt . Зависимость от dt приведена на рис. 1. Видно, что при увеличении dt (рис. 1б) в решении появляются колебания относительно правильного решения. При дальнейшем увеличении dt колебания возрастают, и в итоге система расходится (рис. 1в).

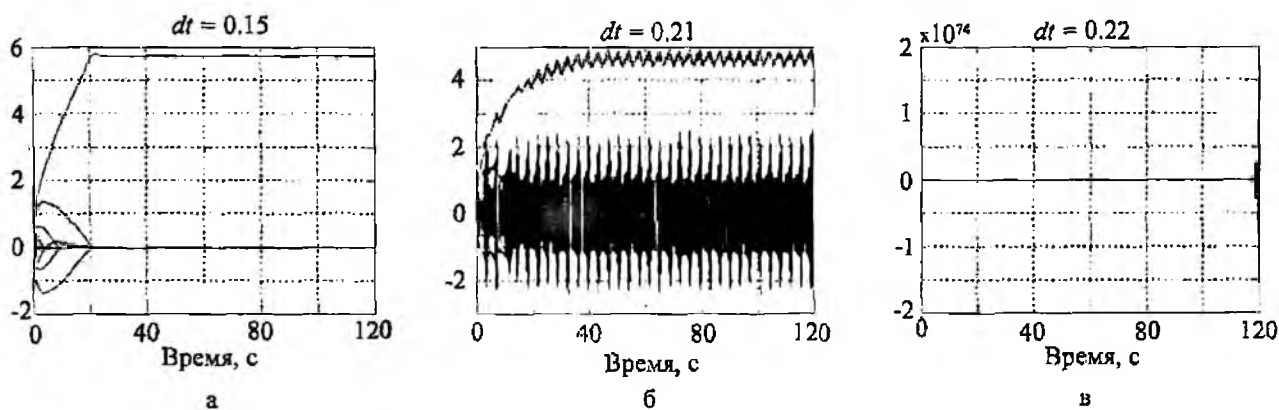


Рис. 1

Таким образом, dt надо выбирать экспериментально. Его значение зависит от размера базиса: чем больше базис, тем меньше dt . Например, при базисе из 304 элементов и длине сигнала, равной 64 отсчетам, dt надо брать не больше 0.16.

Критерий $\xi()$ должен удовлетворять нескольким требованиям:

- Вычислительная простота. Вычисление критерия не должно сказываться на общей производительности алгоритма.

- Критерий должен обладать физической интерпретируемостью.

Проведенные эксперименты показали, что скорость анализа при использовании предложенного метода повышается приблизительно на порядок по сравнению с использованием модели ИНС.

Выводы

Рассмотрен метод разложения сигнала в избыточном базисе, позволяющий получить максимально разреженное представление.

Предложено усовершенствование реализации данного метода, заключающееся в численном решении СДУ. Показано отличие используемого численного метода от применяемых в общем случае численных методов решения ДУ и СДУ.

Сформулированы требования к критерию установившегося режима, который является составной частью предложенного численного метода. Выбор и реализация данного критерия является предметом дальнейших исследований.

Список литературы: 1. *Hlawatsch, F., and Boudreux-Bartels, G. F.* Linear and Quadratic Time-Frequency Representations // *IEEE Signal Processing Magazine*, V. 9, (4), Apr 1992. 2. *Daubechies I.* Ten Lectures on Wavelets. Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, PA, USA, 1992. 3. *Mallat S. and Zhang Z.* Matching pursuit with time-frequency dictionaries. *IEEE Trans. on Signal Processing*, Dec 1993. 4. *Coifman R.R. and Wickerhauser M.V.* Entropy-based algorithms for best-basis selection. *IEEE Transaction on Information Theory*, v. 38, P. 713-718, 1992. 5. *Chen S. S., Donoho D. L., Saunders M. A.* Atomic decomposition by basis pursuit. *SIAM Journal of Scientific Computing*, 20(1):33–61, 1998. 6. *Taxa X.A.* Введение в исследование операций. 6-е изд. / Пер. с англ. М.: Издательский дом "Вильямс", 2001. 912 с. 7. *Wang Z.S., Cheung J.Y., Xia Y.S., and Chen J.D.Z.* Minimum Fuel Neural Networks and Their Application to Overcomplete Signal Representation // *IEEE Trans. Circuits. Syst.* V. 47. P 1146-1159, August 2000. 8. *Бахвалов Н.С.* Численные методы (анализ, алгебра, обыкновенные дифференциальные уравнения). М.: Гл. ред. физ.-мат. лит. изд-ва "Наука", 1973

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 25.11.2004

И.В. ГРЕБЕННИК, канд. физ.-мат. наук, Л.Г. ЕВСЕЕВА, канд. физ.-мат. наук,
Т.Е. РОМАНОВА, д-р. техн. наук

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЙ n -МЕРНЫХ ШАРОВ В ИНТЕРВАЛЬНЫХ ПРОСТРАНСТВАХ

Введение

При построении математических моделей задач компоновки объектов в сложных технических системах возникает необходимость учета погрешностей параметров размещения и метрических характеристик объектов, которые имеют различные пространственные формы. Задачи такого класса возникают при разработке радиотехнических устройств и систем, систем контроля параметров в заданной области. При моделировании и решении указанных задач используются методы геометрического проектирования [1]. Учет погрешностей в задачах компоновки, размещения, упаковки осуществляется на основе применения моделей и методов интервального анализа [2,3] в геометрическом проектировании.

Основой построения математических моделей задач геометрического проектирования является описание взаимодействий базовых геометрических объектов в аналитическом виде, что позволяет представить задачу геометрического проектирования как задачу математического программирования. Метод Φ -функций [4] дает возможность описать область допустимых решений в виде структуры (системы) линейных (нелинейных) неравенств. При построении и исследовании математических моделей таких задач с учетом погрешностей в интервальных пространствах [5] центральным вопросом является понятие интервального n -мерного шара и интервальной Φ -функции. Кроме того, в настоящее время является актуальной задача размещения многомерных геометрических объектов в n -мерных евклидовых и интервальных пространствах. Для этого необходимо определить ряд понятий, используя элементы теории многомерной геометрии [6] и интервального анализа.

С этой целью рассматриваются геометрические объекты n -мерных интервальных пространств как математические модели геометрических объектов евклидова пространства R^n с учетом погрешностей исходных данных.

Целью настоящей статьи является построение и исследование n -мерного шара и окрестности точки в n -мерном интервальном пространстве.

Постановка задачи

Пусть S – n -мерный шар в пространстве R^n . Обозначим $S(u_0) = \{p \in R^n : p = u_0 + t, t \in S\}$ – n -мерный шар, заданный в собственной системе координат Ox_1, x_2, \dots, x_n и транспонированный на вектор u_0 , где $u_0 = (x_1^0, x_2^0, \dots, x_n^0)$. Параметры $r \in R^+$, u_0 заданы с погрешностями $v_r \in R^+$, $v_{x_1}^0, v_{x_2}^0, \dots, v_{x_n}^0 \in R^1$ соответственно.

Необходимо построить математическую модель n -мерного шара с учетом погрешностей исходных данных в интервальном пространстве $I^n R$ [7].

Рассмотрим интервальное пространство $I^n R = \underbrace{I_1 R \times I_2 R \times \dots \times I_n R}_n$, где $I_j R$ – пространство центрированных интервалов [2,3],

$$\rho(U_1, U_2) = \sqrt{\sum_{j=1}^n \rho^2(\langle X_j^1 \rangle, \langle X_j^2 \rangle)} \in R^1 \quad (1)$$

метрика в пространстве $I^n R$ [7], здесь

$$\rho(\langle A \rangle, \langle B \rangle) = \sqrt{(a-b)^2 + (v_a - v_b)^2} \in R^1 \text{ – евклидова метрика, заданная в пространстве } I_1 R.$$

$$\langle A \rangle = \langle a, v_a \rangle \in I_s \mathbf{R}, \quad \langle B \rangle = \langle b, v_b \rangle \in I_s \mathbf{R}, \quad U_i = (\langle X'_1 \rangle, \langle X'_2 \rangle, \dots, \langle X'_n \rangle) \in I'_n \mathbf{R}, \quad \langle X'_j \rangle = \langle x'_j, v'_{x_j} \rangle$$

$$\forall j \in J_n, i = 1, 2, J_n = \{1, 2, \dots, n\}.$$

Зададим биекцию между исходными данными и элементами пространства $I_s \mathbf{R}$ в виде

$$(r, v_r) \leftrightarrow \langle r, v_r \rangle = \langle R \rangle \in I_s \mathbf{R}, \quad (x_j^0, v_{x_j^0}) \leftrightarrow \langle x_j^0, v_{x_j^0} \rangle = \langle X_j^0 \rangle \in I_s \mathbf{R}, \quad j = 1, 2, \dots, n.$$

Определение 1. Точки $U_i \in I'_n \mathbf{R}$, $i = 1, 2$, назовем равноудаленными от некоторой точки $U_0 \in I'_n \mathbf{R}$, если выполняется условие $\rho(U_1, U_0) = \rho(U_2, U_0)$.

Определение 2. Интервальной гиперсферой Q радиуса $\langle R \rangle$ с центром в точке $U_0 = (\langle X_1^0 \rangle, \langle X_2^0 \rangle, \dots, \langle X_n^0 \rangle) \in I'_n \mathbf{R}$ в пространстве $I'_n \mathbf{R}$ назовем множество точек $U \in I'_n \mathbf{R}$, равноудаленных от точки U_0 на расстояние $R = e(\langle R \rangle) = \sqrt{r^2 + v_r^2} = \rho(U, U_0)$, здесь отображение $e: (I_s \mathbf{R}, \rho) \rightarrow R^1$ [7], $\langle X_j^0 \rangle = \langle x_j^0, v_{x_j^0} \rangle \in I_s \mathbf{R}$.

Введем функции, заданные в пространстве $I'_n \mathbf{R}$:

$$\chi(U) = \rho(U, U_0) - R, \quad \chi'(U) = \rho^2(U, U_0) - R^2,$$

где $U, U_0 \in I'_n \mathbf{R}$, а U_0 и $\langle R \rangle$ - соответственно, центр и радиус интервальной гиперсферы Q .

Тогда уравнение интервальной сферы Q в пространстве $I'_n \mathbf{R}$ может быть представлено в виде

$$\chi(U) = 0 \quad (2)$$

или

$$\chi'(U) = 0. \quad (3)$$

Таким образом, $Q = \{U \in I'_n \mathbf{R} \mid \chi(U) = 0\}$ или $Q = \{U \in I'_n \mathbf{R} \mid \chi'(U) = 0\}$.

Заметим, что уравнения (2) и (3) эквивалентны. Действительно, множества решений уравнений $\rho(U, U_0) - R = 0$ и $\rho^2(U, U_0) - R^2 = 0$ совпадают, так как с учетом соотношения (1), получим:

$$\sqrt{\sum_{j=1}^n (x_j^2 - x_j^1)^2 + \sum_{j=1}^n (v_{x_j^2} - v_{x_j^1})^2} - R = 0 \quad \text{и} \quad \sum_{j=1}^n (x_j^2 - x_j^1)^2 + \sum_{j=1}^n (v_{x_j^2} - v_{x_j^1})^2 - R^2 = 0,$$

множества решений которых совпадают.

Очевидно, в идеализированном случае, когда все погрешности равны нулю, в пространстве $R^n \subset I'_n \mathbf{R}$ уравнения (2) и (3) совпадают с уравнением сферы радиуса $r \in R^1$ и центром в точке $u_0 = (x_1^0, x_2^0, \dots, x_n^0) \in R^n$.

Определение 3. Открытым интервальным n -мерным шаром $\hat{S} \subset I'_n \mathbf{R}$, радиуса R с центром в точке U_0 назовем множество точек $U \in I'_n \mathbf{R}$, удовлетворяющих неравенству

$$\chi(U) < 0 \quad (4)$$

или

$$\chi'(U) < 0. \quad (5)$$

Иначе, $\hat{S} = \{U \in I'_n \mathbf{R} \mid \chi(U) < 0\}$ и $\hat{S} = \{U \in I'_n \mathbf{R} \mid \chi'(U) < 0\}$.

Заметим, что неравенства (4) и (5) эквивалентны. Доказательство аналогично доказательству утверждения 1.

В этом случае справедливо соотношение

$$\hat{S} = \text{int } S,$$

где $\text{int } M$ – топологическая внутренность [8] множества M .

В пространстве $I_x^n \mathbf{R}$ рассмотрим понятие E -окрестности точки $U_0 \in I_x^n \mathbf{R}$.

Пусть $\langle E \rangle = \langle \varepsilon, \nu_\varepsilon \rangle \in I_x \mathbf{R}$, где ε – радиус шара с центром в точке $u_0 \in R^n$, ν_ε – погрешность радиуса шара в пространстве R^n . Тогда $E = e(\langle E \rangle) = \sqrt{\varepsilon^2 + \nu_\varepsilon^2}$.

Определение 4. E -окрестностью точки U_0 в пространстве $I_x^n \mathbf{R}$ назовем открытый n -мерный интервальный шар $\mathbf{B}(E, U_0)$ радиуса E с центром в точке U_0 .

Иначе, $\mathbf{B}(E, U_0) = \{U \in I_x^n \mathbf{R} \mid \rho(U, U_0) \leq E\}$, или $\mathbf{B}(E, U_0) = \{U \in I_x^n \mathbf{R} \mid \rho^2(U, U_0) \leq E^2\}$.

Определение 5. Интервальным n -мерным шаром $S \subset I_x^n \mathbf{R}$ радиуса R с центром в точке U_0 назовем множество точек $U \in I_x^n \mathbf{R}$, удовлетворяющих неравенству

$$\chi(U) \leq 0 \quad (6)$$

или

$$\chi'(U) \leq 0. \quad (7)$$

Отметим, что неравенства (6) и (7) эквивалентны.

Иначе, $S = \{U \in I_x^n \mathbf{R} \mid \chi(U) \leq 0\}$ и $S = \{U \in I_x^n \mathbf{R} \mid \chi'(U) \leq 0\}$.

Имеют место следующие соотношения $S = cl S$, $Q = fr S$, где $cl S$ и $fr S$ – соответственно топологическое замыкание [8] и граница множества S .

В частности, в пространстве $I_x^n \mathbf{R}$ [9], уравнение (3) определяет интервальную окружность радиуса R с центром в точке $U_0 = (\langle X_0 \rangle, \langle Y_0 \rangle)$, а выражение (7) – интервальный круг.

Пусть U – произвольная точка пространства $I_x^n \mathbf{R}$. Рассмотрим отображения $p_n : I_x^n \mathbf{R} \rightarrow R^n$ и $r_n : I_x^n \mathbf{R} \rightarrow R^n$ [7], такие, что

$$p_n(U) = (x_1, x_2, \dots, x_n) \in R^n, r_n(U) = (\nu_{x_1}, \nu_{x_2}, \dots, \nu_{x_n}) \in R^n. \quad (8)$$

Интервальное множество $G \subset I_x^n \mathbf{R}$ называется выпуклым [10], если его образы $G_p \subset R^n$, $G_r \subset R^n$ в евклидовом пространстве при отображениях (8) являются выпуклыми множествами.

Утверждение 1. n -мерный интервальный шар $S \subset I_x^n \mathbf{R}$ радиуса R с центром в точке U_0 является выпуклым интервальным множеством.

Доказательство. Пусть множества

$$S_1 = \{u \mid u \in R^n, u = p_n(U), \forall U \in S\} \text{ и } S_2 = \{v \mid v \in R^n, v = r_n(U), \forall U \in S\}$$

являются образами n -мерного интервального шара $S \subset I_x^n \mathbf{R}$ в евклидовом пространстве при отображениях (8). Покажем, что множества $S_1, S_2 \subset R^n$ являются выпуклыми. Действительно, исходя из (1), с учетом соотношений (8) получим множества

$$S_1 = \{u = (x_1, x_2, \dots, x_n) \in R^n \mid \sum_{i=1}^n (x_i - x_i^0)^2 \leq r^2, \forall U \in S\},$$

$$S_2 = \{v = (\nu_{x_1}, \nu_{x_2}, \dots, \nu_{x_n}) \in R^n \mid \sum_{k=1}^n (\nu_{x_k} - \nu_{x_k}^0)^2 \leq \nu_r^2, \forall U \in S\},$$

которые в евклидовом пространстве R^n являются выпуклыми множествами [11]. Тогда из выпуклости множеств $S_1, S_2 \in R^n$ в евклидовом пространстве следует выпуклость n -мерного интервального шара $S \subset I_x^n \mathbf{R}$ [10].

Для моделирования взаимодействий n -мерных объектов интервальных пространств распространим понятие Φ -функции, введенной для двумерных и трехмерных геометрических объектов [4], на n -мерный случай.

Рассмотрим объекты $T_i \subset I_s^n \mathbf{R}$, $i=1,2$, заданные метрическими характеристиками m_i и параметрами размещения U_i , $i=1,2$.

Определение. Непрерывная, всюду определенная интервальная функция $\Phi: I_s^{2n} \mathbf{R} \rightarrow I_s \mathbf{R}$ удовлетворяющая условиям

$$\begin{aligned} \Phi(U_1, U_2) &> \langle 0 \rangle, \text{ если } cl T_1 \cap cl T_2 = \emptyset, \\ \Phi(U_1, U_2) &< \langle 0 \rangle, \text{ если } int T_1 \cap int T_2 \neq \emptyset, \\ \Phi(U_1, U_2) &= \langle 0 \rangle, \text{ если } \begin{cases} int T_1 \cap int T_2 = \emptyset, \\ fr T_1 \cap fr T_2 \neq \emptyset, \end{cases} \end{aligned}$$

называется интервальной Φ -функцией объектов $T_1(U_1)$ и $T_2(U_2)$. Пусть имеются шары S_i радиусов R_i с центрами в точках $U_i = (\langle X'_1 \rangle, \langle X'_2 \rangle, \dots, \langle X'_n \rangle) \in I_s^n \mathbf{R}$, $i=1,2$. Построим интервальную Φ -функцию шаров S_1 и S_2 в интервальном пространстве $I_s^n \mathbf{R}$, используя подход, изложенный в [4]. Такая Φ -функция будет иметь следующий вид:

$$\Phi(U_1, U_2) = R - \rho(U_1, U_2), \quad (9)$$

где $R = R_1 + R_2$.

Нормализованная Φ -функция шаров S_1 и S_2 в интервальном пространстве $I_s^n \mathbf{R}$ примет вид

$$\tilde{\Phi}(U_1, U_2) = \rho^2(U_1, U_2) - R^2 \quad (10)$$

Таким образом, имея функции (9) и (10), можно описать условия непересечения шаров S_1 и S_2 в пространстве $I_s^n \mathbf{R}$ ($\Phi(U_1, U_2) > 0$), касания ($\Phi(U_1, U_2) = 0$), пересечения ($\Phi(U_1, U_2) < 0$).

Моделирование условий расположения шаров S_1 и S_2 на минимальном (ρ^-) и максимальном (ρ^+) допустимых расстояниях между ними описывается с помощью соотношения $\rho^- \leq \tilde{\Phi}(U_1, U_2) \leq \rho^+$, где расстояние между интервальными объектами T_1 и T_2 определяется как $d(T_1, T_2) = \min_{X_1 \in T_1, X_2 \in T_2} \rho(X_1, X_2)$.

Для построения аналитической модели отношения принадлежности $S_2 \subseteq S_1$ необходимо построить Φ -функции для объектов S_1^* и S_2 , где $S_1^* = int(I_s^n \mathbf{R} \setminus S_1) \cup fr S_1$. Эта функция имеет вид:

$$\Phi(U_1, U_2) = R - \rho(U_1, U_2),$$

где $R = R_1 - R_2$.

Для моделирования условий расположения объектов S_1^* и S_2 на минимальном (ρ^-) и максимальном (ρ^+) допустимых расстояниях между ними используется соотношение

$$\rho^- \leq \tilde{\Phi}(U_1, U_2) \leq \rho^+,$$

где $\tilde{\Phi}(U_1, U_2) = R^2 - \rho^2(U_1, U_2)$.

Выводы

Таким образом, в статье получены новые теоретические результаты, касающиеся построения интервальных моделей объектов в n -мерном интервальном пространстве и их взаимодействий.

Построены математические модели n -мерного шара в метрическом интервальном пространстве I_n^R . Доказано утверждение о выпуклости интервального шара в пространстве I_n^R . Введено понятие окрестности точки в пространстве I_n^R . На n -мерный случай распространено понятие Φ -функции, определенной для двумерных и трехмерных геометрических объектов. Для моделирования взаимодействий пар объектов S_1 и S_2 , S_1^* и S_2^* в интервальном пространстве построены Φ -функции и нормализованные Φ -функции.

Введенное в статье понятие n -мерного шара может быть использовано при моделировании и решении оптимизационных nD -задач размещения и покрытия объектов с учетом погрешностей исходных данных.

Список литературы: 1. Стоян Ю.Г., Яковлев С.В. Математические модели и оптимизационные методы геометрического проектирования. К.: Наук. думка, 1986. 267 с. 2. Стоян Ю.Г. Метрическое пространство централизованных интервалов // Доклады НАН Украины, А. 1996. №7. С.23-25. 3. Koucher E. Interval Analysis in the Extended Interval Space IR // Comp. Suppl. 1980, № 2. P. 33-49. 4. Стоян Ю. Φ -function of non-convex polygons with rotations // Journal of Mechanical Engineering, V. 6, No 1, 2003, p. 74-86. 5. Гребенник И.В., Романова Т.Е., Шеховцов С.Б. Классы интервальных комбинаторных оптимизационных задач геометрического проектирования // Искусственный интеллект. 2004. № 4. С. 321-327. 6. Ефимов Н.В., Розендорн Э.Р. Линейная алгебра и многомерная геометрия. М.: Наука, 1974. 544 с. 7. Романова Т.Е. Интервальное пространство I_n^R // Доклады НАН Украины. 2000. №9. С.36-41. 8. Kuratowski K. (1966) Topology. Volume 1, Academic press, New York and London, p.594. 9. Стоян Ю.Г. Интервальное пространство I_n^R . Интервальные уравнения // Доп. НАН України. 1998. №6. С.109-116. 10. Гребенник И.В., Евсеева Л.Г., Романова Т.Е. Интервальное выпуклое множество в пространстве I_n^R // Системи обробки інформації: Зб. наук. пр. Вип. 4(20). Харків: НАН України, ПАНМ, ХВУ, 2002. С. 255 - 261. 11. Колмогоров А.Н., Фомин С.В. Элементы теории функций и функционального анализа. М.: Наука, 1981. 542 с.

Харьковский национальный
университет радиотехники

Поступила в редколлегию 17.02.2005

ВЛИЯНИЕ СЛУЧАЙНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ РЕЗОНАТОРНОЙ СИСТЕМЫ НЕ π -ВИДНЫХ МАГНЕТРОНОВ НА ИХ ОСНОВНЫЕ КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Введение

Существующая потребность в высокоэффективных магнетронах миллиметрового диапазона (например, при создании радиолокационных систем различного назначения), привела к появлению магнетронов на пространственной гармонике, позволяющих генерировать импульсы в этом диапазоне длин волн.

Основным отличием принципа работы магнетронов данного вида является синхронизация потока электронов с первой обратной гармоникой не π -видной моды колебательной системы магнетрона, в то время как в «классических» π -видных магнетронах используется основная гармоника [1].

Режим работы магнетронов на пространственной гармонике позволяет получить ряд преимуществ. Например, более сильное разделение между рабочей и соседней модами, дающее возможность отказаться от использования в анодных системах связей (которые на высоких частотах могут вносить существенные потери), позволяя снизить значения постоянного магнитного поля и использовать более простые и компактные конструкции магнитных систем.

Однако использование такого режима работы сопряжено с рядом трудностей, обусловленных двукратной вырожденностью не π -видных видов колебаний. Поскольку анодная система магнетрона не симметрична (из-за наличия устройств вывода энергии и неточностей изготовления анодного блока), каждый вырожденный вид колебаний расщепляется на два невырожденных с очень близкими резонансными частотами – дублет. При этом одна из составляющих дублета сильно связана с нагрузкой, а другая – слабо. Близость собственных частот у двух компонент дублета приводит к их одновременному возбуждению, а слабая связь одной из компонент с нагрузкой приводит к снижению общего контурного КПД [2].

Поэтому проблема оптимизации связи с нагрузкой обеих составляющих дублета остается актуальной, и исследования по разработке методов улучшения выходных характеристик магнетрона продолжаются.

В [1] описывается способ увеличения связи с нагрузкой за счет использования двух отдельных устройств вывода энергии. В работе [3] предложен конструктивно более простой метод – повышение омических потерь ненагруженной составляющей дублета рабочего вида колебания за счет использования анодных систем с нарушенной симметрией. В [4] говорится о возможности управления контурным КПД колебательной системы магнетронов путем введения малых периодических неоднородностей в резонаторный блок.

Данная работа посвящена исследованию влияния случайных неоднородностей, обусловленных возможными неточностями изготовления резонаторных систем.

В работе приведена методика расчета холодных характеристик колебательных систем, основанная на использовании эквивалентной цепи с сосредоточенными параметрами. С помощью этой методики проведен анализ как возможности повышения контурного КПД путем внесения малых периодических неоднородностей, так и разброса холодных характеристик магнетронов, генерирующих на длинах волн 3 мм и 8 мм, связанного с неточностями изготовления анодных систем.

Методика расчета характеристик неоднородной колебательной системы

Предлагаемый метод расчета холодных характеристик основан на использовании эквивалентной цепи колебательной системы [5]. Правомериность использования этой методики объясняется тем, что разработчика магнетронных генераторов обычно интересует узкая полоса частот: рабочая мода и ее ближайший конкурент. Кроме того, для того чтобы не допус-

тить существенного уменьшения амплитуды рабочей пространственной гармоники поля, отклонение геометрии колебательной системы от симметричной должно быть малым. Таким образом, есть возможность использовать в расчете симметричную колебательную систему в качестве отправной точки.

Используемая эквивалентная цепь магнетрона имеет вид, аналогичный описанному в [4]. Каждый резонатор представляется в виде параллельного $L-C$ контура, а пространство взаимодействия – емкостями C' . Для моделирования вывода энергии и диссипации энергии на стенках колебательной системы эквивалентная цепь дополняется проводимостями G_i , включаемыми параллельно колебательным контурам, моделирующим анодные резонаторы. При этом проводимость G_i одного из резонаторов существенно превышает проводимости остальных, что моделирует вывод энергии (рис. 1).

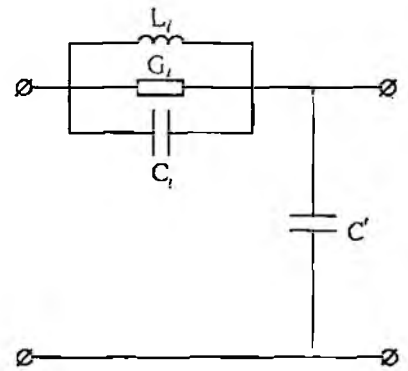


Рис. 1

Для определения собственных частот эквивалентной цепи необходимо решить систему уравнений Кирхгофа в виде

$$-\omega^2 CU + j\omega GU + L^{-1}U = 0, \quad (1)$$

где ω – частота. U – вектор комплексных амплитуд узловых напряжений, размерность которого равна числу резонаторов анодного блока N , j – мнимая единица. C , G , L^{-1} – матрицы размерности $N \times N$, описывающие емкости, проводимости и обратные индуктивности. Поскольку каждый из узлов эквивалентной цепи имеет непосредственную связь только с двумя соседними узлами, в матрицах C , G , L^{-1} ненулевыми являются только три диагонали:

$$\begin{aligned} C_{i,i} &= C' + C_i + C_{i-1} & L^{-1}_{i,i} &= 1/L_i + 1/L_{i-1} & G_{i,i} &= G_i + G_{i-1} \\ C_{i,i+1} &= -C_i & L^{-1}_{i,i+1} &= -1/L_i & G_{i,i+1} &= -G_i \\ C_{i,i-1} &= -C_{i-1} & L^{-1}_{i,i-1} &= -1/L_{i-1} & G_{i,i-1} &= -G_{i-1} \end{aligned}$$

Решение системы уравнений (1) существует только при выполнении условия

$$\det(-\omega^2 C + j\omega G + L^{-1}) = 0, \quad (2)$$

в соответствии с которым вычисляются собственные частоты и добротности эквивалентной цепи. Подставляя результат решения (2) в систему уравнений (1), находим комплексные амплитуды напряжения в узлах эквивалентной цепи, с использованием которых вычисляются контурные КПД собственных колебаний.

Анализ несимметричной колебательной системы начинается с подбора параметров эквивалентной цепи, соответствующих исходной, симметричной колебательной системе (далее – опорных значений параметров). Основными критериями подбора являются собственные частоты и добротности двух мод: рабочей и ближайшей к ней по частоте.

Затем вычисляются параметры, соответствующие несимметричной колебательной системе. Поскольку неоднородности геометрии предполагаются малыми, эквивалентные параметры для искаженной системы можно вычислить умножением опорных значений параметров на коэффициент изменения запасенной в анодном резонаторе энергии магнитной либо электрической составляющей:

$$L(\delta) = L_0 \cdot \frac{W_H^0}{W_H^\delta}, \quad C(\delta) = C_0 \cdot \frac{W_E^\delta}{W_E^0}. \quad (3)$$

Здесь $L(\delta)$, $C(\delta)$ – индуктивность и емкость; L_0 , C_0 – опорные значения индуктивности и емкости; W_H^0 , W_E^0 – средние значения энергий магнитного и электрического полей в неискаженном анодном резонаторе; W_H^δ , W_E^δ – средние значения энергий магнитного и электрического полей в анодном резонаторе, соответствующие измененной геометрии. При этом величины энергии вычисляются в соответствии с

$$W_E = \int_V |E|^2 dv \quad \text{и} \quad W_H = \int_V |H|^2 dv, \quad (4)$$

где E и H – распределения электрического и магнитного поля в резонаторе.

Рассмотрим выражения (3) и (4) на примере частного случая. Проведем анализ анодного блока с резонаторами секторного (лопаточного) типа, основные параметры которых приведены на рис.2. Рассматриваемое искажение представляет собой изменение глубины каждого i -го резонатора анодного блока (нумерация резонаторов выбрана таким образом, что нагруженный резонатор имеет номер 0) на некоторую величину δ_i , которая изменяется по закону

$$\delta_i = \delta_0 \sin(2\pi\chi i + \varphi), \quad (5)$$

где δ_0 – амплитуда возмущения, описывающая максимальное изменение глубины резонаторов; $\chi = n/N$ – некоторая константа, обуславливающая период вносимых в резонаторную систему искажений; n – любое целое число из интервала $0 \leq n \leq N/2$; $0 \leq \varphi \leq \pi/2$ – фаза возмущения, определяющая ориентацию искажения длины резонатора относительно нагруженного резонатора; N – число резонаторов в анодном блоке. Электро-

магнитное поле в таком резонаторе можно описать [5] так:

$$E(r) = E_0 \frac{Z_1(kb, kr)}{Z_1(kb, ka)}, \quad (6)$$

$$H(r) = j \frac{E_0}{\xi} \frac{Z_0(kb, kr)}{Z_1(kb, ka)}, \quad (7)$$

где $k = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ – волновое число (здесь ω – частота генерации, с μ_0 и ϵ_0 – магнитная и электрическая постоянные соответственно);

$\xi = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$ – волновое сопротивление свободного пространства;

a и b – параметры, описывающие геометрию анодного резонатора;

r – радиальная координата внутри резонаторного сектора; а $Z_0(kb, x)$ и $Z_1(kb, x)$ определены как

$$Z_0(kb, x) = N_1(kb)J_0(x) - N_0(x)J_1(kb), \quad (8)$$

$$Z_1(kb, x) = N_1(kb)J_1(x) - N_1(x)J_1(kb), \quad (9)$$

здесь N_0 , N_1 и J_0 , J_1 – функции Неймана и Бесселя нулевого и первого порядка соответственно.

Подставляя (6 – 9) в (3) и (4), получим эквивалентные параметры для несимметричной резонаторной системы в виде

$$L(\delta) = L_0 \cdot \frac{Z_1^2(kb', ka)}{Z_1^2(kb, ka)} \cdot \frac{b^2 Z_0^2(kb, kb) - a^2 (Z_0^2(kb, ka) + Z_1^2(kb, ka))}{b'^2 Z_0^2(kb', kb') - a^2 (Z_0^2(kb', ka) + Z_1^2(kb', ka))}; \quad (10)$$

$$C(\delta) = C_0 \cdot \frac{Z_1^2(kb, ka)}{Z_1^2(kb', ka)} \times$$

$$\times \frac{b'^2 k^2 Z_1^2(kb', kb') - a^2 k^2 (Z_1^2(kb', ka) + Z_1^2(kb', ka)) + Z_1^2(kb', ka)}{b^2 k^2 Z_1^2(kb, kb) - a^2 k^2 (Z_1^2(kb, ka) + Z_1^2(kb, ka)) + Z_1^2(kb, ka)}$$

где $Z_1'(x) = Z_0(x) - Z_1(x)/x$, а $b' = b + \delta$ – параметр, описывающий продольный размер резонаторов неоднородного анодного блока.

Поскольку вносимое искажение состоит исключительно в изменении глубин анодных резонаторов, величины емкостей сегмент-кагод C' остаются неизменными.

Теоретический анализ свойств колебательной системы магнетронов и его основные результаты

Постановка задачи. Описанная выше методика была применена для теоретического анализа возможности повышения связи ненагруженной компоненты дублета рабочей моды с нагрузкой в колебательной системе магнетронов, генерирующих на длинах волн 3 мм и 8 мм. При этом их рабочие частоты были 90,9 ГГц и 36,4 ГГц соответственно, а в качестве рабочего вида колебаний использовался $\pi/2 - 1$ вид.

Резонаторные системы магнетронов имели следующие характеристики (в скобках указаны параметры для магнетрона 8-мм диапазона): число резонаторов – 24 (16), радиус анода – 1,3 (2,25) мм, радиус катода – 0,775 (1,3) мм, осевая длина – 2 (6) мм, ширина анодных резонаторов – 0,24 (0,486) мм, глубина анодных резонаторов – 0,55 (1,385) мм.

Использовались следующие опорные значения параметров эквивалентной цепи для колебательной системы данного магнетрона:

Опорный параметр	Магнетрон с $\lambda = 3$ мм	Магнетрон с $\lambda = 8$ мм
L	$9,824 \cdot 10^{-11}$ Гн	$1,396 \cdot 10^{-10}$ Гн
C	$2,011 \cdot 10^{-14}$ Ф	$1,065 \cdot 10^{-13}$ Ф
C'	$1,649 \cdot 10^{-14}$ Ф	$3,803 \cdot 10^{-14}$ Ф
G_0	$1,000 \cdot 10^{-3}$ Ом ⁻¹	$2,466 \cdot 10^{-3}$ Ом ⁻¹
G_i	$5,476 \cdot 10^{-5}$ Ом ⁻¹	$6,194 \cdot 10^{-5}$ Ом ⁻¹

Здесь G_0 – проводимость нагруженного резонатора.

Для того чтобы обе компоненты дублета рабочего вида колебаний возбуждались одновременно и без конкуренции, необходимо чтобы частоты этих компонент были достаточно близки друг к другу. Чтобы избежать чрезмерного расщепления по частоте компонент дублета исследуемого типа колебаний или значительного снижения разделения по частоте между рабочим и соседним видами колебаний, необходимо правильно подобрать период вносимых неоднородностей χ . Проведенные численные исследования показали [4], что если период χ равен периоду пространственного распределения рабочего колебания, то эффекты сильного роста разности частот компонент дублета рабочего вида колебаний и существенного сближения частоты исследуемого типа колебания с частотами других колебаний не наблюдаются.

Так, с учетом сказанного выше, для магнетрона 3-мм диапазона $\chi = 5/24$, а для магнетрона с $\lambda = 8$ мм — $\chi = 3/16$. Максимальное изменение δ_0 было 22 и 18% от глубины резонатора симметричной системы, что составило 0,12 и 0,25 мм для магнетронов 3- и 8-мм диапазонов длин волн соответственно. Ограничением на выбор величины δ_0 является то, что для одновременного возбуждения обеих компонент дублета рабочего вида колебаний необходимо, чтобы частоты этих компонент были достаточно близки друг к другу, т.е. должно выполняться условие

$$\frac{f_1 - f_2}{f_1} < \frac{1}{Q_{\min}}, \quad (11)$$

где $f_{1,2}$ — частоты компонент дублета;

Q_{\min} — добротность компоненты дублета, у которой связь с нагрузкой выше.

Расчет показал, что при значениях δ_0 , которые превосходят указанные выше, условие (11) не выполняется, т.е. разность частот, нормированная на ширину полосы пропускания компоненты с меньшей добротностью, достаточно велика, а это влечет за собой нестабильную работу магнетрона, связанную с перескоками с одной моды на другую. Кроме этого, увеличение глубины резонаторов сопровождается уменьшением собственных частот колебательной системы. Так, изменение глубины резонаторов на рассматриваемую величину, приводит к существенному снижению частоты рабочего вида колебания по отношению к частоте рабочего вида симметричной резонаторной системы, относительная разность рассматриваемых частот составила 6 и 10% для магнетронов 3- и 8-мм диапазонов длин волн соответственно. Таким образом, видно, что дальнейшее увеличение амплитуды искажения глубины резонатора нецелесообразно.

Основные результаты. На рис. 3 представлена зависимость контурных КПД η от амплитуды вносимого искажения δ_0 для исследуемых магнетронов. Видно, что на значения η существенно влияет фаза вносимого искажения φ .

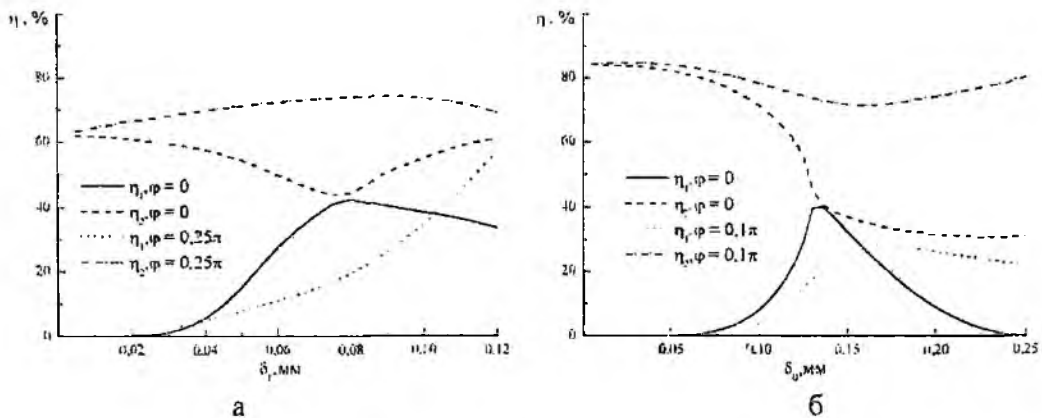


Рис.3

Так, для магнетрона 3-мм диапазона (рис.3а) при фазе $\varphi = 0$ отмечается быстрый спад контурного КПД одной компоненты дублета рабочего вида колебаний и рост контурного КПД другой составляющей. При $\delta_0 = 0.075$ мм обе компоненты дублета рабочего вида имеют равную связь с нагрузкой и близкие частоты, но контурный КПД обеих компонент при этом невелик ($\approx 43\%$). В случае $\varphi = 0,25\pi$ наблюдается медленный рост контурных КПД обеих компонент, при $\delta_0 \approx 0,09$ мм η низкодобротной компоненты достигает максимального значения ($\approx 70\%$), но КПД высокодобротной моды остается достаточно низким ($\approx 22\%$).

а при $\delta_0 = 0,12$ мм η высокочастотной составляющей достигает максимального значения ($\approx 55\%$). КПД низкочастотной снижается до 66%.

Подобные явления отмечаются и в магнетроне 8-мм диапазона (рис.36). При фазе $\varphi = 0$ с ростом δ_0 отмечается резкое изменение контурного КПД обеих составляющих дублета, которое приводит к повышению КПД высокочастотной компоненты до 40,2% и снижению КПД низкочастотной до 41,2%, создавая практически равную связь этих компонент с нагрузкой. Иная картина отмечается при фазе искажения $\varphi = 0,1\pi$. В этом случае контурный КПД высокочастотной моды растет до 28%, не вызывая существенного падения контурного КПД второй компоненты. Следовательно, при работе на несимметричной колебательной системе с параметрами периодических неоднородностей $\varphi = 0,1\pi$ и δ_0 от 0,155 до 0,185 мм следует ожидать более высокого общего контурного КПД, чем при использовании неискаженной колебательной системе.

Таким образом, видно, что, подбирая значения φ и δ_0 , можно добиться повышения или снижения общего контурного КПД за счет улучшения связи с нагрузкой обеих компонент дублета рабочего вида колесания. Однако чтобы уточнить полученные результаты и говорить о возможности повышения эффективности использования свойств резонаторной системы и улучшения выходных характеристик магнетрона, необходимо провести моделирование электронно-волнового взаимодействия с использованием самосогласованной модели работы магнетрона [6 – 8].

Оценка влияния случайных неоднородностей

Следует отметить, что наряду с вносимыми слабыми периодическими неоднородностями, в колебательной системе магнетрона возможны и случайные неоднородности, связанные, например, с неточностью изготовления анодного блока, вызывающие изменение холодных характеристик магнетрона.

В данной работе проведена оценка влияния малых случайных изменений глубины резонаторов на основные колебательные характеристики магнетрона с целью определения устойчивости описанных выше результатов к возможным погрешностям изготовления анодных блоков.

Итак, при наличии случайных неоднородностей продольный размер каждого резонатора изменится на некоторую величину, равную сумме величин вносимого периодического и случайного искажений. В предположении, что случайные неоднородности подчиняются распределению Гаусса с различными дисперсиями σ , проведен статистический анализ влияния этих неоднородностей на частоту и контурный КПД магнетрона.

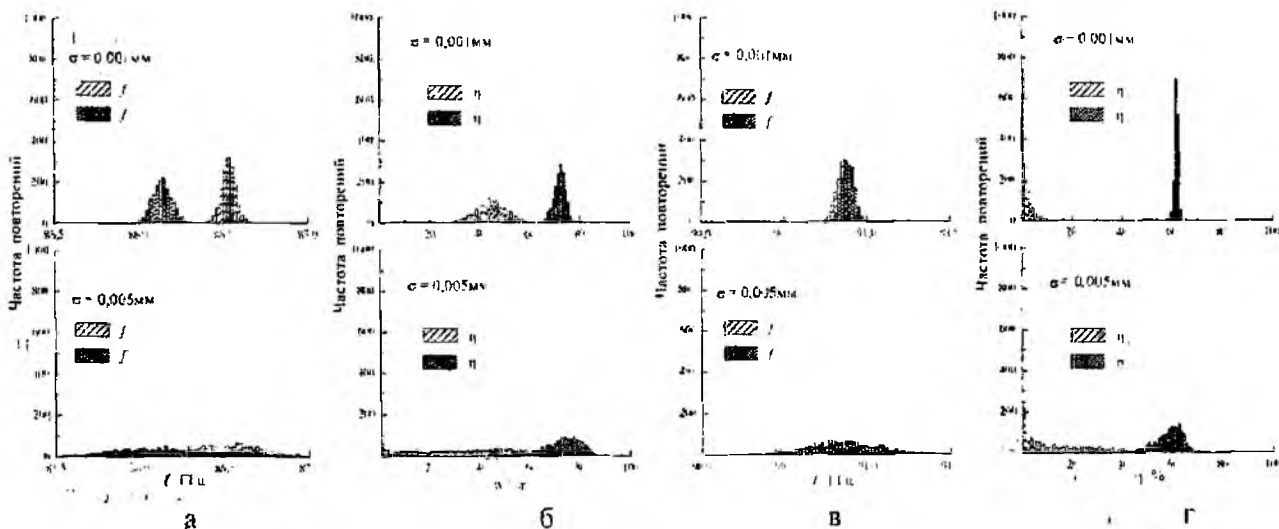


Рис. 4

Основные его результаты представлены на рис.4 и 5 для магнетронов 3- и 8-мм диапазонов длин волн соответственно. На рис.4 (а, б) приведены гистограммы распределения частот и контурных КПД обеих составляющих дублета рабочего вида колебания магнетрона с длиной волны генерации 3 мм при малых дисперсиях случайных величин (0,001 и 0,005 мм) в случае наличия периодических неоднородностей с $\delta_0 = 0,11$ мм и $\varphi = 0,25\pi$.

При $\sigma = 0,001$ мм средние значения частот и контурных КПД практически совпадают со значениями, полученными при отсутствии случайных искажений ($f_1 = 86,53$ ГГц, $f_2 = 86,14$ ГГц, $\eta_1 = 45\%$, $\eta_2 = 72\%$). Увеличение дисперсии до 0,005 мм приводит к существенному изменению формы распределения рассматриваемых характеристик: разброс частот и контурных КПД увеличивается, приводя к квазиравномерному их распределению. При этом средние значения контурных КПД составляют $\eta_1 = 32\%$ и $\eta_2 = 73\%$.

Для сравнения, на рис.4 (в, г) приведены гистограммы распределений колебательных характеристик магнетрона, в котором резонаторы анодного блока имели только случайные искажения. В этом случае также наблюдалось изменение средних величин контурного КПД: при отсутствии искажений $\eta_1 = 0\%$, $\eta_2 = 62\%$; при $\sigma = 0,001$ мм $\eta_1 = 2\%$, $\eta_2 = 62\%$; при $\sigma = 0,005$ мм $\eta_1 = 14\%$, $\eta_2 = 58\%$. Таким образом, эффект увеличения контурного КПД за счет внесения намеренных искажений геометрии колебательной системы сохраняется даже при наличии случайных искажений, обусловленных несовершенством технологии изготовления колебательной системы.

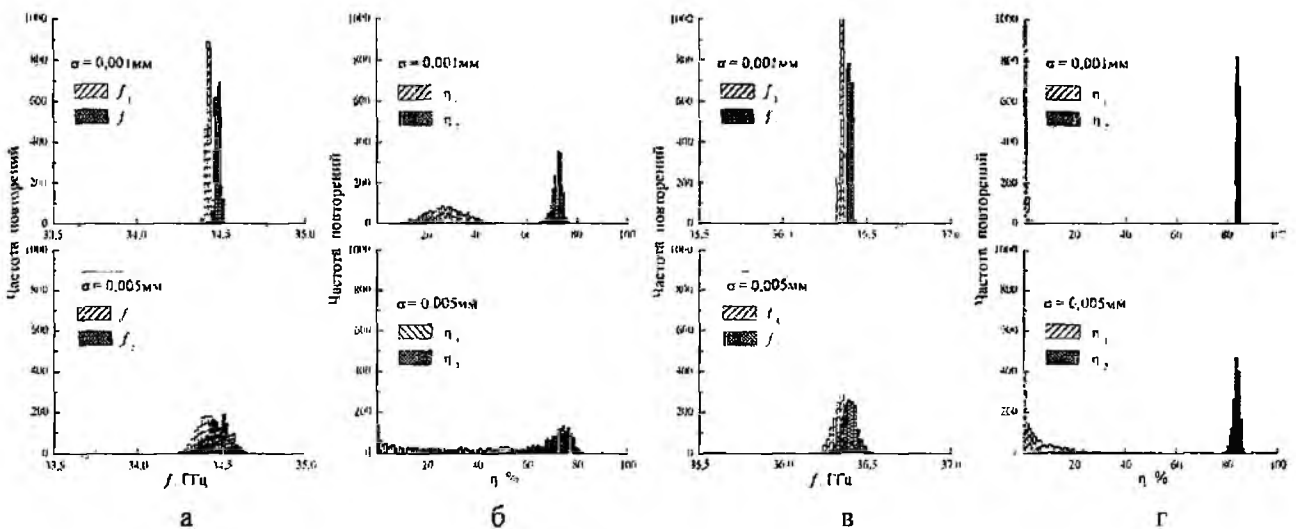


Рис. 5

Аналогичные данные получены в результате статистического анализа устойчивости к возможным случайным неоднородностям колебательных характеристик магнетрона 8-мм диапазона длин волн. На рис.5 (а, б) представлены гистограммы распределений частот и контурных КПД колебательной системы, имеющей как периодическое изменение глубины резонаторов с $\delta_0 = 0,18$ мм и $\varphi = 0,1\pi$, так и случайные малые неоднородности с дисперсией 0,001 и 0,005 мм. Как и в предыдущем случае, для сравнения и подтверждения результатов, на рис.5 (в, г) приведены гистограммы распределений рассматриваемых характеристик для однородной резонаторной системы с малыми случайными неоднородностями. Как видно из приведенных гистограмм, случайные неоднородности с дисперсией 0,001 мм незначительно влияют на средние значения колебательных характеристик.

Таким образом, на основе проведенного статистического анализа можно сделать вывод о том, что эффект повышения общего контурного КПД колебательных систем для магнетронов с длиной волны генерации 3 и 8 мм достаточно устойчив к малым случайным неоднородностям, и наблюдается в случаях, когда дисперсия величин этих искажений не превышает 0,001 мм.

Заключенне

В работе приведена методика расчета колебательных характеристик магнетрона, основанная на анализе собственных комплексных частот эквивалентной цепи резонаторной системы магнетрона. Данный метод позволяет существенно сократить время расчета собственных частот, что особенно важно в случае необходимости определения оптимальных параметров колебательной системы или оценки статистических распределений холодных характеристик.

Представлены результаты теоретического анализа оптимизации связи с нагрузкой высокочастотной компоненты дублета рабочей моды в колебательной системе магнетронов 3- и 8-мм диапазонов длин волн. Проведен статистический анализ устойчивости эффекта увеличения контурного КПД по отношению к случайным слабым неоднородностям, возникающим в процессе изготовления анодного блока магнетронов.

Также следует отметить, что данный подход может быть использован для проведения анализа колебательных систем других СВЧ приборов, в основном тех, что имеют замедляющую систему типа гребенка.

Список литературы: 1. *Электроника и радиофизика миллиметровых и субмиллиметровых радиоволн* / Под ред. А. Ю. Усикова. Киев: Наук. думка, 1986. 350 с. 2. *Ковалев Ю. А., Масленников Ю. В.* О взаимодействии электронного потока с вырожденными модами колебательной системы магнетрона // *Электронная техника. Сер. I.* 1969. N10. С. 28–33. 3. *Гурко А.А.* Оценка возможности повышения КПД магнетронов мм диапазона с использованием не π -видных колсангий // *Радиофизика и радиоастрономия.* 2000. Т.05, №1. С.86–88. 4. *Фурсова Е.В., Ваврив Д.М., Сосницький С.В.* Управление контурным КПД не π -видных магнетронов внесением неоднородностей в колебательную систему // *Радиофизика и радиоастрономия.* 2004. Т.09, №3. С.324–330. 5. *Магнетроны сантиметрового диапазона.* Т.1. / Пер. под ред. С.А. Зусмановского. М.: Сов. радио, 1950. 420 с. 6. *Ваврив Д.М., Сосницький С.В.* Нестационарная теория магнетронов на пространственной гармонике с холодным катодом // *Радиофизика и радиоастрономия.* 2001. Т.06, №1. С.131–141. 7. *Sosnytskyi S. V., Vavriv D. M.* Theory of the Spatial-Harmonic Magnetron: An Equivalent Network Approach // *IEEE Transactions on Plasma Science.* 2002. Vol. 30, No. 3, PP. 984–992. 8. *Schunemann K., Sosnytskyi S. V., and Vavriv D. M.* Self-consistent simulation of the spatial-harmonic magnetron with cold secondary-emission cathode // *IEEE Transactions on Electron Devices.* 2001. Vol. 48, No. 5. PP. 993–998.

*Радиоастрономический
институт НАН Украины*

Поступила в редакцию 11.01.2005

И.Е. АНТИПОВ, канд. техн. наук, В.В. БАВЫКИНА, канд. техн. наук,
Ю.А. КОВАЛЬ, д-р. техн. наук, Г.В. НЕСТЕРЕНКО, канд. техн. наук

АНАЛИЗ ЭЛЕМЕНТОВ ТВ СИГНАЛА ДЛЯ ИХ ПРИМЕНЕНИЯ В ПОЛУАКТИВНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

Благодаря полуактивной радиолокации возможно получение обширной информации о метеорном радиоканале. В частности, это численность метеорных следов, коэффициент заполнения канала, а также положение метеорного следа в пространстве и скорость его перемещения под воздействием ветра. При благоприятных обстоятельствах возможно также определение скорости частицы, вызвавшей метеорный след и ряд его физических характеристик.

В работах [1, 2] рассматривается возможность использования в качестве источников сигнала для полуактивной радиолокации мощных телевизионных передатчиков, работающих на 1 и 2 частотных каналах. При постановке задач исследования, проектировании аппаратуры и планировании эксперимента следует помнить, что при полуактивной радиолокации мы имеем дело с "чужим" сигналом, характеристики которого известны лишь в той мере, в какой соблюдаются требования соответствующих нормативных документов.

В продолжение названных работ в данной статье рассмотрим, для каких целей могут быть использованы те или иные элементы ТВ сигнала, насколько критичны измерения к стабильности их параметров, какие требования по стабильности предъявляются к ним согласно существующим нормативным документам.

Первоначально покажем более подробно, что представляет собой ТВ сигнал, и какие его элементы представляют наибольший интерес, но не с точки зрения передачи изображения и работы телевизионного приемника, а для полуактивной локации метеоров.

Начнем с несущей частоты изображения. Согласно требованиям ГОСТ Р 50890-96 допустимая нестабильность несущей частоты ТВ передатчика не должна превышать ± 100 Гц (в технических параметрах современных передатчиков указываются еще меньшие значения нестабильности: $\pm 30 \dots 50$ Гц), что при значении несущей 49,75 МГц (1 ТВ канал) соответствует относительной нестабильности $1 \cdot 10^{-6}$. Это позволяет осуществлять фазовые измерения пространственно разнесенными антеннами для определения направления на метеорный след с такой же погрешностью.

На рис. 1 представлена временная диаграмма ТВ сигнала на интервале строки изображения. Длительность строки, гасящего и синхронизирующих импульсов, значение уровней белого, черного и уровня синхроимпульса определены ГОСТ 7845-92. (Если особо не оговаривается, все численные характеристики ТВ сигнала, указываемые в тексте статьи и на рисунках, даны на основании этого ГОСТа.)



Рис. 1

Наиболее информативным из всех элементов, показанных на рис. 1, является частота строчной развертки, значение которой составляет $15625 \pm 0,016$ Гц, что также соответствует относительной нестабильности $1 \cdot 10^{-6}$. Информационная часть строки — непосредственно сигнал изображения — является сигналом случайным и практической ценности для полуактивной локации не представляет.

Непрерывность следования и достаточно высокая стабильность частоты сигналов строчной синхронизации позволяет использовать их в качестве вспомогательного параметра, например для устранения неопределенности измерений скорости ветра по эталонному сигналу частоты, о чем сказано ниже.

Строго нормируемая длительность строчного гасящего и синхронизирующего импульсов, а также их фронтов, которые подробно показаны на рис. 2, позволяет выявлять случаи многолучевого отражения. При образовании на следе двух (или более) отражающих точек, сигнал в пункт приема начинает поступать двумя (несколькими) путями с разным временем запаздывания. В результате наложения этих сигналов происходит искажение формы импульсов. По форме этих искажений можно определить относительное время запаздывания одного сигнала относительно другого.

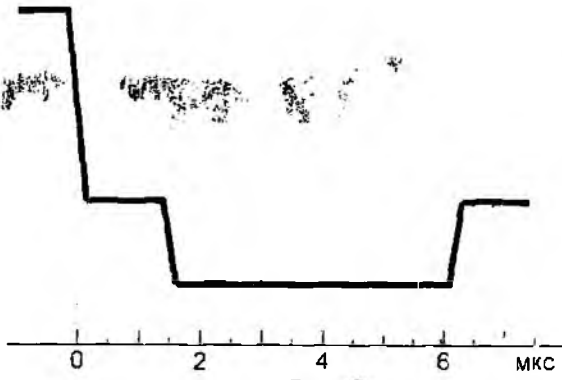


Рис. 2

Рассмотрим более подробно кадровый гасящий импульс (строки 623...23 в первом и 311...335 во втором поле). Представленная на рис. 3 временная диаграмма отображает гасящий импульс первого поля. Он содержит уравнивающие импульсы (строки 1...4), сигнал эталонного времени и частоты (строка 6), сигналы цветовой синхронизации (строки 7...15), измерительные, служебные и сигналы телеуправления 16...22, а также сигналы телетекста.

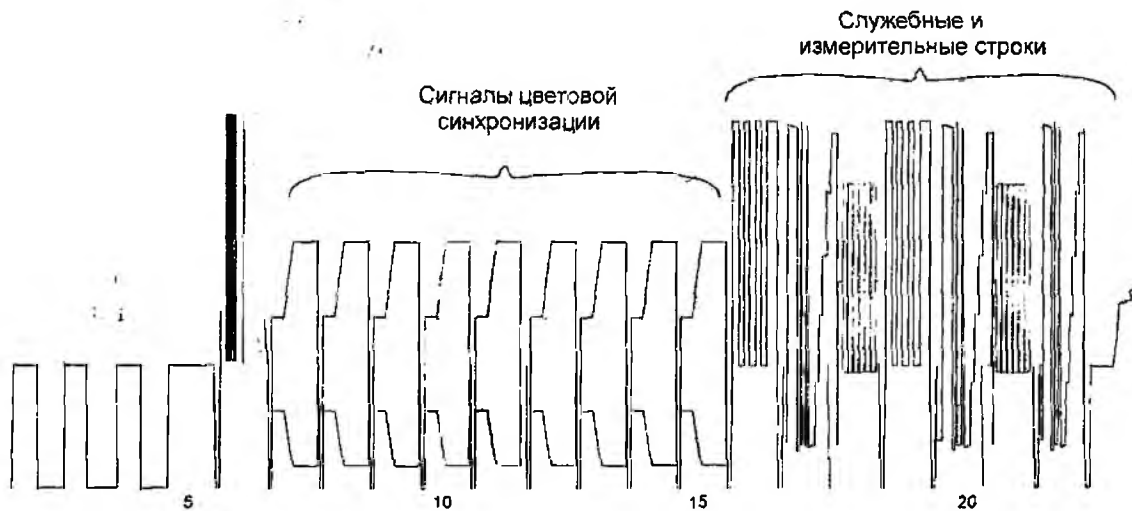


Рис. 3

Период следования кадровых гасящих импульсов составляет 20 мс, поэтому за время существования метеорного следа может быть принято до нескольких десятков этих строк, благодаря чему вероятность правильного распознавания содержащихся в них сигналов достаточно высока. Необходимо заметить, что за счет значительной корреляции сигналов изображения любых двух соседних полей, при визуальном рассмотрении осциллограммы в этом масштабе его периодичность можно наблюдать не только на интервале синхроимпульсов, но и на информационной части. На рис. 4 представлена осциллограмма ТВ сигнала Московского телецентра при его приеме на Научно-исследовательском полигоне ХНУРЭ. Прием этих сигналов при известном значении мощности ТВ передатчика дает возможность определять численность метеоров и коэффициент заполнения метеорного радиоканала.

Периодическое затухающее изменение амплитуды отраженного сигнала, которое происходит по мере последовательного «включения» в отражение различных зон Френеля на метеорном следе в процессе его формирования, описывается амплитудно-временной характеристикой (АВХ). Пример такой АВХ представлен на рис. 5. На основании информации,

извлекаемой из АВХ, полученной в нескольких пунктах наблюдения от одного метеорного следа (разнесенный прием), можно определить скорость метеорной частицы, вызвавшей данный след и ее радиант. Для регистрации и обработки АВХ также достаточно анализа принимаемого сигнала в масштабе полей.

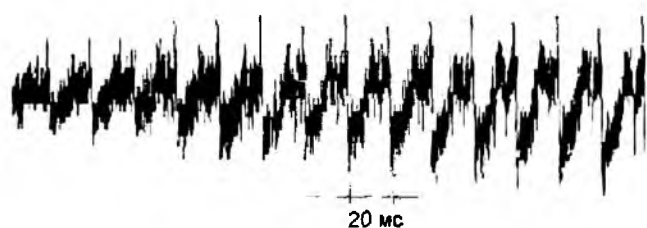


Рис. 4

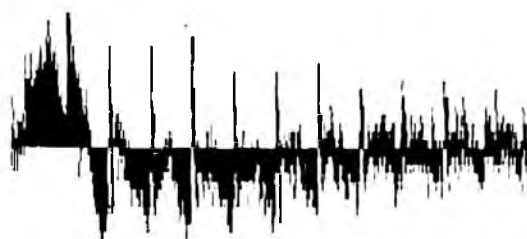


Рис. 5

Задача согласованной работы разнесенных приемных пунктов облегчается благодаря наличию в ТВ сигнале элементов, временное положение которых однозначно определено – кадровых и строчных синхроимпульсов.

Среди измерительных строк наибольший интерес представляют строки 18 и 21, в которые вводятся сигналы С1 и С2 для измерения амплитудно-частотной характеристики канала на дискретных частотах (рис. 6). Их можно использовать по прямому назначению – для измерения АЧХ метеорного радиоканала. Значению АЧХ будут соответствовать амплитуды сигналов, входящих в состав многочастотного пакета С2 по отношению к С1. Разумеется, прием в этом случае необходимо осуществлять широкополосным приемником, частотная характеристика которого известна.

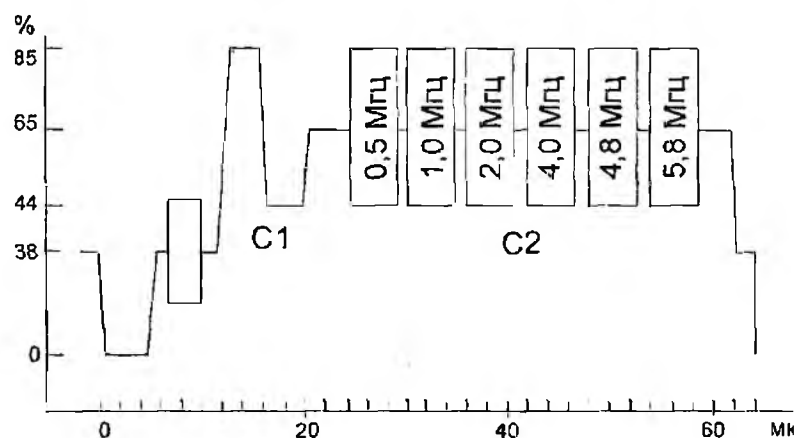


Рис. 6

Остальные измерительные и управляющие строки предназначены для измерения специфических характеристик телевизионных приемников и трактов передачи. Их прием по метеорному радиоканалу интереса не представляет. Сигналы цветовой синхронизации также не представляют существенного интереса, поскольку их частоты достаточно высокие (4756,25 и 3900,00 кГц), а требования к стабильности этих частот достаточно низкие: ± 18 кГц.

Код опознавания пунктов введения измерительных сигналов вводят в строки 16 и 19. Он состоит из четырех прямоугольных импульсов, длительность которых можно изменять в пределах 1...10 мкс дискретно через 1 мкс, что обеспечивает возможность идентификации до 10000 пунктов [3]. Их прием по метеорному радиоканалу позволяет определить передающий телецентр.

В шестой строке кадрового гасящего импульса передаются эталонные сигналы частоты и времени, содержащие эталонные сигналы частоты (ЭСЧ), времени (ЭСВ) и сигналы кода текущих значений времени (КТВ), показанные на рис. 7. Для передачи ЭСЧ используется интервал длительностью 15 мкс. ЭСЧ передаются в виде пакетов сигналов частоты 1 МГц, начальная фаза которых привязана к телевизионным синхросигналам. Вследствие этого ЭСЧ всегда начинаются с положительной полуволны. Относительная нестабильность данного сигнала определяется нестабильностью эталона частоты, который его формирует и может составлять 10^{-12} ... 10^{-15} . Для передачи ЭСВ предназначен интервал шестой строки длительностью 12 мкс. Информацию о шкале времени несет точка, соответствующая половине поло-

жительного фронта ЭСВ. Частота повторения ЭСВ - 1 Гц, длительность положительного фронта 0,15 - 0,2 мкс, что соответствует максимальной полосе частот видеосигнала [4]. Кроме того, строчные синхроимпульсы и кадровые синхроимпульсы ТВ сигнала в ряде случаев

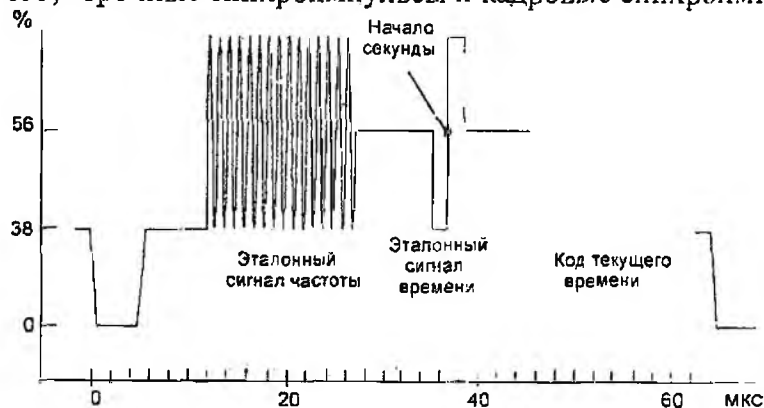


Рис. 7

могут быть привязаны к шкале времени [3]. Если привязка синхроимпульсов к шкале времени отсутствует, то временное положение ЭСВ в строке может несколько изменяться. Учитывая достаточно высокую относительную стабильность частоты строк, и имея эталон времени в пункте приема, можно осуществить кратковременную привязку

синхроимпульсов удаленного телецентра к своему эталону.

Сигналы шестой строки могут найти применение:

- по прямому назначению: для сличения шкал времени [3];
- для определения местоположения следа (необходим эталон со сведенной шкалой в пункте приема);
- для определения скорости смещения следа под воздействием ветра. Теоретически это возможно, поскольку стабильность ЭСЧ позволяет зафиксировать его доплеровское смещение [5].

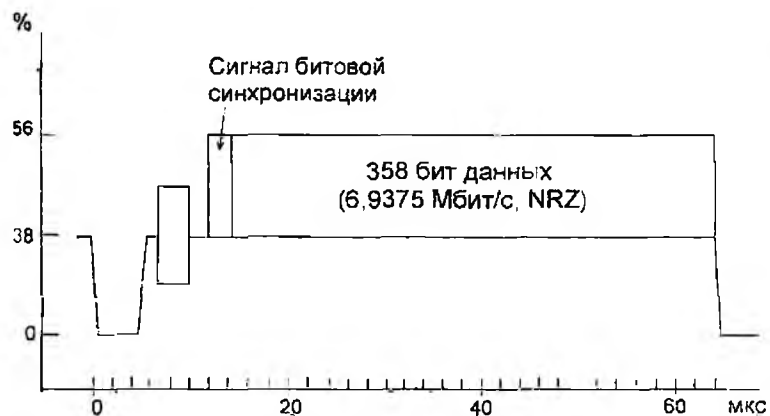


Рис. 8

Сигналы телетекста (рис. 8) вводятся в свободные строки гасящих кадровых импульсов [6]. Они также могут представлять ценность, поскольку по ним можно идентифицировать телецентр, передающий данный сигнал. Вопрос метеорного приема телетекста как информационного сигнала для практических целей требует более тщательного исследования.

Остальные составляющие телевизионного сигнала для полуактивной

локации практической ценности, по-видимому, не представляют.

Это же можно сказать про сигнал звукового сопровождения. Он, как и сигнал изображения, является случайным, и для задач, связанных с полуактивной локацией, малопригоден. Практическая польза от его приема может состоять только в оценке уровня сигнала и вычислении отношения уровня сигнала изображения к уровню сигнала звукового сопровождения. Из-за того, что отношение мощностей передатчиков звука и изображения у различных телецентров может быть различным, найденная величина оказывается дополнительным признаком идентификации принимаемого телецентра. Таким же признаком может служить значение разности несущих частот звука и изображения (6,5 или 5,5 МГц), если по условиям распространения в пункте наблюдения оказывается возможным метеорный прием телецентров, находящихся за пределами СНГ.

В заключение можно сказать, что ТВ сигнал, обладая значительной избыточностью, содержит в себе множество элементов, прием и анализ которых позволяет делать выводы о среде распространения сигнала - в данном случае, о метеорном радиоканале. А данные о метеорном радиоканале, в свою очередь, могут дать сведения об атмосфере и о метеорных

частицах. Значительно повысить информативность работы могло бы наличие излучаемого сигнала в качестве опорного. Но, к сожалению, сигнал, принятый через систему ретрансляторов или через спутник, в таком качестве использоваться не может, поскольку задержки в этих трактах передачи неизвестны. Кроме того, в них устанавливаются устройства регенерации синхроимпульсов и других элементов сигнала.

Информация, изложенная в статье, кратко может быть представлена в виде таблицы:

Элемент сигнала	Назначение	Дополнительные условия	Полоса частот, МГц
Несущая частота, кадровые синхроимпульсы	Численность метеорных следов		0,05
	Коэффициент заполнения метеорного канала		
	Определение направления на метеорный след	Разнесенный прием	
	Определение скорости метеорной частицы	Наличие АВХ, разнесенный прием	
	Определение радианта метеорной частицы	Наличие АВХ, разнесенный прием	
Строчные синхроимпульсы (ССИ)	Определение длины трассы	Привязка ССИ к шкале времени	0,2
	Определение положения метеорного следа в пространстве	Привязка ССИ к шкале времени и разнесенный прием	0,2
	Определение времени Δt - задержки при многолучевом отражении от следа		$> \frac{1}{\Delta t}$
Измерительные строки	Измерение АЧХ канала	Широкополосный приемник	Измеряется
Эталонные сигналы времени и частоты	Определение длины трассы	Наличие эталона	6
	Сличение шкал эталонов времени	Наличие информации о длине трассы	
	Определение скорости ветра	Разнесенный прием, известное положение следа в пространстве	
	Привязки ССИ к местному эталону	Наличие эталона и информации о длине трассы	
Код места ввода измерительных строк	Идентификация телецентра		1
Телетекст	Идентификация телецентра		6
	Передача циркулярной информации	Требуются дополнительные исследования	
Звуковое сопровождение	Дополнительная идентификация телецентра	Отдельный канал приема	

Список литературы: 1. Антатов И. Е., Коваль Ю. А., Нестеренко Г. В. О возможности пассивной радиолокации метеорных следов // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 91 - 94. 2. Антатов И. Е., Бавыкина В. В., Коваль Ю. А., Шкарлет А. И. Оценка возможности приема ГВ сигналов через метеорные следы и ее экспериментальное подтверждение // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 137. С. 00 - 00. 4. <http://www.pctuner.ru/page-id-172.html> 3. Антатов И. Е., Бавыкина В. В., Коваль Ю. А., Нестеренко Г. В., Троцин О. Л. Прием телевизионных сигналов времени и частоты по метеорному радиоканалу // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 117. С. 42-45. 5. Олейников А. Н., Сосновчик Д. М. Исследование динамических параметров мезопазузы нижней термосферы методом пассивной радиолокации // 10-я междунар. науч.-техн. конф «Теория и техника приема, передачи и обработки информации». Харьков: ХНУРЭ, 2004. С. 271 - 272. 6. http://televsmtv.chat.ru/tech_doc.htm

Харьковский национальный университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 10.02.2005

RESEARCH IN THE SYN FLOOD DDOS ATTACKS INTENSITY FOR THE INTRUSION DETECTION SYSTEMS INTO THE CORPORATIVE DISTRIBUTED NETWORKS

Introduction

The problem of such attacks as «denial of service» (Denial of Service, DoS) is well-known to the majority of system administrators. One of the most abundant attacks of such type are SYN flood attacks. Such abundance is stipulated by the simplicity of program implementation along with the lack of sufficiently effective methods to secure the inspected intelligence system. First and foremost scientific and commercial interest grows in developments, capable not only to detect ill-intentioned activity in implementation of attacks such as «denial of service» but also to block or mitigate attack stirrs up.

The objectives of the given paper are to research the intensity SYN flood attacks' action on the protected networks and to describe the method of designing the distributed systems of the SYN flood attacks effective mitigation. For this purpose the global statistics to confirm an urgency of the given problem is presented in section 2. Section 3 is devoted to the description of the problem area. Section 4 outlines the main approaches to the given problem solution. Section 5 presents demands to the method developed and its implementation. The main idea and construction concept of the SYN flood mitigation system is offered in section 6. The analytical model and mathematical background of the offered solution is presented in section 7. The simulation modeling results are given in section 8. Section 9 is devoted to inferences about the effectiveness of the offered solution.

Urgency of the network attacks problem

The statistics obtained in the Computer Security Institute (CSI) and Group of computer attacks of FBI department in San Francisco points to the growing threat of computer crimes [1]. Confirming in support of the special importance of the given problem all over the world it should be marked that in 2004 activity of only one organized group of computer criminals took enormous tolls in the enterprise's network in United Kingdom, then criminals extorted from businessmen of 40000 dollars, and overall loss from the organized SYN flood attacks amounted to 70 million USD [2].

As the number and frequency of attacks grow all the time it becomes very important to identify attacks at an early stage of their development and respond to them in time. In critical cases the attack mitigation should be implemented much faster than a security manager is able to do it.

SYN flood background

SYN flood attack relates to a «denial of service» attack and uses certain vulnerability on the process of connection establishment (3-way TCP-handshake). The complete information about TCP handshake is set forth in [3], only here we shall point out, that the process of complete connection creation is time consuming. After saving half-open connection in the queue on the basis of the obtained SYN package the system forms and dispatches the answer – confirmation (SYN-ACK package). In the case if the system does not gain the package ACK in response to the transmitted SYN-ACK in a definite time interval then ACK package will be re-transmitted before the time out for the saved connection, then the half-open connection will be deleted from the queue (re-transmission parameters, time intervals for re-transmission and waiting are established in the process of the system configuration). SYN flood attack promptly fills in the queue of half-open connections which is a finite one. The process of transaction processing becomes extremely resource consuming and at the moment of the queue repletion the server ceases to perceive TCP searches, thus SYN flood attack attains its purpose.

Proposition 1. *It is possible to state, that the host of a protected network is under of action SYN flood attacks from an external network if the attacking host with intensity λ dispatches N packages with flag SYN (connection request) in the internal network thus tending to create maximum quantity of connections in SYN RECEIVED status, overflowing waiting queue with capacity Q for some critical time interval t .*

To increase the effectiveness of SYN flood attacks the malefactor uses IP spoofing technique, i.e. he substitutes the source IP address of the package. Thus, we have a situation when the server does not gain the ACK package from the source in any time interval of waiting on the package dispatched by the server with the flag SYN-ACK (confirming SYN package). In this case the attacked host cannot complete the TCP handshake process in short time as the changed IP address is most commonly

locked and not accessible, that is the main idea of an attack. In overwhelming majority of cases it is a simple attack source hiding. Theoretically, it can even result in a drop of effectiveness if the router does not output packages with the changed or nonexistent source address from a subnet.

Review of existing approaches

All tools aimed at slacking or blocking of attacks, as a rule, are built as a separate device installed between protected and open networks

The most simple approach is to **block the traffic transmission** between two networks. But such an exclusion will cause impossibility of connection with the protected devices and is absolutely ineffective for SYN-attacks blocking. Many companies try to use the "classical" approach to detection of ill-intentioned activity, i.e. the resource of blocking filters the traffic **based on the well-known attack characteristics** (TTL, a source port, etc.). The so-called **method of "check dam"** when the blocking device restrains the input traffic is effective enough and is passed by small fragments in the protected network. It should be noted that in this case the hostile traffic is also passed in the network but its contribution is in full small enough to not destroy the protected hosts. The last mode is the **traffic filtration based on malefactor IP addresses**. This method is offered as the most effective one for the corporate hosts with the distributed networks and Websites, but this effectiveness directly depends on authenticity of the information on the IP-address in the title of the package containing attack characteristic. As keeping track of every IP address is a very resource consuming task then many companies use the filtration to block SYN flood attacks based on address ranges. In this case there is a probability to block access to the authorized users who are in one range of addresses with the malefactor, such a situation is completely unacceptable [4].

Requirements on the method implementation

To solve this problem it is necessary to improve attacks detection methods. Owing to of the increased computational capability malefactors often use the distributed SYN-flood attacks to flood corporate network. In case of a complicated infrastructure of the protected corporate network the method of the distributed data collection on the IP-addresses, carrying the harmful traffic, used in particular, by the malefactor seems to be interesting. The unitary monitoring of all hosts status in the company branches and the traffic analysis to detect ill-intentioned SYN activity will allow to reveal in time the malefactor intentions to attack more than one host. The method of the statistical data distributed collection can be used for the increase in effectiveness of kill by devices which immediately lock (kill) the network traffic on the basis of malefactors' IP addresses.

The main requirement in the case with intrusion detection systems at the network level is the ability to detect and block the known IP address of the malefactor or to reduce effectiveness of SYN flood activity from a spoofed IP address before some moment t where SYN requests' queue will be more than the some Q and the host will cease to react to the input requests. In this case one of the important requirements to the operating system installed in the host is durability and ill-intentioned SYN-activity mitigation.

Optimization of the operating system behavior is necessary for effective method implementation of collection the statistical information on connection attempts with the intensive SYN-activity, in particular to increase an amount of half-open connections in the waiting queue and to reduce waiting period of the connection postponed in the connection queue in SYN RECEIVED status.

Methods of effective configuration are outlined in [5, 6]. In any case the malefactor can transmit more packages with the established SYN flag, than even the maximum established by the system administrator and then the indicated configuration methods will not solve the problem, but they will maintain viability in the distributed collection of the statistical information on SYN requests from the inspected hosts that will make it possible to increase effectiveness of IP source address blocking of ill-intentioned SYN-activity.

So, the developed method should be:

- **Adapted and statistically sensitive** to system behavior modifications as a whole;
- **Embedded and built-on** in the existing models of the enterprise information security policy with using the standard security software and hardware;
- **Effective** in detection and mitigation of intensive attacks with usage of the main methods of ill-intentioned traffic generation;
- **Simple** in program, configuration and experimental implementation.

The offered concept

An apparent solution in detection of the given type of attack is the statistical analysis, i.e. the analysis of the statistic of attempts to undertake connection from the defined IP addresses and construction of baseline of "ill-intentioned" IP addresses with the subsequent importation in the filtration list of the plugging-up device. The statistical analysis is widely applied to the intrusion detection systems; one of the essential disadvantages of its application is complexity to define "operation threshold", i.e. a priori estimation of the connection attempts permitting to state an ill-intentioned activity with pinpoint accuracy. In the case with SYN Flood attacks the given problem becomes even more essential as the definition of the operation threshold is a critical one and influences operation of the host collection the given statistic if the host is not completely protected against attacks.

When solving the problem of the task of the distributed collection and handling of network traffic data, concept was offered its functional diagram is presented in fig. 1. Let us consider a case when the computer of the malefactor attacks the protected networks from the known and found IP (xxx.xxx.xxx.xxx) address. In this case the firewall will disable all connections from the given IP address and thus, even with a sufficiency high intensity the SYN flood attack will not achieve the desirable outcome (making the protected server inoperative). Let us consider another case the most abundant in SYN flood attacks. Three computers with a special installed software attack the protected networks using IP spoofing technique. In this case the firewall security mechanisms are absolutely ineffective, as they assume the complete interlocking of all input connections from the IP address which is substituted by the malefactor. thus the situation is attained when a very wide range of IP addresses and access of the legitimate users to the defended server is locked with a firewall that is undesirable in the case when security mechanisms of the firewall are not used for interlocking the IP spoofed addresses the SYN flood attack undertaken by the malefactor, will achieve the purpose fast enough even with rather low intensity of SYN requests.

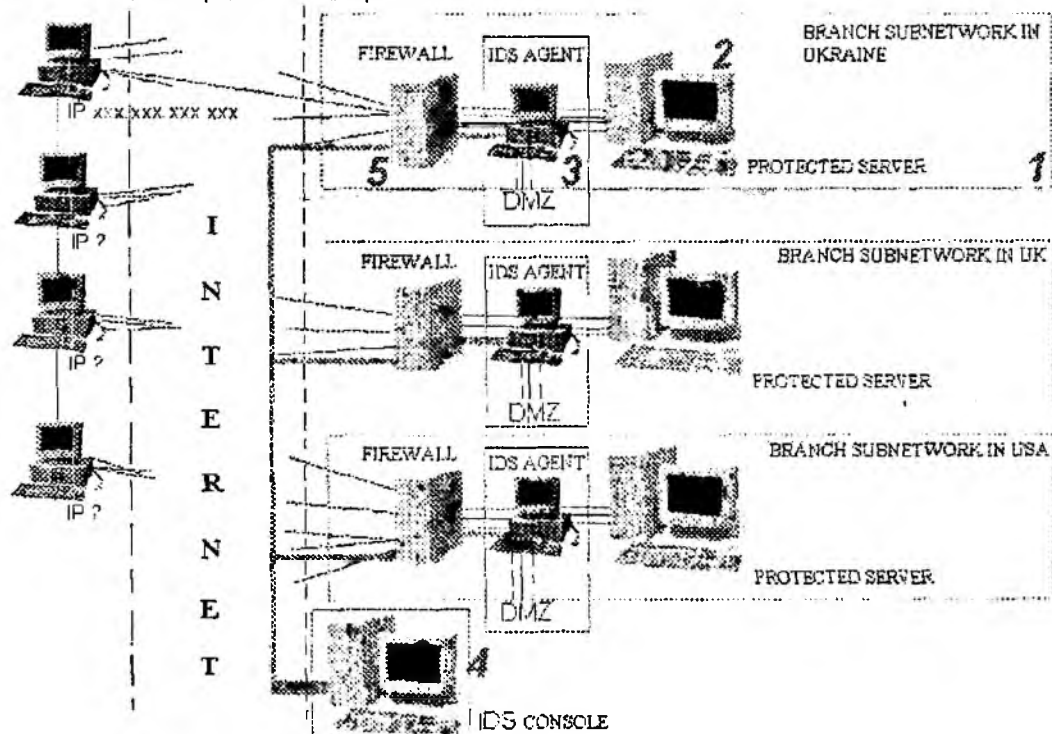


Fig. 1

The following components of the enterprise information network system are specified in fig. 1: 1 – subnets (domains) of company branches in different regions, 2 – the protected server (Web or database server) which is exposed to SYN flood attacks; 3 – IDS agent (Intrusion Detection System) – information security components for an active mitigation of network attacks (in particular, for SYN flood DoS (DDoS) attacks mitigation); 4 – IDS console – component of collection and an aggregate of the information submitted by IDS agents; 5 – the firewall – gateway for interlocking of computers activity of the detected malefactors.

Analytical model. Substantiation of simulation parameters

To construct an analytical model we use the mathematical statistics means, and as well as the queueing theory presented in [7, 8, 9].

Input data. To simulate the system operation it is necessary to define some input data being defined through the system configuration, prototype system power and the experimental – statistical data. It is also necessary to take into account singularities of the operating systems as outcomes of the simulation depend on the type and adjustments of the operating system.

1. $\lambda(t)$ – **the input stream intensity.** The given parameter is stipulated by the attack power, its type, and bandwidth of the data link used by the malefactor [10].

2. $t_{service} = t_{query} + t_{process}$ – **a response time of search in the system (engineering time).** The given parameter will consist of t_{query} – waiting period of SYN request search in queue defined during configuration of the system with the purpose to decrease effectiveness of SYN flood attacks [5], and $t_{process}$ – a time necessary for the server to process one request.

3. $\mu(t)$ – **intensity of operation service.** The given parameter is stipulated by the server efficiency, its architecture and design features. $t_{process}$ it is inversely proportional to $\mu(t)$.

4. Q_{MAX} – **length (capacity) of queue.** The given parameter is a configuration one and it is directly depends on adjustments of the operating system [6].

Analytical timing t_{DOS} . Using the theory of queues and systems of queueing, let us present the scheme of SYN requests machining system (see Fig. 2).

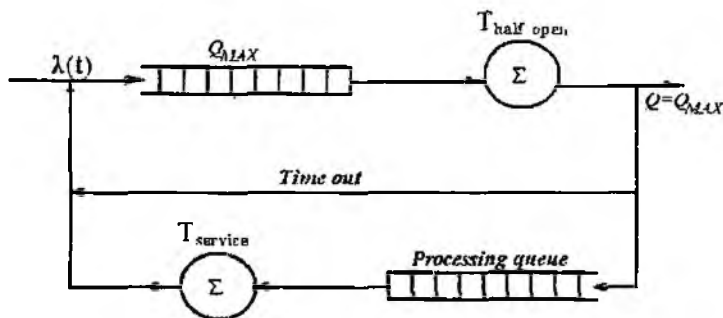


Fig. 2

It is simple to express analytically the server shut-down time on baseline of the Windows Server operating system with the queue length $Q_{MAX}=100$ (a Windows server default) with the SYN flood attack intensity $\lambda(t)=87$ SYN/s. Generally:

$$t_{DOS}^* = \frac{Q_{MAX}}{\lambda(t)} = \frac{100}{87} = 1,15(s)^* \quad (1)$$

* – ignoring time $t_{service}$, time so with the input data it is apparent that $t_{DOS} < t_{service}$.

Method for effectiveness of SYN flood attacks detection and mitigation

To detect attacks effectively it is necessary to increase the system stability as a whole to action of the given type of attacks. As an example. we shall consider the Windows Server operating system (OS Windows Server). We shall increase the queue of input requests and reduce the time spent by the system for demand processing.

Let us configure the **Maximum Dynamic Backlog** value in the key of `HKEY_LOCAL_MACHINE\System\CurrentControlSet\Services\AFD\Parameters` registry [5]. Thus, we have a dynamic queue length equal to $Q_{MAX}=20000$ (with the help of `AFD.SYS`). Let us change the `TcpMaxConnectResponseRetransmissions=0` parameter in the key `HKEY_LOCAL_MACHINE\System\CurrentControlSet\Services\Tcpip\Parameters` registry that will transfer OS Windows in the condition of active counteraction to SYN Flood attacks, thus the system will not dispatch the SYN-ACK package more than once, i.e. in this case the system dispatches only one answer and deletes half-open junction in 3 seconds (a timeout $t_{query}=3$ sec).

Estimation of intensity. The key parameter in detection of SYN Flood attacks is a general intensity λ (source) of the ill-intentioned stream. The intensity estimation is performed in the time interval $t_{session} = T$ sec. To definite the intensity of ill-intentioned SYN requests let us denote $N_{halfopen}(i)t_{session}$ – an amount of half-open connections initiated by IP address i – a source of SYN requests during the session $t_{session}$. Here $N_{halfopen}(i)t_{session}$ non other than:

$$N_{halfopen}(i)t_{session} = N_{SYN}(i)t_{session} - N_{ACK}(i)t_{session} \quad (2)$$

The $N_{SYN}(i)t_{session}$ and $N_{ACK}(i)t_{session}$ is an amount of the obtained SYN requests and an amount obtained of the ACK confirmations for SYN-ACK search in an instant t . It is simple to note, that in case of spoofing application by malefactor IP, the amount ACK of confirmations $N_{ACK}(i)t_{session} = 0$, and, accordingly, $N_{halfopen}(i)t_{session} = N_{SYN}(i)t_{session}$.

Generally, the intensity is expressed as:

$$\lambda(t) = \lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{n(t, t + \tau)}{\tau} \quad (3)$$

where $n(t, t + \tau)$ is an average number of SYN requests without ACK confirmations in the time interval $(t, t + \tau)$;

Let us express the intensity of the malefactor action on the protected server as the intensity of the common stream $\lambda(t_{session})$ of SYN requests without ACK confirmations, using (2):

$$\lambda(t_{session}) = \frac{\sum_{i=1}^I N_{syn, t_{session}} - N_{ack, t_{session}}}{t_{session}} \quad (4)$$

The given recording should be interpreted as the input stream intensity of SYN requests, (the ACK confirmations were not obtained) it is equate to the sum of differences of the SYN and ACK obtained from i IP address at the instant t . Each of the obtained SYN requests is put in the queue of Q length where it is for some time $t_{halfopen}$. At $N_{halfopen}(i)t_{session} \geq Q$ SYN flood attack attains a ultimate goal.

Indices of the given intensity can be calculated in view of the channel bandwidth (see tab. 1) [10].

Table 1

Data transmission channel	Intensity
56K analog modem	87 SYNs/sec
ISDN, DSL, cable modem	200 SYNs/sec
T1	2.343 SYNs/sec
474 hacked systems	94,800 SYNs/sec

Detection of SYN flood attacks. Besides ill-intentioned activity there is a probability of that packages are lost in the network, that should be taken into account when developing the model of SYN Flood activity detection. To derive the loss factor it is possible to be guided by the information submitted by Internet service providers (ISPs), in fact their equipment (routers in particular) due to some objective reasons loses packages at IP level. In the given work we shall be guided by the generalized data of one of main of Internet service providers in Ukraine which has estimated losses of packages at level of 2,4%-4,6% depending on the equipment used by both sides and communication circuits. To solve the task of qualitative detection let us estimate the maximum permissible percentage of losses as 5 %.

Let us introduce a variable I – a dynamic coefficient, on this basis we shall make a decision about an «ill-intentioned» computer during of TCP connection process installation, so:

$$I(t_{session}) = \frac{N_{syn, t_{session}} - N_{ack, t_{session}}}{N_{syn, t_{session}}} \quad (5)$$

In the mode of normal operation (SYN flood attacks are not observed in the traffic and all ACK losses are in the admissible interval of losses) coefficient $I(t_{session})$ in the instant in the time interval $t_{session}$ should meet inequality:

$$5\% \geq I(t_{session}) * 100\% \geq 0 \quad (6)$$

Once again we shall note that during an attack the amount of ACK confirmed by $N_{ACK}(i) t_{session} = 0$, this will result in $I(t_{session}) = I$.

Attack mitigation. Creating of artificial balance for an ill-intentioned traffic through implementation of transmission of the package with RST flag (reset connection attempt) by IDS agent for ill-intentioned connections coefficient $I(t) = x$, where $x \in [0,05..1]$. Intensity of RST packages will be calculated for everyone IP addresses as:

$$\lambda_{RST}i(t_{session}) = RSTi(t_{session}) * \lambda_{halfopen}i(t_{session}) \quad (7)$$

This guarantees that for every SYN package arrived from IP address sending SYN requests without ACK confirmations with the intensity in $\lambda_{halfopen}$ for $t_{session}$ time RST package will be generated by IDS agent; this package will liberate the queue through termination of waiting for the further connection with the SYN flood source with λ_{RST} intensity.

The simulation model

To obtain results of the simulation modeling let us introduce some parameters. Let us consider the protected server as a Web-server with maximum computational capability (the packages stream processing velocity) equal $\mu=2000$ package per second. The maintenance average time is calculated as $1/\mu$ and defined as $t_{service}$.

On the basis of the required parameters let us realize the simulation model in GPSS language for the simulation process of queueing aimed at the experimental research of configuration effectiveness and application of tools of an active protection against SYN flood attacks. The simulation results and their comparison with analytical results are cited in tab. 2, fig. 3,4.

Table 2

Attack source	OS Windows	$\lambda(t),$ SYN/sec	K_{max} $N_{halfopen}$	$t_{halfopen}$ sec	t_{RST} sec	$t_{service}$ sec	Estimation t_{DOS}	
							Analytical	Simulation
Simulation without the firmware protective mechanism against SYN attacks								
Modem	Server	50	100	9	-	1/2000	2	1,80
56 Kb/sec	Ad. Server	87	500	9	-	1/2000	5,74	5,36
DSL	Server	100	100	9	-	1/2000	1	0,9
128 Kb/sec	Ad. Server	200	500	9	-	1/2000	2,5	2,36
T1	Server	500	100	9	-	1/2000	0,2	0,18
1,5 Mb/sec	Ad. Server	1000	500	9	-	1/2000	0,5	0,47
Simulation of a system based on offered approach with embedded SYN protection and active forced RST								
Modem	Server	87	20000	2	2	1/2000	-	-
56 Kb/sec	Ad. Server	87	20000	2	2	1/2000	-	-
DSL	Server	200	20000	1	1	1/2000	-	-
128 Kb/sec	Ad. Server	200	20000	1	1	1/2000	-	-
Demon networks	Server	3000	20000	1	1	1/2000	-	-
	Ad. Server	3000	20000	1	1	1/2000	-	-

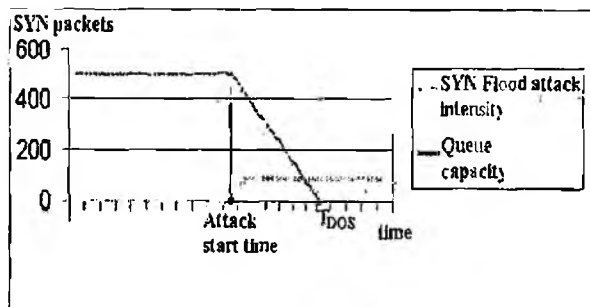


Fig. 3

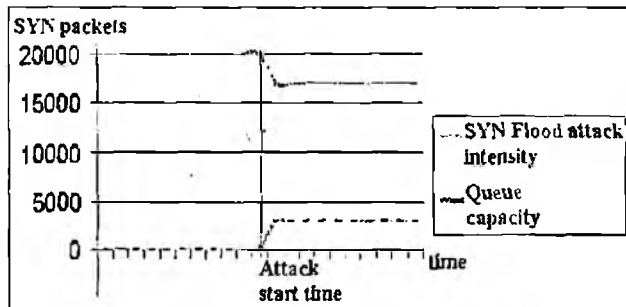


Fig. 4

Summary

In the context of the lack of sufficiently effective methods of DoS-attacks mitigation the given problem area is paid special attention both abroad and in Ukraine. In this connection it is necessary to improve the existing methods, to consider the possibilities of application of the modern means of intelligent data analysis.

The key advantages of the method consist in the prompt reaction of all components of the distributed information infrastructure to the probability «denial of service» owing to the attack on a separately taken host. It is accomplished at the expense of the developed rules of configuration with the purpose to increase resistance of the host to attacks of the similar type, that in its turn, provided a possibility of collection and processing of statistic on half-open TCP connections at the moment of the attack. Data collection from the distributed hosts is carried out with the help of the programs – agents operating in a background mode that enables to not consume significant operational resources of the host for capture, kill and collection of packages. The same programs – agents combine the IDS functions reacting to an attack according to the programmed instructions. Effectiveness of the offered approach was studied with application of the simulation model implemented in GPSS language (GNU license). The offered method makes it possible to respond and loosen operatively SYN flood attack even with rather high intensity of ill-intentioned SYN flood requests flow.

Research of SYN flood attacks intensity is presented. The offered approach finds application in the implementation of mechanisms of the corporate networks protection. The main idea can be offered as a method for the distributed automation protection system, Distributed Intrusion Detection System (DIDS) or module (plug-in unit) in the existing IDS (Snort, etc.). The comprehensive approach to SYN flood attacks problem makes it possible to loosen effectively ill-intentioned action produced on the protected hosts of the system. More detailed results are given in [11].

Bibliography:

1. www.gocsi.com/forms/fbi/csi_fbi_survey.jhtml?jsessionid=YADD3MDROCKMGOSNDBGCKHSCJUMKJVN
2. <http://informationweek.com/story/showArticle.jhtml?articleID=26100601>
3. www.faqs.org/rfcs/rfc793.html
4. Lukatsky A.I. Intrusion Detection. San-Peterburg, BHV Press, 2003.
5. Mariusz Burdach. TCP/IP stack SYN flood attack protection» www.unix.net.ua/pdf/1_04_syn.pdf.
6. Ross Oliver. Countering Syn flood DoS attacks, www.usenix.org/events/sec01/invitedtalks/oliver.pdf.
7. Ventsel Elena S. Operations research. Moscow, 1972.
8. Brandt Z. Data analysis. Statistical and Computational Methods for Scientists and Engineers. Moscow, 2003.
9. Kleinrock Leonard. Queuing systems. Moscow, 1979.
10. www.toplavernetworks.com.
11. Konukh Y. V. Method for SYN flood DoS attack intensity estimation and mitigation: typescript of Master thesis. Wessex Institute of Technology, United Kingdom, 2005.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редакцию 21.04.2005

А.А. ШАПИРО, канд. техн. наук, С.М. ЗОТОВ, С.П. ГОЛУБ,
Ф.В. КИВВА, д-р физ.-мат. наук, А.В. ОМЕЛЬЧЕНКО, канд. техн. наук

РАДИОЛОКАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ КОРАБЛЯ НА МОРСКОМ ВОЛНЕНИИ

Введение

Классификация объектов радиолокационного распознавания, как правило, проводится на основе их структурно-пространственных и кинематических характеристик. Например, классы воздушных объектов отличаются обтекаемой формой и относительно высокими скоростными характеристиками. Классы надводных объектов – сложной и разнообразной надпалубной архитектурой и совершаемыми колебаниями под воздействием морского волнения. Классы наземных объектов также имеют характерные особенности как структурно-пространственные, так и связанные с характером их движения. Для оценки процессов трансформации физических характеристик объектов различных классов в определенн характеристики рассеянного сигнала необходимо разработать математическую модель, адекватную по рассеивающим свойствам реальному объекту. Помимо этого, математическая модель дает возможность выбрать оптимальный метод обработки сигнала для выявления параметров, обладающих наибольшей информативностью.

Таким образом, для обоснования выбора и определения наиболее информативных признаков необходима разработка математической модели, адекватной по основным радиолокационным характеристикам распознаваемым объектам или процессам.

Известные математические модели радиолокационного сигнала – статистические и детерминированные, – не дают сформировать признаковые комплексы, адекватно описывающие структурные характеристики распознаваемых классов надводных объектов.

Предлагаемая математическая модель радиолокационного сигнала корабля, подверженного морской качке, позволяет в процессе радиолокационного сопровождения путем когерентной обработки непрерывного или импульсного радиолокационного сигнала формировать спектральные характеристики, однозначно описывающие особенности реальной пространственной структуры корабля.

Корабль, как объект радиолокации, может рассматриваться в виде пространственного ансамбля N рассеивающих электромагнитные волны элементов, расположенных в пределах диаграммы направленности РЛС и связанных с его архитектурой. Каждый i -й элемент, для которого выполняется условие $a_i, b_i \gg \lambda$, где a_i и b_i линейные размеры элемента в плоскости падающей электромагнитной волны длиной λ , рассматривается как независимый переизлучатель с ЭПР σ_i , ($i = 1, \dots, N$), называемый локальным центром рассеяния (ЛЦР). Исходя из уравнения радиолокации

$$P_{\text{пр}} = \frac{P_{\text{п}} G A \sigma}{(4\pi)^2 r^4}, \quad (1)$$

где $P_{\text{пр}}$ и $P_{\text{п}}$ – мощности сигналов приемника и передатчика РЛС соответственно;

G и A – коэффициент усиления и эффективная площадь антенны РЛС;

r – расстояние между целью и антенной РЛС;

σ – величина ЭПР объекта,

при излучении антенной РЛС сигнала $u_{\text{исл}}(t) = u_0 \xi(t)$, амплитуда принимаемого РЛС сигнала от ансамбля из N ЛЦР может быть записана в виде

$$u_{\text{пр}}(t) = \frac{u_0 \sqrt{GA}}{4\pi r_c^2(t)} \sum_{i=1}^N \sqrt{\sigma_i} \xi[t - \tau_i(t)], \quad (2)$$

где $r_c(t)$ – расстояние от антенны РЛС до объекта (дальность);

$\tau_i(t) = \frac{2r_i(t)}{c}$ – временная задержка сигнала, рассеиваемого i -м ЛЦР.

Выделяя медленно изменяющуюся во времени амплитуду входного сигнала РЛС

$$u_i^r(t) = \frac{u_0 \sqrt{GA}}{4\pi r_c^2(t)} \sqrt{\sigma_i^r}.$$

выражение (2) можно записать в более наглядном виде:

$$u_{np}(t) = \sum_{i=1}^N u_i^r(t) e^{j\omega t} [t - \tau_i(t)]. \quad (3)$$

Таким образом, вся информация в (3) об объекте, представляемом детерминированной моделью, заключается в величинах амплитуд и фаз, обусловленных временной задержкой $\tau_i(t)$.

Конкретизируем выражение (3) применительно к движущемуся со скоростью V кораблю, подверженному качке морским волнением. Изменение дальности $r_c(t)$ происходит за счет составляющей скорости $V_{||} = V \cos \gamma$, где γ – угол между направлением вектора скорости корабля и линией визирования, совпадающей с осью диаграммы направленности антенны РЛС.

В соответствии с теорией качки корабля [1], подтверждаемой практикой мореплавания [2], в реальных условиях морского волнения корабль подвержен следующим видам качки: основным – бортовой, килевой и вертикальной, и дополнительным видам – продольно-горизонтальной, поперечно-горизонтальной и рысканию. Анализ влияния перечисленных видов качки на характеристики принимаемого РЛС сигналов от корабля, как связанного ансамбля ЛЦР, приводит к выводу о преимущественном влиянии бортовой и килевой качки, проявляющихся в виде соответствующих частотных характеристик сигналов. Действительно, для любого i -го ЛЦР, располагающегося на высоте h_i от осей бортовых и килевых колебаний, лежащих в мидель-шпангоутной и основной плоскостях корабля соответственно, суммарная составляющая скоростей колебаний по направлению линии визирования РЛС есть

$$V_{i,r}(t) = V_{i,b}(t) \sin \gamma + V_{i,k}(t) \cos \gamma,$$

где $V_{i,b}(t)$ и $V_{i,k}(t)$ линейные скорости бортовых и килевых колебаний соответственно i -го ЛЦР:

$$V_{i,b}(t) = h_i \frac{d\alpha_b(t)}{dt} = \alpha_{0_b} h_i \Omega_b \cos(\Omega_b t + \varphi_{0_b}),$$

$$V_{i,k}(t) = h_i \frac{d\alpha_k(t)}{dt} = \alpha_{0_k} h_i \Omega_k \cos(\Omega_k t + \varphi_{0_k}),$$

где φ_{0_b} и φ_{0_k} – начальные фазы соответствующих колебаний $\alpha_b(t) = \alpha_{0_b} \sin(\Omega_b t + \varphi_{0_b})$,

$\alpha_k(t) = \alpha_{0_k} \sin(\Omega_k t + \varphi_{0_k})$; α_{0_b} и α_{0_k} – амплитуды бортовой и килевой качек соответственно.

Тогда задержка $\tau_i(t)$, присутствующая в выражении (3), выражается следующим образом:

$$\tau_i(t) = \frac{2r_{0_i}}{c} + \frac{2V_{||}t}{c} + 2 \int_0^t \frac{V_{i,r}(t)}{c} dt = \tau_{0_i} + \frac{2V_{||}t}{c} + \frac{2h_i}{c} \left[\alpha_{0_b} \Omega_b \sin \gamma \int_0^t \cos(\Omega_b t + \varphi_{0_b}) dt + \right. \\ \left. + \alpha_{0_k} \Omega_k \cos \gamma \int_0^t \cos(\Omega_k t + \varphi_{0_k}) dt \right] \quad (4)$$

В квазигармоническом приближении выражение для принятого РЛС сигнала от N ЛЦР (3) с учетом выражения (4) может быть переписано в виде

$$u_{np}(t) = \sum_{i=1}^N u_i \left[\cos(\omega - \omega_{дп})t - \frac{4\pi h_i}{\lambda} \left(\alpha_{0к} \Omega_k \cos \gamma \int_0^t \cos(\Omega_k t + \varphi_{0к}) dt + \alpha_{0б} \Omega_b \sin \gamma \int_0^t \cos(\Omega_b t + \varphi_{0б}) dt \right) \right] \quad (5)$$

Для когерентной РЛС сигнал, получаемый с выхода фазового детектора можно записать следующим образом:

$$u_{фд}(t) = \sum_{i=1}^N \frac{u_i}{2} \cos \left[\omega_{дп} t - \frac{4\pi h_i}{\lambda} \left(\alpha_{0к} \Omega_k \cos \gamma \int_0^t \cos(\Omega_k t + \varphi_{0к}) dt + \alpha_{0б} \Omega_b \sin \gamma \int_0^t \cos(\Omega_b t + \varphi_{0б}) dt \right) + \Phi_i \right] \quad (6)$$

где $\omega_{дп}$ – доплеровская частота, вызванная поступательной скоростью корабля,

одинаковой для всех ЛЦР ансамбля.

Таким образом, сигнал на выходе ФД представляет собой сумму сигналов ЛЦР интенсивностью u_i и располагающихся по вертикальной оси на высотах h_i , от оси колебаний. Каждое слагаемое представляет собой частотно модулированный сигнал с шириной полос модуляции

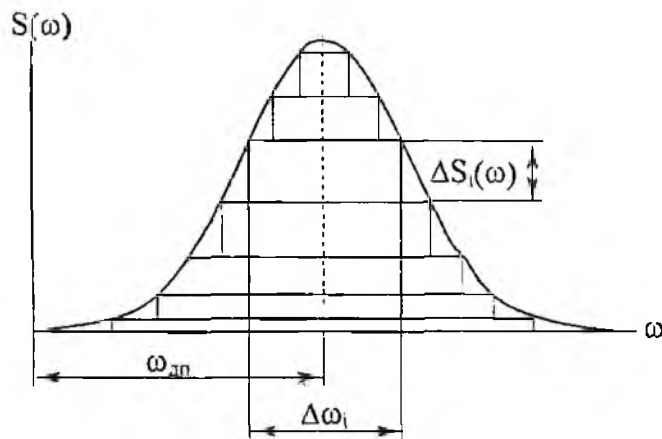
$$\Delta F_{\text{мод борт}} = \frac{4\pi h_i}{\lambda} \alpha_{0б} \Omega_b \sin \gamma, \quad (7)$$

$$\Delta F_{\text{мод кил}} = \frac{4\pi h_i}{\lambda} \alpha_{0к} \Omega_k \cos \gamma$$

Как показывает численный анализ ширин полос для кораблей большинства классов, коэффициент модуляции $\Delta F_{\text{мод борт}}^1$ и $\Delta F_{\text{мод кил}}^1 \gg 1$, а значит, в соответствии с теорией угловой модуляции [3], ширина полосы спектра процесса при частотной модуляции, вызываемой двумя или более гармоническими функциями, равна сумме соответствующих частотных полос. Поэтому ширина полосы спектра i -го ЛЦР при совместном воздействии килевой и бортовой качки также равна сумме ширин полос спектров для соответствующих видов качки:

$$\Delta F^i = \Delta F_{\text{мод борт}}^i + \Delta F_{\text{мод кил}}^i \quad (8)$$

Амплитудный спектр сигнала (6) представляется суммой смещенных на $\omega_{дп}$ N парциальных спектров с суммарными ширинами полос (8) (рисунок).



Из рисунка можно видеть, что ЛЦР, располагающиеся на больших высотах h_i , имеют более широкую полосу парциальных спектров, а ЛЦР на небольших высотах относительно

осей колебаний (располагающиеся на корпусе корабля) имеют меньшие ширины своих парциальных спектров.

Заключение

Полученные результаты позволяют путем математической обработки суммарного спектра сигнала с выхода фазового детектора построить распределение интенсивностей всех N ЛЦР вдоль высоты корабля, и получить весомую структурную информацию для распознавания различных классов кораблей в процессе их радиолокационного сопровождения.

Предложена математическая модель радиолокационного сигнала, позволяющая, в отличие от известных моделей, выявлять особенности пространственной структуры надводных объектов, подверженных морской качке.

Предложенная модель позволяет реализовать на базе существующих штатных РЛС систем распознавания надводных объектов, формировать банки эталонов объектов и обеспечивать распознавание надводных объектов различных классов для решения задач морской навигации.

Список литературы: 1. Ремез Ю.В. Качка корабля. Л.: Судостроение, 1983. 324 с. 2. Дорогостайский Д.В. Жученко М.М. Мальцев Н.Я. Теория и устройство судна. Л.: Судостроение, 1976. 408 с. 3. Латхи Б.П. Системы передачи информации. М.: Связь, 1971. 318 с.

*Институт радиофизики
и электроники НАН Украины*

Поступила в редколлегию 25.02.2005

ПРИМЕНЕНИЕ ЦИФРОВЫХ СИНТЕЗАТОРОВ СИГНАЛОВ ПРИ МОДЕРНИЗАЦИИ ОБЗОРНЫХ РЛС РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Приемно-передающие системы являются составными частями радиотехнических средств вооружения. От технических параметров приемно-передающих систем и вида зондирующих сигналов зависят важнейшие тактико-технические характеристики комплексов. В их число входят дальность действия, разрешающая способность, точность определения координат, помехозащищенность и т. д., а также ряд эксплуатационных и конструктивных показателей. Поясним это на примере возможных вариантов модернизации РЛС «П-18».

В РЛС «П-18» в качестве зондирующего сигнала используется простой радиоимпульс длительностью 6 мкс, мощностью 180 кВт и скважностью 500 [1]. Этим определяется тип и состав передающего устройства: мощный ламповый автогенератор и импульсный модулятор. Такой передатчик является очень громоздким, что обусловлено размерами колебательной системы автогенератора и наличием высоковольтных элементов в модуляторе. Кроме того, такие передатчики по своим принципам действия не могут формировать когерентные сигналы. Поэтому при модернизации РЛС «П-18» предлагается заменить автогенератор передатчика, выполненного на металлокерамическом гриоде ГИ-19Б, твердотельным (транзисторным) передатчиком.

Преимущества такого решения очевидны:

- возможность построения РЛС с истинной когерентностью за счет обеспечения необходимой стабильности частоты излучения и построения передающего устройства по схеме: высокостабильный возбудитель – усилитель мощности;
- уменьшение массогабаритных характеристик передатчика;
- повышение помехозащищенности от активных помех за счет возможности быстрой перестройки частоты;
- повышение ТТХ РЛС (разрешающей способности по дальности, точности измерения дальности до цели) за счет введения сигналов с внутриимпульсной модуляцией.

В то же время, необходимость обеспечения требуемой средней мощности излучения при ограниченной пиковой мощности транзисторного усилителя вынуждает строить секционный передатчик с возможностью работы каждой секции на общую нагрузку, а также увеличивать в десятки раз длительность зондирующего сигнала.

При выборе зондирующего сигнала и использовании длинно-импульсных излучений необходимо удовлетворить ряду обязательных требований:

- обеспечить необходимую точность измерения времени задержки отраженного сигнала и разрешающей способности по дальности;
- обеспечить необходимую зону обнаружения (ближней и дальней границы);
- обеспечить требования по помехозащищенности РЛС от пассивных помех;
- обеспечение заданных показателей обнаружения при значительных доплеровских сдвигах частоты;
- обеспечить необходимый динамический диапазон обработки сигналов.

Однако применение широкополосных сигналов в обзорных локаторах имеет и свои негативные стороны, а именно:

- использование широкополосных сигналов, как правило, приводит к росту ближней границы зоны обнаружения, которая достигает нескольких десятков километров;
- наличие боковых лепестков у сжатых сигналов порождает трудности в обнаружении малоразмерных целей на фоне крупноразмерных;
- использование широкополосных сигналов приводит к скоростной ошибке в измерении дальности.

Из всех перечисленных недостатков широкополосных сигналов на первое место необходимо поставить наличие значительного уровня боковых лепестков.

Покажем это на примере основных видов сложных сигналов, как нашедших самостоятельное применение, так и используемых при синтезе комбинированных сигналов.

Сложный сигнал с ЛЧМ обладает следующими достоинствами:

- простая техническая реализация устройств формирования и обработки;
- большие дальности и вероятность обнаружения сочетаются с высоким разрешением по дальности;
- боковые лепестки спадают до нуля и возможна компенсация за счет весовой обработки до уровня $- (30 \dots 40) \text{ дБ}$ при энергетических потерях $- (1 \dots 1,5) \text{ дБ}$;
- более высокая скрытность, чем у простого сигнала.

Основные его недостатки заключаются в следующем

- нельзя измерять скорость цели по одиночному импульсу;
- неоднозначность совместного измерения дальности и скорости цели.

Основные достоинства сложного сигнала с КФМ заключаются в следующем:

- большие дальности и вероятность обнаружения при малом числе целей;
- сравнительно высокая точность и однозначность одновременного измерения скорости и дальности для одиночной цели по одному импульсу;
- более высокая скрытность, чем у простого и ЛЧМ сигналов ввиду пониженной спектральной плотности мощности за счет шумоподобности структуры.

Основные недостатки при использовании КФМ сигналов состоят в следующем:

- сложности технической реализации при большом числе дискретов N устройств обработки и формирования;
- последовательностей $- (0,7 \dots 1,25) / \sqrt{N}$ уровень боковых лепестков (УБЛ) что затрудняет селекцию и разрешение по дальности элементов групповой цели.

Проведенный авторами в [2] анализ применения малобазовых сигналов с частотной модуляцией, а также методов снижения УБЛ показал, что применительно к РЛС «П-18» в большей степени всем предъявленным выше требованиям отвечает сигнал с нелинейной частотной модуляцией (НЧМ) с параметрами $\tau_d = 120 \text{ мкс}$, $\Delta F = 0,44 \text{ МГц}$. При амплитудно-частотной коррекции и сжатии принятого сигнала УБЛ достигает $-46,7 \text{ дБ}$, а энергетические потери составляют всего $-0,2 \text{ дБ}$.

Традиционные аналоговые методы формирования таких сигналов в ряде случаев не удовлетворяют возросшим требованиям. Это обстоятельство, а также интенсивное развитие быстродействующих запоминающих устройств (ПЗУ), цифроаналоговых преобразователей (ЦАП), сигнальных процессоров для обработки сигналов, программируемой логики (ПЛИС) предопределило интерес к полностью реализуемым на интегральных микросхемах (за исключением выходного фильтра) цифровым синтезаторам сигналов (ЦСС).

К преимуществам цифровых методов формирования по сравнению с аналоговыми можно отнести: возможность гибкого изменения в широких пределах параметров формируемых сигналов, в том числе с управлением от ЭВМ; сравнительно большую мощность выходного сигнала по сравнению с пассивными формирователями; высокую стабильность параметров формируемых сигналов, определяемую стабильностью тактовой частоты опорного генератора; помехозащищенность; высокую технологичность и надежность; возможность полной микроминиатюризации и унификации.

Для создания цифроаналоговых синтезаторов сигналов метрового диапазона волн имеется вся необходимая элементная база и сегодня не существует непреодолимых трудностей по их разработке и эксплуатации. Характерно, что в большинстве случаев синтезаторы этого диапазона волн выполняют по однокольцевой системе фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и делителем с переменным коэффициентом деления (ДПКД) в цепи обратной связи [4]. ЦСС в такой системе используют в качестве формирователя опорных сигналов.

В синтезаторе применена система автоматического поиска полосы захвата, включающая импульсный (цифровой) частотный детектор (ЦЧД) и формирователь ступенчатого напряжения (ФСН). Эта система предназначена для грубой перестройки ГУН. Во всех случаях, когда в кольце ФАПЧ отсутствует синхронизм и частоты следования импульсов, поступающих на входы ЦЧД, не равны между собой, происходит поиск. Управляющее напряжение при этом на варикапах ГУН изменяется по ступенчатому закону, изменяя частоту ГУН по такому же закону до тех пор, пока не произойдет захват ее системой ФАПЧ. Когда в системе ФАПЧ наступит синхронизм, поиск автоматически прекращается, а значение управляющего напряжения на варикапе, при котором произошел захват, станет неизменным.

На выходе цифрового фазового детектора (ЦФД) в режиме поиска присутствуют низкочастотные биения, а при вхождении ГУН в режим захвата – доявляется постоянное напряжение. Это напряжение затем усиливается усилителем постоянного тока (УПТ) и подается на режекторный фильтр (РФ), подавляющий опорный сигнал с частотой $2,5 \text{ кГц}$ до требуемого значения. С выхода РФ сигнал поступает на пропорционально-интегрирующий фильтр (ПИФ), дополнительно ослабляющий побочные сигналы. Эти фильтры корректируют амплитудно-частотную и фазовую характеристики кольца ФАПЧ, обеспечивая тем самым устойчивую работу ЦСЧ.

Управляемый генератор предназначен для генерирования высокочастотного сигнала в диапазоне частот $150...170 \text{ МГц}$ и построен по емкостной трехточечной схеме на полевом транзисторе (рис. 3). Так как РЛС «П-18» имеет четыре литерные частоты, то диапазон рабочих частот ГУН разбит на четыре поддиапазона по 5 МГц каждый, которые переключаются схемой коммутации с помощью ключей ГУН, выполненных на диодах Д1-Д3.

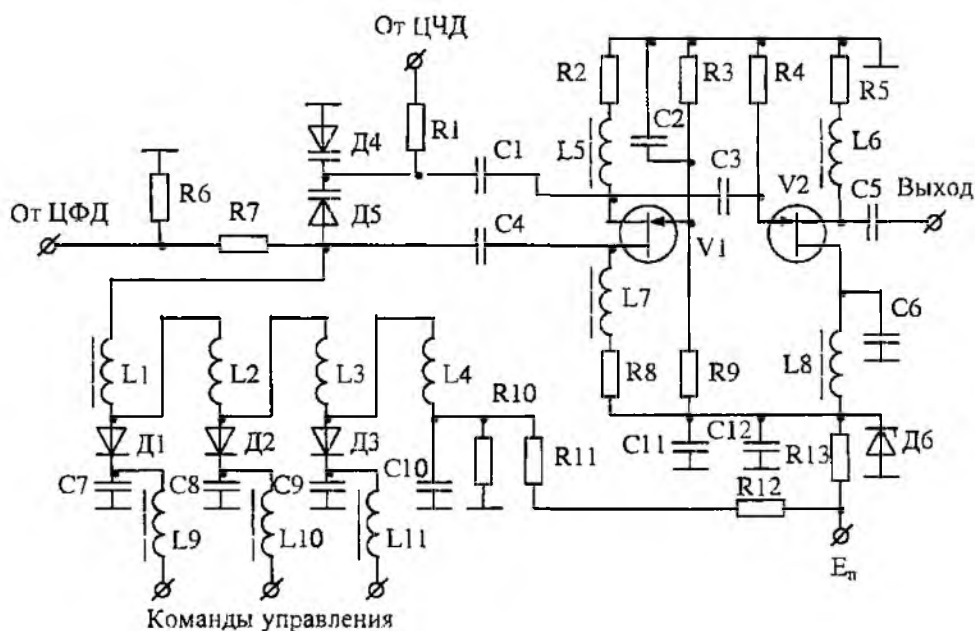


Рис.3

В этой схеме частотно-задающими элементами являются индуктивности $L1-L4$ и емкости варикапов Д4, Д5. Так, при включении поддиапазона $150...155 \text{ МГц}$ все диоды Д1-Д3 закрыты, а частотно-задающим элементом ГУН является суммарная индуктивность последовательно включенных катушек $L1-L4$. При включении поддиапазона $155...160 \text{ МГц}$ открывается диод Д3 и изменяет индуктивность контура. В этом случае индуктивность ГУН равна сумме последовательно включенных индуктивностей $L1-L3$. Аналогично переключаются и остальные поддиапазоны ГУН.

Она включает в себя: табличный или другой тип ЦСС опорной частоты, фильтры нижних частот, интегратор (ИНТ), полосовой фильтр, усилитель, фазовый детектор (ФД), усилитель сигнала ошибки (УСО), делитель частоты (ДПКД), ГУН.

Принцип работы такого ЦСЧ заключается в следующем. Для уменьшения динамической ошибки слежения и уменьшения времени установления здесь осуществляется предварительная модуляция или установка частоты ГУН. Данная установка осуществляется управляющим напряжением, формируемым в ЦСС с помощью ЦАП1. На выходе ЦАП1 формируется синхронное с законом изменения частоты дискретное по времени и квантованное по величине (в данном случае) постоянное напряжение. Далее это напряжение поступает на последовательно соединенные ФНЧ и ИНТ, где осуществляется преобразование дискретного в непрерывное (континуальное) управляющее напряжение. А также усиление его по амплитуде и смещение в необходимую область. С выхода ИНТ управляющее напряжение поступает на один из управляющих входов ГУН, тем самым предварительно установив нужную частоту формирования. Выходной сигнал ГУН поступает далее в схему, как напряжение гетеродина, и на вход ДПКД с коэффициентом деления $K_{д1}=10$ или $K_{д2}=11$. На выходе ДПКД формируется частота, соизмеримая со значением выходной опорной частоты ЦСС (выход ЦАП2), и в K_d раз меньшая частоты выходного сигнала ЦСЧ. На выходе ЦАП2 формируется дискретный многочастотный сигнал, из спектра которого с помощью полосового фильтра выделяется составляющая требуемой частоты. Выделенная частотная составляющая усиливается до необходимой величины и поступает на первый вход ФД, на второй вход которого поступает сигнал с ДПКД. Сигнал ошибки на выходе ФД содержит информацию о частотных и фазовых искажениях (расстройке) входных сигналов. Кроме того, АЧХ ФАПЧ выбирается таким образом, чтобы составляющие спектра частотных искажений опорного сигнала находились вне его полосы пропускания и не оказывали влияния на частоту ГУН. Сигнал ошибки с выхода ФД усиливается по амплитуде и смещается в требуемый диапазон напряжений с помощью УСО. Выходной сигнал УСО поступает на второй управляющий вход ГУН, что обеспечивает устойчивую работу системы ФАПЧ во всем диапазоне выходных частот. Одновременно здесь, система ФАПЧ, используется не только для переноса сформированной частоты (сигнала) ЦСС в диапазон СВЧ, но и выполняет функцию активного следящего фильтра (АСФ).

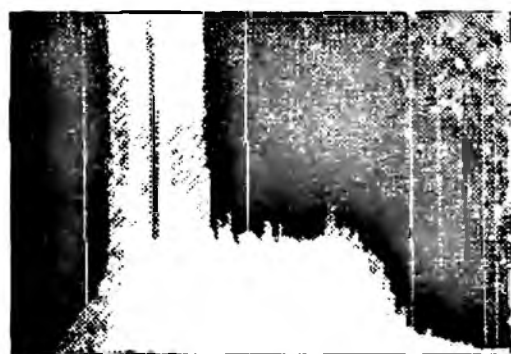
Дело в том, что при цифровом формировании сигналов ошибки дискретизации и квантования, а также «глитчи» в момент переключения ЦАП приводят к модуляционным искажениям, уровень которых может превышать допустимый. Решение задачи компенсации искажений с помощью обычной полосовой фильтрации или временного стробирования невозможно, так как они относительно равномерно распределены во всей полосе выходных частот. В этом случае, возможный путь реализации узкополосного фильтра с быстрой перестройкой полосы предусматривает использование ГУН с системой ФАПЧ.

Таким образом, фильтрующие свойства АСФ по отношению к частотным искажениям опорной частоты в сочетании с низким уровнем собственных высокочастотных флуктуаций частоты ГУН позволяют существенно снизить частотные искажения формируемых сигналов и обеспечить требуемый уровень паразитных составляющих в спектре выходных частот. При этом ГУН можно использовать такой же, как и в первом варианте (рис. 3), но, немного упростив его за счет замены четырех катушек индуктивностей одной или отрезком кабеля, реактивное сопротивление которого носит индуктивный характер и исключения коммутирующих диодов с цепями управления. В этом случае сигнал предварительной установки подается вместо сигнала с ЦЧД, а сигнал ошибки с ФД – на вход вместо ЦФД (рис. 3).

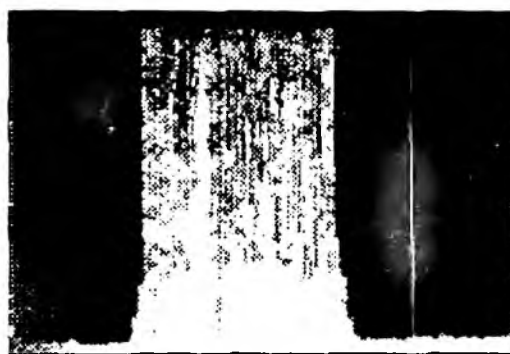
Результаты экспериментальных исследований нескольких макетов цифроаналоговых синтезаторов с АСФ на основе однокольцевой системы ФАПЧ с использованием вычислительных (В), таблично-вычислительных (ТВ) и табличных (Т) ЦСС, выполненных на различной элементной базе приведены в таблице. Здесь t_m – длительность зондирующего сигнала; f_T – тактовая частота ЦСС; f_0 , Δf_0 – выходная и шаг перестройки выходной частоты соответственно; ΔF – девиация частоты; σ – отклонение частоты от линейного закона; $\Delta\beta$ – шаг по скорости частотной модуляции; D – отношение сигнал / шум до и после АСФ.

Параметры	ЦСС-В ЭСЛ/2К	ЦСС-ТВ ТТЛШ/1К	ЦСС-Т ТТЛШ/2К
$f_{т. макс}$, МГц	106	24	48
ΔF , МГц	20	2.5	1.5
f_0 , МГц	124 (АСФ)	27 (АСФ)	210 (АСФ)
$\tau_{ш}$, мкс	5...200	100...10 ⁶	5...10 ³
σ , кГц	50/10	-	-
Δf_0 , Гц	1000	300	500
$\Delta \beta$, кГц/мс	10 ³	0,1	0,1
D , дБ	-35/-60	-45/-85	-38/-60
N	ВК	24	32
	ПК	8	12
	ЦАП	8	9

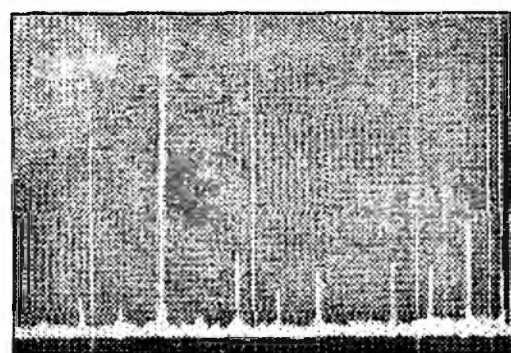
Для наглядности экспериментальных исследований на рис. 5 а, б, в логарифмическом масштабе показан спектр ЛЧМ сигнала до АСФ (на выходе ПФ рис 4) и после ГУН (выход f_r) соответственно, а на рис. 5 в, г, в том же масштабе показан спектр монохроматического сигнала до и после АСФ.



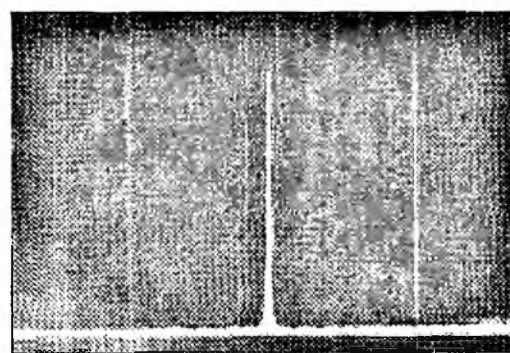
а



б



в



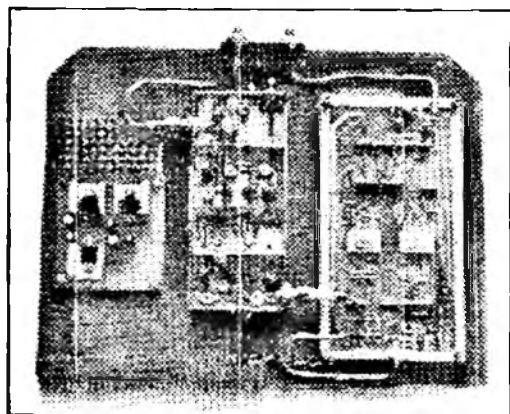
г

Рис.5

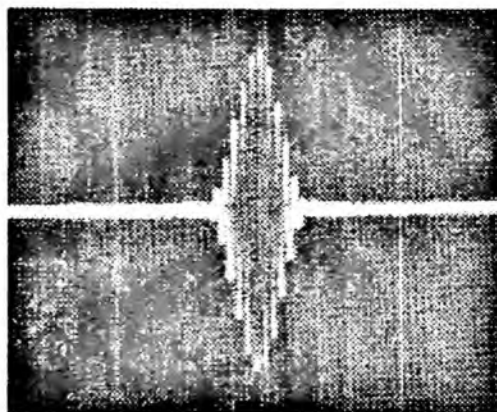
Внешний вид одного из предлагаемых макетов цифроаналоговых синтезаторов на основе табличного ЦСС и кольца ФАПЧ для модернизации РЛС «П-18» и сжатый по времени на дисперсионной линии задержки сформированный им ЛЧМ радиопульс с параметрами $\tau_{ш}=32$ мкс, $\Delta F=1$ МГц показан на рис 6 а, б соответственно.

Табличные ЦСС целесообразно использовать в серийной узкоспециализированной аппаратуре, где применяется один или несколько сигналов с малой длительностью и особенно с нелинейными законами ЧМ (в нашем случае – при формировании зондирующего сигнала), а также в качестве формирователя высокостабильного опорного (гетеродинного) сигнала в системе с ФАПЧ. Там, где необходимо часто менять частотно-временные параметры сигналов в зависимости от сложившейся воздушной обстановки, целесообразно использовать вычислительные или таблично-вычислительные ЦСС.

Таким образом, проведенные исследования показали, что при модернизации обзорных РЛС «П-18» и ей подобных целесообразно использовать в них сложные ЧМ сигналы



а



б

Рис 6

В качестве формирователей опорных зондирующих и гетеродинных сигналов в таких РЛС рекомендуется использовать различные типы ЦСС, разработанных как на отечественной, так и современной импортной элементной базе

Для переноса сформированного сигнала в диапазон СВЧ и для подавления паразитных спектральных составляющих (в среднем на $-(20 \dots 40)$ дБ) предпочтительно использовать однокольцевую аналоговую систему ФАПЧ

Предварительная установка частоты ГУН позволяет уменьшить время установления сигнала на выходе цифроаналогового синтезатора до 5-7 мкс даже при формировании сложных ЧМ сигналов

Список литературы: 1 Бурнаш В И, Ефимов В И Радиолокационное вооружение. Радиолокационная станция П-18 МО СССР. 1976 406с 2 Кандырин Н П, Дзигора А М Выбор структуры малобазовых частотно-модулированных сигналов для обзорных РЛС // Система обработки информации. Х.: ХВУ, 2003 Вып 3 С 98-107 3 Батурин Н Г, Кандырин Н П, Дзигора А М. Цифроаналоговые методы формирования сложных частотно-модулированных сигналов при модернизации обзорных РЛС различного назначения //Сб науч трудов Ч 1 Х. АН ПРЭ. ХНУРЭ 2002 С 141-144. 4 Рыжков А В, Попов В Н Синтезаторы частот в технике радиосвязи М Радио и связь. 1991 264 с.

Объединенный научно-исследовательский институт Вооруженных Сил

Поступила в редколлегию 22.03.2005

*85 лет со дня рождения
и 60 лет научно-педагогической деятельности*



**Яков Соломонович
ШИФРИН**

Президент Украинской национальной ассоциации «Антенны», Заслуженный деятель науки и техники Украины, лауреат премии имени А.С. Попова АН СССР, почетный профессор Харьковского национального университета радиоэлектроники, действительный член Международного общества радиотехников и инженеров (Fellow IEEE), соросовский профессор, академик и член президиума Академии наук прикладной радиоэлектроники, участник боевых действий в Великой Отечественной войне, главный научный сотрудник ХНУРЭ, доктор технических наук, профессор

Яков Соломонович Шифрин родился 23 апреля 1920 г. в г. Мстиславле (Белоруссия).

В 1941 г. с отличием окончил физический факультет Ленинградского государственного университета.

С началом войны ушел в Народное Ополчение Ленинграда, откуда в конце августа был откомандирован на учебу в Военную Краснознаменную академию связи (ВКАС). Летом-осенью 1943 г. принимал активное участие в боях за освобождение Украины на третьем Украинском фронте. После окончания с отличием весной 1944 г. радиофакультета ВКАС кратких курсов по радиолокации был назначен командиром одной из новых батарей станции орудийной наводки (СОН), до конца войны участвовавшей в боевых действиях.

После войны – первый преподаватель радиолокации в Севастопольском училище Зенитной Артиллерии (ныне Житомирский военный институт радиоэлектроники).

С 1948 по 1980 гг. педагогическая и научная деятельность Я.С. Шифрина была связана с Артиллерийской радиотехнической академией (АРТА, г. Харьков). В 1953 г. защитил кандидатскую, а в 1965 г. – докторскую диссертацию.

После увольнения из Вооруженных сил с 1980 г. по сегодняшний день Я.С. Шифрин работает в Харьковском национальном университете радиоэлектроники (ХНУРЭ).

Яков Соломонович внес фундаментальный вклад в науку по ряду направлений современной радиофизики. Он является основателем нового научного направления – статистической теории антенн (СТА).

Широко известная монография Я.С. Шифрина «Вопросы статистической теории антенн» изданная в 1970 г., сразу же после выхода была переведена и издана в США и там также получила широкое признание и высокую оценку.

В 1983 г. президиум АН СССР присудил Я.С. Шифрину премию имени А.С. Попова с формулировкой «За работы в области СТА, внесшие фундаментальный вклад в теорию и технику антенн».

В 1988 г. за монографию «Методы измерения параметров излучающих систем», содержащую метрологические аспекты СТА, юбиляр был удостоен премии «За лучшую научную работу» Госкомитета СССР по народному образованию.

Работы по СТА удостоены и мирового признания. В 1998 г. Яков Соломонович первым в Украине и среди антенщиков СНГ был избран действительным членом Международного общества радиотехников (Fellow IEEE) с формулировкой «За фундаментальный вклад в теорию и технологию антенн».

Вторым направлением фундаментальных исследований Я.С.Шифрина и его школы явились первые в СССР обстоятельные экспериментальные исследования дальнего тропосферного распространения (ДТР) радиоволн, получившие широкую известность и высокую оценку специалистов.

Третье направление исследований Я.С.Шифрина – антенны с нелинейными (АНЭ). Исследования Якова Соломоновича и его учеников в области АНЭ в течение более 20 лет привели к разработке достаточно общей теории. Уже многие годы школа Я.С.Шифрина в области АНЭ занимает лидирующие позиции в мире.

В последнее время Я.С.Шифрин, совместно со своим учеником У.Р.Лиепинем, эффективно развивает научное направление, связанное с диагностикой фазированных антенных решеток (ФАР).

Я.С.Шифрин является автором около 300 научных работ, в том числе 12 монографий. Под его руководством официально подготовлено 16 докторов и более 40 кандидатов наук по теории антенн и распространению радиоволн, и невозможно подсчитать количество диссертаций, подготовкой к защите которых этот удивительный человек тоже фактически руководил. На протяжении своей жизни Яков Соломонович неизменно оказывал и оказывает поддержку ученым из многих вузов и НИИ Украины, России и других стран.

Более 50 лет Я.С.Шифрин вел активную преподавательскую работу в Военно-инженерной академии им. Л.А.Говорова (бывшая АРТА) и ХНУРЭ. Около 30 лет возглавлял кафедры в этих учебных заведениях. Помимо непосредственной педагогической деятельности, много внимания Яков Соломонович уделял и уделяет проблемам высшего образования в Украине, подготовке молодых преподавателей. Обобщив свой 50-летний опыт преподавания в технических вузах, он прочитал в ряде вузов Украины и России лекцию «Методологические основы фундаментального инженерного образования», которая впоследствии была опубликована в издательстве Таганрогского радиотехнического университета, а затем – в журнале «Новый Коллегиум» № 4 за 2004 г.

Заслуги Я.С. Шифрина перед Родиной и наукой получили широкое признание, отмечены 22 орденами и медалями. В 1991 г. он удостоен звания «Заслуженный деятель науки и техники Украины». Информация о нем содержится в российской и белорусской энциклопедиях, а также в биографических изданиях дальнего зарубежья.

Особого признания заслуживает научно-организационная деятельность Якова Соломоновича. В 1993 г. он организовал Украинскую национальную ассоциацию «Антенны», которая многое сделала для объединения антенщиков Украины, обмена опытом их работы, интеграции украинской науки в мировую. Последнему во многом способствовали и созданные позднее им же Восточно-Украинское и Харьковское отделения международного общества радиотехников, руководителем которых он был многие годы.

После развала СССР Яков Соломонович возродил на территории СНГ антенные конференции, которые стали преемниками пистолькорсовских антенных конференций, проводившихся ранее на протяжении многих лет в СССР. На международные конференции по теории и технике антенн, организованные и руководимые Я.С.Шифриным в Украине, съезжаются видные ученые Украины, России и многих других стран ближнего и дальнего зарубежья. В немалой мере этому способствуют широкие научные связи Якова Соломоновича. Свидетельством этому является, в частности, и то, что он член программных комитетов многих международных конференций, где выступал с заказными докладами, а также то, что он читал лекции по разным аспектам прикладной электродинамики во многих странах. Длительное время был членом различных межведомственных советов по антеннам, распространению волн, радиофизике. Сегодня он является членом редколлегии ряда авторитетных научных журналов по радиоэлектронике в Украине и России.

В настоящее время Яков Соломонович Шифрин, несомненно, один из наиболее крупных и авторитетных ученых в области прикладной электродинамики, как в Украине, так и в ближнем и дальнем зарубежье.

Редколлегия

УДК 517.958:537.8

Рассеяние волн на конической поверхности с граничными условиями импедансного типа / В.А.Дорошенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып.140. С. 5-10.

Рассмотрена скалярная задача рассеяния волн на полубесконечном круговом конусе с периодическими продольными щелями. На лентах конуса выполняются двухсторонние условия импедансного типа. Для решения задачи используются интегральные преобразования Конторовича-Лебедева и метод полуобращения, вследствие чего решение исходной задачи сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений. В случае большого числа щелей получено аналитическое решение задачи.

Ил. 1. Библиогр.: 9 назв.

УДК 517.958:537.8

Розсіювання хвиль на конічній поверхні з граничними умовами імпедансного типу / В.О.Дорошенко //Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип.140. С. 5-10.

Розглянута скалярна задача розсіювання хвиль на півнескінченному круговому конусі з періодичними поздовжніми щілинами. На стрічках конуса виконуються двобічні умови імпедансного типу. Для розв'язку задачі використовуються інтегральні перетворення Конторовича-Лебедева та метод напівобертання, внаслідок чого розв'язок вихідної задачі зведено до розв'язку системи лінійних алгебраїчних рівнянь. У випадку великої кількості щілин отримано аналітичний розв'язок задачі.

Ил.1. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 517.958:537.8

Wave scattering on a cone surface with impedance boundary conditions / V.A.Doroshenko //Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2002. № 140 P. 5-10.

The scalar problem of wave scattering on the semi-infinite circular cone with longitudinal slots is considered. Two-sided impedance conditions are fulfilled at the cone strips. The Kontorovich-Lebedev integral transforms and the semi-inversion method are used for solving this problem. The original problem is reduced to solving a system of linear algebraic equations. Analytical solutions are derived for the case of a great deal of slots.

1fig. Ref.: 9items.

УДК 612.397:681.322

Обоснование состава функций и подсистем единой государственной автоматизированной системы радиочастотного мониторинга / И. М. Николаев, О. А. Шутиков, А. А. Шаповалов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С. 11-18.

В условиях быстрого роста рынка средств связи и телекоммуникационных технологий эффективное управление использованием радиочастотного ресурса может быть обеспечено только в рамках единой государственной организационно-технической системы радиочастотного мониторинга с взаимно согласованными по выполняемым функциям компонентами. Анализ позволил определить состав общесистемных и внутрисистемных функций, которые должна выполнять единая государственная автоматизированная система радиочастотного мониторинга и ее составные части.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 612.397:681.322

Обґрунтування складу функцій і підсистем єдиної державної автоматизованої системи радіочастотного моніторингу / І. М. Ніколаєв, О. О. Шутіков, О. А. Шаповалов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 11-18.

За умов швидкого зростання ринку засобів зв'язку і телекомунікаційних технологій ефективне керування використанням радіочастотного ресурсу може бути забезпечене тільки в рамках єдиної державної організаційно-технічної системи радіочастотного моніторингу із взаємно погодженими по виконуваних функціях компонентами. Аналіз дозволив визначити склад загальносистемних і внутрішньосистемних функцій, що повинна виконувати єдина державна автоматизована система радіочастотного моніторингу і її складові частини.

Ил. 1. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 612.397:681.322

Substantiation of structure of functions and subsystems of the uniform state automated system of radio-frequency monitoring / I.M.Nikolaev, O.A.Shutikov, A.A.Shapovalov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N.140. P. 11-18.

In conditions of fast growth of the market of communication facilities and telecommunication technologies an efficient control over the use of radio-frequency resource may be provided only within the framework of the uniform state organizational – technical system of radio-frequency monitoring with components mutually coordinated on the carried out functions. The analysis has allowed to determine the structure of the general system and intersystem functions which the uniform state automated system of radio-frequency monitoring and its components should carry out.

1 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396.67

Электродинамические устройства с нелинейными свойствами поверхностного импеданса. Условие конвергентности / А. И. Лучанинов, В. В. Журбенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С. 19 – 27.

Введено понятие конвергентности для электродинамических устройств с распределенной нелинейностью. Определены условия существования конвергентного режима работы таких устройств. Проведены численные эксперименты по исследованию характера влияния внутренних параметров и сторонних источников сигнала на единственность решения уравнений состояния электродинамических структур, поверхность импеданс которых обладает нелинейными свойствами.

Ил. 7. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.67

Електродинамічні пристрої з нелінійними властивостями поверхневого імпедансу. Умова конвергентності / А. І. Лучанінов, В. В. Журбенко // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2005. Вип. 140. С. 19–27.

Введено поняття конвергентності для електродинамічних пристроїв із розподіленою нелінійністю. Визначені умови існування конвергентного режиму роботи таких пристроїв. Проведено чисельні дослідження характеру впливу внутрішніх параметрів та сторонніх джерел сигналу на одиничність рішення рівнянь стану електродинамічних структур, поверхневий імпеданс котрих має нелінійні властивості.

Ил. 7. Библиогр.: 5 назв.

UDC 621.396.67

Electrodynamical devices with a nonlinear surface impedance. Convergence condition / A. I. Luchaninov, V. V. Zhurbenko // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2004. N 140. P. 19–27.

The convergence concept for electrodynamic devices with the distributed nonlinearity is introduced. Conditions of convergence mode existence for such devices are obtained. Numerical experiments to research influence of internal parameters and external signal sources on uniqueness of the state equation solution for electrodynamic structures, which surface impedance possesses nonlinear properties.

7 fig. Ref.: 5 items

УДК 681.324.50

Вероятность битовой ошибки при воздействии помех на системы абонентского радиодоступа с учетом характеристик направленности их антенн / В.М. Шокало, В.Г. Лихограй, А.Е. Стрельницкий // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб.* 2005. Вип. 140. С. 28–31.

Получены новые выражения, позволяющие исследовать вероятность битовой ошибки систем абонентского радиодоступа (САРД) при воздействии импульсных и непрерывных помех с учетом характеристик направленности их антенн. Проведенные численные исследования позволили выявить при определенных характеристиках направленности антенн САРД ранее неизвестный эффект – разрушение информации при любом уровне полезного сигнала.

Ил. 2. Библиогр.: 2 назв.

УДК 681.324.50

Імовірність бітової помилки при впливі завад на системи абонентського радіодоступу з урахуванням характеристик спрямованості їхніх антен / В.М. Шокало, В.Г. Лихограй, А.Є. Стрельницький // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2005. Вип. 140. С. 28–31.

Отримано нові вираження, що дозволяють досліджувати ймовірність бітової помилки систем абонентського радіодоступу (САРД) при впливі імпульсних і безперервних завад з урахуванням характеристик спрямованості їхніх антен. Проведені чисельні дослідження дозволили виявити при певних характеристиках спрямованості антен САРД раніше не відомий ефект – руйнування інформації при будь-якому рівні корисного сигналу.

Ил. 2. Библиогр.: 2 назв.

UDC 681.324.50

The probability of a bit error rate at action of noise and jammers on a subscriber radio access systems (SRAS) in view of directional characteristics of their antennas are investigated / V.M.Shokalo, V.G. Lihograj, A.E. Strelnitsky // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2005. N 140. P. 28–31.

The new expressions permitting to explore probability of a bit error rate of SRAS at action of impulse and continuous jammers in view of directional characteristics of their antennas are obtained. The carried out numerical researches, have allowed to reveal at particular directional characteristics of antennas SRAS earlier unknown effect - information destroying at any level of a desired signal.

2. fig. Ref.: 2items.

УДК 523.98.550.385

Радиолокационные наблюдения короткопериодических колебаний в тропосфере, связанных с солнечным терминатором / В.Н. Олейников, О.А. Соляник, В.Н. Муха // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб.* 2005. Вип. 140. С. 32–36.

Представлены результаты исследования вариаций скорости ветра в нижней тропосфере, измеренных с помощью Доплеровской радиолокационной станции вертикального зондирования атмосферы, во время прохождения солнечного терминатора. Проведенный анализ полученных данных с использованием вейвлет-разложения показал резкое увеличение интенсивности короткопериодических колебаний атмосферы с преобладающими периодами около 2 и 5 мин после захода Солнца. Колебания с периодами около 2 мин в ряде случаев представляются в виде цугов волн. Кроме того, наблюдаются нелинейные эффекты, проявляющиеся в трансформации периодов колебаний.

Ил. 5. Библиогр.: 9 назв.

УДК 523.98:550.385

Радіолокаційні спостереження короткоперіодичних коливань в тропосфері, пов'язаних із сонячним термінатором / В.М. Олейников, О.А. Соляник, В.М. Муха // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2005. Вип. 140. С. 32–36.

Представлено результати дослідження варіацій швидкості вітру в нижній тропосфері, вимірюваних за допомогою Доплерівської радіолокаційної станції вертикального зондування атмосфери, під час проходження сонячного термінатора. Проведений аналіз отриманих даних з використанням вейвлет-аналізу показав різке посилення інтенсивності короткоперіодичних коливань атмосфери з переважаючими періодами біля 2 та 5 хв після заходу Сонця. Коливання з періодами біля 2 хв у ряді випадків представляються у вигляді дугів коливань. Крім того, спостерігаються нелінійні ефекти, що проявляються у трансформації періодів коливань.

Іл. 5. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 523.98:550.385

Radar observations of short-periodic oscillations in the troposphere related to Solar Terminator / V.N. Oleynikov, O.A. Solyanik, V.N. Mukha // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2005. N 140. P. 32–36.

Investigations of the lower troposphere wind variations measured with Doppler Wind Profiler during passing Solar Terminator are presented. Temporal-frequency analysis shows a sharp increase in the short-periodic oscillations intensities with periods of about 2 and 5 after sunset. Variations with periods of 2 minutes in a number of cases is presented as wave trains. Moreover, nonlinear effects were observed, they appear in the wave transformation periods.

5 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.396

Радіолокаційні спостереження часової залежності коефіцієнта амбіполярної дифузії метеорної плазми / В.Н. Олейников, Д.Б. Євсєєв // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2005. Вип. 140. С. 37–44.

Проведено дослідження поведінки коефіцієнта амбіполярної дифузії в теченні часу існування метеорного сліду, по результатам двох частотних радіолокаційних вимірювань. Проведено моделювання зміни модуля коефіцієнта зворотного розсіювання. Порівняння експериментальних і модельних висотно-часових залежностей коефіцієнта дифузії показує, що характер експериментальної залежності у всьому висотному діапазоні практично тотожний модельним висотно-часовим залежностям для поперечної складової коефіцієнта зворотного розсіювання. Резонансний характер відбиття радіохвиль від метеорного сліду дає переконливе пояснення поведінки спостережуваної залежності коефіцієнта амбіполярної дифузії від часу, що підтверджується чисельним експериментом на моделі метеорного сліду, який враховує теоретичні криві модуля коефіцієнта зворотного розсіювання.

Іл. 10. Бібліогр.: 10 назв.

УДК 621.396

Радіолокаційні спостереження часової залежності коефіцієнта амбіполярної дифузії метеорної плазми / В.Н. Олейников, Д.Б. Євсєєв // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2005. Вип. 140. С. 37–44.

Проведено дослідження поведінки коефіцієнта амбіполярної дифузії протягом часу існування метеорного сліду, за результатами двох частотних радіолокаційних вимірювань. Проведено моделювання зміни модуля коефіцієнта зворотного розсіювання. Порівняння експериментальних і модельних висотно-часових залежностей коефіцієнта дифузії показує, що характер експериментальної залежності у всьому висотному діапазоні практично тотожний модельним висотно-часовим залежностям для поперечної складової коефіцієнта зворотного розсіювання. Резонансний характер відбиття радіохвиль від метеорного сліду дає переконливе пояснення поведінки спостережуваної залежності коефіцієнта амбіполярної дифузії від часу, що підтверджується чисельним експериментом на моделі метеорного сліду, який враховує теоретичні криві модуля коефіцієнта зворотного розсіювання.

Іл. 10. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.396

Radar observations of time dependence of the ambipolar diffusion factor of meteoric plasma / V.N. Olejnikov, D.B. Evseev // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2005. N 140. P. 37–44.

The research into behaviour of an ambipolar diffusion factor during of the meteor trail life time, by the results of double-frequency radar measurements was carried out. Simulation of variation in time of the ambipolar diffusion factor based on the theoretical curves of the backscattering factor module was performed. The matching of experimental and model high-altitude – time function of a diffusivity shows that the nature of experimental relation over the whole high-altitude range is practically identical to model high-altitude – time function for the transversal component of the backscattering factor. The resonant nature of radio waves reflection from a meteor trail gives a convincing explanation of behaviour of the observed dependence of the ambipolar diffusion factor on time, this is confirmed by the numerical experiment on the meteor trail model taking into account theoretical curves of the module of the backscattering factor.

10 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.37. + 551.553.5.

Радіометеорні дослідження розподілу просторово-часових параметрів ВГВ / А.Н. Олейников, К. Якоби, Д.М. Сосновчик // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2005. Вип. 140. С. 45–51.

Рассматривается вопрос совершенствования методики выявления внутренних гравитационных волн (ВГВ) по

радиометеорным данным в области мезопаузы – нижней термосферы. Рекомендуется использовать вейвлет-анализ и робастный метод наименьших квадратов для повышения достоверности выявления ВГВ. Приводятся гистограммы распределения вертикальной длины волны и направления распространения энергии ВГВ, периодов и моментов появления волн в течение суток.

Ил. 8. Библиогр.: 18 назв.

УДК 621.37. + 551.553.5.

Радиометеорні дослідження розподілень просторово-часових параметрів ВГХ / А.М. Олейніков, К.Якобі, Д.М. Сосновчик // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 45 – 51.

Розглянуто питання поліпшення методики виявлення внутрішніх гравітаційних хвиль (ВГХ) за радиометеорними даними у шарі мезопаузи – нижньої термосфери. Рекомендуються використовувати вейвлет-аналіз та робастний метод найменших квадратів для підвищення достовірності виявлення ВГХ. Наведені гистограми розподілень вертикальної довжини хвилі та напрямку поширення енергії ВГХ, періодів та моментів появи хвиль у продовж доби.

Ил. 8. Библиогр.: 18 назв

UDC 621.37. + 551.553.5.

Radiometric study of temporal-spatial IGW parameters distributions / A.N. Oleynikov, Ch. Jacobi, D.M. Sosnovchik // Radiotekhnika" All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N 140. P. 45 – 51.

Perfection of the methods of revealing internal gravity waves (IGW) using radiometric data in the mesopause – lower thermosphere region is considered. The use of wavelet analysis and robust least square fitting is recommended in the proposed algorithm. Histograms of the IGW vertical wavelength and directions of the energy propagation, IGW period and moments of their occurrence during the day are given.

8 fig. Ref.: 18 items.

УДК 621.396.96

Оценка возможности приёма ТВ сигналов через метеорные следы и её экспериментальное подтверждение / И. Е. Антипов, В. В. Бавыкина, Ю. А. Коваль, А. И. Шкарлет // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вип. 140. С. 52– 56.

Рассмотрена практическая реализуемость приёма сигналов удалённых ТВ передатчиков, работающих на первом и втором частотных каналах, отражённых от метеорных следов. Оценочный расчёт позволяет утверждать, что уровень сигнала, создаваемый мощным ТВ передатчиком, достаточен для этой цели. Показаны ограничения возможной зоны приёма, обусловленные формой диаграммы направленности передающей антенны. Приведены схемы размещения наиболее мощных ТВ передатчиков, работающих на 1-м и 2-м каналах в Европейской части СНГ. Представлены результаты экспериментальных наблюдений.

Ил. 3. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.396.96

Оцінка можливості прийому ТВ сигналів через метеорні сліди і її експериментальне підтвердження / І. Е. Антипов, В. В. Бавыкина, Ю. О. Коваль, О. І. Шкарлет // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 52– 56.

Розглянуто практичну реалізованість прийому сигналів віддалених ТВ передавачів, працюючих на першому і другому частотних каналах, що відзеркалюються від метеорних слідів. Оціночний розрахунок дозволяє стверджувати, що рівень сигналу, який створюється потужним ТВ передавачем, є достатнім для цієї мети. Показані обмеження можливої зони приймання, обумовлені формою діаграми спрямованості випромінюючої антени. Наведені схеми розміщення найбільш потужних ТВ передавачів, що працюють на 1-му і 2-му каналах у Європейській частині СНД. Представлені результати експериментальних спостережень.

Ил. 3. Библиогр.: 10 назв.

UDC 621.396.96

Estimation of possibility of receiving TV signals through meteors and its experimental confirmation / I. E. Antipov, V. V. Bavykina, Ju. A. Koval', A. I. Shkarlet // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N 140. P. 52– 56.

The practical realizability of receiving signals from the remote TV transmitters operating in the first and second TV channels reflected by meteor trails, are shown. Evaluating calculation makes it possible to approve that the signal level formed by the powerful TV transmitters is sufficient for this purpose. The limitation of the possible receiving zone conditioned by the beam shape of the transmitting antenna is shown. The charts of the most powerful TV transmitters operating in the first and second channels in the Europe part of the NIS are given. The results of experimental researches are presented.

3 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.301

Фильтрация изображений с фрактальной структурой на фоне аддитивной и импульсной помех / М.Л. Усс // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вип. 140. С. 57 – 69.

Предлагается новый алгоритм фильтрации изображений, учитывающий их фрактальную структуру и наличие смеси аддитивной и импульсной помех. В качестве модели полезного изображения использована модель фрактального броуновского движения (ФБД) с неизвестными параметрами. Решение задачи фильтрации получено на основе метода максимального правдоподобия. Алгоритм позволяет оценить параметры ФБД, вероятность искажения импульсной помехой, положение искаженных пикселей и истинное изображение. Показано, что предложенный алгоритм обладает рядом существенных достоинств.

Табл. 3. Ил. 6. Библиогр.: 16 назв.
УДК 621.301

Фільтрація зображень з фрактальною структурою на фоні адитивної та імпульсної перешкод / М.Л. Усс // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2005. Вип. 140. С. 57 – 69.

Пропонується новий алгоритм фільтрації зображень, що враховує їх фрактальну структуру і наявність суміші адитивної та імпульсної перешкод. Як модель корисного зображення використана модель фрактального броунівського руху (ФБР) з невідомими параметрами. Вирішення задачі фільтрації отримано на основі методу максимальної правдоподібності. Запропонований алгоритм дозволяє оцінити параметри ФБР, імовірність спотворення імпульсною перешкодою, положення спотворених пікселів та істинне зображення. Показано, що запропонований алгоритм має ряд суттєвих переваг.

Табл. 3. Іл. 6. Бібліогр.: 16 назв.

UDC 621.301

Use of fractal image compression methods for image filtering / M.L. Uss // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2005. N 140. P. 57 – 69.

The novel image filtering algorithm on the assumption of fractal image structure and presence of additive and impulsive noise is proposed. The fractal Brownian motion (FBM) model with unknown parameters is chosen as the true image model. The solution of filtering problem is derived from the maximum likelihood method. The proposed algorithm make it possible to estimate the FBM parameters, probability of impulse noise corruption, position of corrupted pixels and the true image. The comparative analysis of the proposed algorithm and several known algorithms is performed. It is shown that the proposed algorithm possesses considerable advantages.

3 tab. 6 fig. Ref.: 16 items.

УДК 621.396.98

Вероятность правильного совмещения изображений в корреляционно-экстремальных системах навигации / В.И. Антюфеев, В.Н. Быков, В.В. Чмил // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2005. Вип. 140. С. 70 – 75.

Полученная в [2] формула для вероятности правильного совмещения изображений корреляционным алгоритмом обобщена на случай, когда под правильным совмещением понимается попадание оценки координат, формируемой алгоритмом, в окрестность заданного размера точки истинного совмещения. Получено хорошее совпадение результатов статистических испытаний алгоритма с теоретическими данными.

Табл. 1. Ил. 5. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396.98

Ймовірність правильного суміщення зображень у кореляційно-екстремальних системах навігації / В.І. Антюфеев, В.М. Биков, В.В. Чміль // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2005. Вип. 140. С. 70 – 75.

Отримана у [2] формула для ймовірності правильного суміщення зображень кореляційним алгоритмом узагальнена на випадок, коли під правильним суміщенням розуміється попадання оцінки координат, що формується алгоритмом, у околицю заданого розміру точки істинного суміщення. Отримано добрий збіг результатів статистичних випробувань алгоритму з теоретичними даними.

Табл. 1. Іл. 5. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.396.98

Probability of correct images matching in correlation-extreme navigation systems / V.I.Antyufeev, V.N. Bykov, V.V.Chmil // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2005. № 140. P 70 – 75.

Derived in [2] formula for probability of correct images matching with correlation algorithm is generalized for the case when correct matching assumes a hit of the coordinates estimation formed by the algorithm in the vicinity of the set size of true matching point. Good agreement of results of the algorithm statistical tests with the theoretical data is obtained.

1 tab. 5 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396.969

Сравнительный анализ квазиоптимального метода обнаружения сигналов ППРЧ С. методом обнаружения на основе J-корреляционной обработки сигнала / А.Г. Сорочан // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2005. Вип. 140 С. 76 – 81.

Проводится сравнительный анализ результатов лабораторный исследований приемника обнаружения системы радиосвязи JTIDS с расчетными параметрами приемников обнаружения, реализованных методами согласованной фильтрации. Показано, что приемник обнаружения, выполненный на основе J-корреляционной обработки сигнала, позволяет получить выходное отношение сигнал/шум, значительно превышающее значение, определенное в теории оптимального приема, как потенциально возможное.

Ил. 4. Библиогр.: 9 назв

УДК 621.396.969

Порівняльний аналіз квазіоптимального методу виявлення сигналів ППРЧ з методом виявлення на основі J-кореляційної обробки сигналу / А.Г. Сорочан // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2005. Вип. 140. С. 76 – 81.

Проводиться порівняльний аналіз результатів лабораторних досліджень приймача виявлення системи радіозв'язку JTIDS з розрахунковими параметрами приймачів виявлення, реалізованих методами узгодженої фільтрації. Показано, що приймач виявлення, виконаний на основі J-кореляційної обробки сигналу, дозволяє одержати вихідне відношення сигнал/шум, яке значно перевищує значення, визначене в теорії оптимального прийому, як потенційно можливе.

Ил. 4. Библиогр.: 9 назв.
UDC 621.396.969

The comparative analysis of the quasi-optimum method of the frequency hopping signals detection with method of detection on base of a J-correlation signal processing / A.G. Sorochan // Radio . All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N140 P. 76–81!

The comparative analysis of the outcomes of laboratory researches of a radio communication system JTIDS detection receiver with calculated parameters of the detection receivers realized by methods of a matched filtration, is carried out. It is shown, that the detection receiver fulfilled on base of a J-correlation signal processing, ensures to obtain the output signal-to-noise ratio exceeding the value determined in the theory of an optimum reception, as potentially possible.

4 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.385.6

О повышении коэффициента усиления двухрядных усилителей со скрещенными полями / А.В. Грицунов, Г.Г. Козорезов, М.А. Копоть // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С. 82–85.

Проанализированы причины ограничения коэффициента усиления усилителей М-типа с катодным возбуждением (в частности двухрядных амплитронов). Установлено, что одной из них является переход электронного потока под преимущественное управление со стороны ВЧ-поля анодной электродинамической системы. Для устранения этого недостатка предложены конструкции двухрядного усилителя М-типа с одной и двумя торцевыми областями группировки, в которых присутствует только катодная электродинамическая система. Это создает условия для группирования электронного потока под действием входного сигнала без влияния ВЧ-поля анодной электродинамической системы.

Ил. 2. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.385.6

Про підвищення коефіцієнта підсилення дворядних підсилювачів зі скрещеними полями / О.В. Грицунов, Г.Г. Козорезов, М.А. Копоть // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 82–85.

Проаналізовано причини обмеження коефіцієнта підсилення підсилювачів М-типу з катодним збудженням (зокрема дворядних амплітронів). Встановлено, що однією з них є перехід електронного потоку під переважне керування з боку ВЧ-поля анодної електродинамічної системи. Для усунення цього недоліку запропоновано конструкції дворядного підсилювача М-типу з однією та двома торцевими областями групування, в яких присутня лише катодна електродинамічна система. Це створює умови для групування електронного потоку під дією вхідного сигналу без впливу ВЧ-поля анодної електродинамічної системи.

Ил. 2. Библиогр.: 10 назв.

UDC 621.385.6

On cathode-driven crossed-field amplifiers gain increase / A.V. Gritsunov, G.G. Kozorezov, M.A. Kopot' // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N 140. P. 82–85.

The causes of the cathode-driven crossed-field amplifiers (double-row amplitrans in particular) gain restriction are analyzed. It has been established that one of the reasons for this is a predominant electron stream control by the RF field of the anode delay line while the cathode input signal is disregarded. To eliminate this drawback, cathode-driven crossed-field amplifier designs are suggested having one or two axially shifted bunching spaces, which contain a cathode delay line only. Thus, a condition for an electron stream bunching under the influence of the input signal without disturbance from the anode line RF field is ensured.

2 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.375.7

Связь амплитуды и фазы колебаний в нелинейной параметрической системе / Н.Г. Зуев, А.М. Титаренко, О.И. Подгайко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С. 86–88.

Получены укороченные уравнения, которые позволяют при приближенном анализе выделить главные черты поведения существенно нелинейной параметрической системы, работающей в произвольной зоне неустойчивости. Их можно использовать при анализе нелинейных систем, в которых передача информации осуществляется фазовым методом. При помощи моделирования получена зависимость фазы от амплитуды колебаний. Выявлено, что расстроочный механизм является общей причиной возникновения зависимости фазы от амплитуды колебаний в нелинейных параметрических системах.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.375.7

Зв'язок амплітуди та фази коливань у нелінійній параметричній системі / М.Г. Зуєв, О.М. Титаренко, О.І. Подгайко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 86–88.

Отримано укорочені рівняння, що надають можливість при наближеному аналізі виділити головні риси поведінки суттєво нелінійної параметричної системи, яка працює в будь-якій зоні нестійкості. Їх можна використовувати при аналізі нелінійних систем, у яких передача інформації здійснюється фазовим методом. За допомогою моделювання отримана залежність фази від амплітуди коливань. Виявлено, що розстроювальний механізм є загальною причиною виникнення залежності фази від амплітуди коливань у нелінійних параметричних системах.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назви.

UDC 621.375.7

Relation of amplitude and oscillation phase in a non-linear parametric system / M. Zuev, O. Titarenko, O. Podgajko // Radiotekhnika. All-Urk. Sci. Interdep. Mag. 2005. N 140. P. 86–88.

The truncated equations are derived, they make it possible to single out at the approximate analysis the main features of the essentially non-linear parametric system behavior when operating the arbitrary zone of instability. They can be used when analyzing non-linear systems where information transmission is realized using the phase method. Dependence of the phase on the oscillations amplitude is derived through simulation. It is revealed that the disruption mechanism is a common reason for emerging the dependence of the phase on the oscillations amplitude in the non-linear parametric systems.

1 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.375.9

Малощумящий усилитель 5-мм диапазона воли типа «волноводный крест» / О.И. Белоус, О.Н. Сухоручко, А.И. Фисун // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С. 89–91.

Приведены результаты экспериментального исследования малощумящего неохлаждаемого параметрического усилителя, предназначенного для использования в качестве входного каскада приемных устройств диапазона 60 ГГц. Изучены электродинамические характеристики колебательной системы, в которой в качестве контура холостой частоты использован коаксиально-волноводный резонатор. Приводятся экспериментальные результаты исследования макетов усилителей, выполненных на бескорпусных диодах с барьером Шотки. Коэффициент усиления составил 16 дБ в полосе 1 ГГц, диапазон электрической перестройки – 6 ГГц.

Ил. 4. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.375.9

Малощумливий підсилювач 5-мм діапазону хвиль типу «хвилевідний хрест» / О.І. Білоус, О.М. Сухоручко, А.І. Фісун // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 89–91.

Наведено результати експериментального дослідження малощумливого неохолоджуваного параметричного підсилювача, призначеного для використання у ролі вхідного каскада приймальних пристроїв діапазону 60 ГГц. Вивчено електродинамічні характеристики коливальної системи, в якій у ролі контура холостої частоти використаний коаксиально-хвилевідний резонатор. Наводяться експериментальні результати дослідження макетів підсилювачів, виконаних на бескорпусних діодах з бар'єром Шоткі. Коефіцієнт підсилення склав 16 дБ у смузі 1 ГГц, діапазон електричного перестроювання – 6 ГГц.

Ил. 4. Библиогр.: 4 назв.

UDC 621.375.9

Low-noise 5-mm wave band amplifier of the «waveguide cross» type / O.I. Belous, O.N. Sukhoruchko, A.I. Fisun // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 140 P. 89–91.

The results of the experimental investigation of the low-noise amplifier uncooled parametric intended for the use as the input stage of the receiving apparatus in the 60 GHz band were described. Electrodynamic characteristics of the oscillating system where the coaxial-waveguide resonator was used as an idler frequency circuit were studied. The experimental results of the amplifier model investigation designed using unpackaged diode with Schotkey barrier are represented. The multiplication factor was 16 dB in the 1 GHz band, the tuning band was 6 GHz.

4 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.317.089

Алгоритм обработки измерительных сигналов микроволнового преобразователя интерференционного типа / Ю.Б. Гимпиевич, В.И. Носкович // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С. 91–95.

Рассмотрен алгоритм обработки сигналов калибруемого микроволнового преобразователя интерференционного типа. Конструкция преобразователя проста и не требует направленного ответвителя. Калибровка преобразователя осуществляется с помощью двух образцовых нагрузок. Калибровочные и измерительные уравнения решены в явном виде.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.317.089

Алгоритм обробки вимірювальних сигналів мікрохвильового перетворювача інтерференційного типу / Ю.Б. Гімпіївч, В.І. Носкович // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 91–95.

Розглянуто алгоритм обробки сигналів мікрохвильового перетворювача інтерференційного типу, що калібрується. Конструкція перетворювача проста і не вимагає направленої відгалужувача. Калібрування перетворювача здійснюється за допомогою двох зразкових навантажень. Калібрувальні і вимірювальні рівняння вирішені в явному вигляді.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

UDC 621.317.089

Algorithm of the interferential type microwave converter measuring signals processing / Yu.B. Gimpilevich, V.I. Noskovich // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 140. P. 91–95.

The algorithm for processing the signals of the calibrated interferential type microwave converter is considered. The design of the converter is simple and does not require directed coupler. Calibration of the converter is carried out with two exemplar loadings. The calibrating and the measuring equations are solved in the explicit form.

1 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.317.089

Оценка погрешности измерителя коэффициента отражения из-за неидеальности параметров согласованной нагрузки, используемой для калибровки / Ю.Б. Гимпиевич, В.И. Носкович // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С. 96–103.

Рассмотрено влияние неидеальности параметров согласованной нагрузки на результаты измерения. Получены уравнения связывающие параметры неидеальной согласованной нагрузки с погрешностью измерения модуля и фазы комплексного коэффициента отражения.

Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.317.089

Оцінка похибки вимірювача коефіцієнта відбиття внаслідок неідеальності параметрів згаданого навантаження, що використовується для калібрування / Ю.Б. Гімплевич, В.І. Носкович // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 96 – 103.

Розглянуто вплив неідеальності параметрів згаданого навантаження на результати вимірювання. Отримано рівняння, що єднують параметри неідеального згаданого навантаження з похибками вимірювання модуля і фази комплексного коефіцієнта відбиття.

Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

UDC 621.317.089

Assessment of accuracy of reflection coefficient meter through parameters faultiness of matched load, which used for calibration, / J.B. Gimpilevich, V.I. Noskovich // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interred. Mag. 2005. N. 140. P. 96 – 103.

Effect parameters faultiness of matched load on measuring results is considered. Equations connecting faultiness parameters of matched load with measuring inaccuracy of magnitude and phase of complex reflection coefficient are derived. 2 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.318

Измерение диэлектрической проницаемости веществ методом частично заполненного резонатора. / С.В. Бухаров // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. науко-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 104 – 106.

Рассмотрен способ измерения диэлектрической проницаемости жидких и сыпучих продуктов при неполном заполнении резонатора на основе отрезка круглого волновода. Использована простейшая модель описания частично заполненного резонатора в виде трансцендентного уравнения. Получены графики зависимости резонансных частот колебаний H_{111} и H_{011} от диэлектрической проницаемости образца для разных уровней заполнения резонатора.

Табл. 2. Ил. 3. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.318

Вимірювання діелектричної проникненості речовин методом частково заповненого резонатора. / С.В. Бухаров // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 104 – 106.

Розглядається спосіб вимірювання діелектричної проникненості речовин при частковому заповненні резонатора на основі відрізка круглого хвильоводу. Використовується простіша модель опису частково заповненого резонатора у вигляді трансцендентного рівняння. Отримано графіки залежності резонансних частот коливань H_{111} та H_{011} від діелектричної проникненості зразка для різних рівней заповнення резонатора.

Табл. 2. Ил. 3. Библиогр.: 2 назв.

UDC 621.318

The dielectric permittivity measurement by the partially filled resonator method. / S.V. Bukharov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N 140. P. 104 – 106.

Method of complex permittivity measurement by partially filled resonator is considered. The simplest model (transcendental equation) is used. Curves of H_{111} and H_{011} wave resonant frequency in dependence on sample permittivity and infill level are obtained.

2 tab. 3 fig. Ref.: 2 items.

УДК 531.74.087.92

Устройство определения пространственного положения экспериментальной модели магнитоплана / Н.Ф. Загуральский, С.В. Плаксин // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 107 – 110.

Разработана приемлемая по параметрам помехоустойчивости и надежности конструкция устройства определения пространственного положения транспортного средства относительно активной путевой структуры с использованием индукционных датчиков, серийно выпускаемых отечественной промышленностью. Устройство позволяет в реальном масштабе времени через изменение линейной скорости и ускорения определить динамику движения транспортного средства.

Табл. 1. Ил. 6. Библиогр.: 5 назв.

УДК 531.74.087.92

Пристрій визначення просторового положення експериментальної моделі магнітоплану / М.Ф. Загуральський, С.В. Плаксін // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 107– 110.

Розроблена прийнятна по параметрах перешкодостійкості і надійності конструкція пристрою визначення просторового положення транспортного засобу відносно активної шляхової структури з використанням індукційних датчиків, що серийно випускаються вітчизняною промисловістю. Пристрій дозволяє в реальному масштабі часу через зміну лінійної швидкості і прискорення визначити динаміку руху транспортного засобу.

Табл. 1. Ил. 6. Библиогр.: 5 назв.

Device for determination of spatial position of magnitoplan experimental model / N.F. Zaguralskiy, S.V.Plaksin // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N140. P. 107 – 110.

It is developed acceptable on the parameters of the hindrance-stability and reliability construction of device for determination of spatial position of transport vehicle in relation to the active guideway with the use of induction sensors, serially inputted out by domestic industry. The device allows in the real time through the change of linear speed and acceleration to define the dynamics of proposal of transport vehicle.

1 tabl. 6 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.396.69.001.66:53.2

Экспериментальное исследование эффективной теплопроводности в электронных аппаратах с малой плотностью монтажа / В.И. Азаренков, А.М. Синотин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып.140. С. 111–117.

Описаны методики испытаний, конструкции макетов. Рассчитаны коэффициенты теплопроводности по результатам измерений температуры в различных точках макета. Изменение эффективной теплопроводности от величины зазора между блоками аппроксимировано линейной зависимостью. Экспериментально доказано, что конструкцию ЭА с малой плотностью монтажа можно представить тепловой моделью в виде квазиоднородного твердого тела с неодинаковым теплообменом на гранях нагретой зоны.

Ил. 4. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.396.69.001.66:53.2

Експериментальне дослідження ефективної теплопровідності в електронних апаратах з малою щільністю монтажу / В.І. Азаренков, А.М. Синотин // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вып.140. С. 111–117.

Описано методику дослідів, конструкції макетів. Розраховано коефіцієнти теплопровідності за результатами вимірів температури в різних точках макета. Зміну ефективної теплопровідності від розміру зазора між блоками апроксимовано лінійною залежністю. Експериментально доведено, що конструкцію ЕА з малою щільністю монтажу можна представити тепловою моделлю у вигляді квазіоднорідного твердого тіла з неоднаковим теплообміном на гранях нагрітої зони.

Ил. 4. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.396.69.001.66:53.2

Experimental research of the effective heat conductivity in the electronic apparatus with low density of mounting / V.I. Azarenkov, A.M. Sinotyn // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N 140. P. 111–117.

The methodology of testing and construction of the models are described. The coefficients of heat conductivity according to the results of temperature measurements in different points of the model are calculated. The change of the effective heat conductivity depending on the size of the gap between units was approximated by the linear correlation. It was experimentally proved that the construction of the EA with low density of mounting may be presented by a heat model as a quasihomogeneous solid body with different heat exchange on the faces of the heated zone.

4 fig. Ref.: 11 items.

УДК 519.24

К вопросу о фильтрации и сглаживании случайного процесса типа ЭЭГ / О.И. Харченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып.140. С. 118–120.

Приведены результаты обработки энцефалографических сигналов с помощью цифрового фильтра Калмана и вейвлет-преобразования. Получены оценки дисперсии выходного процесса, показывающие преимущества обработки с помощью вейвлетов.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 519.24

До питання фільтрації та згладжування випадкового процесу типу ЕЕГ / О.І. Харченко // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вып. 140. С. 118–120.

Наведено результати оброблення енцефалографічних сигналів за допомогою цифрового фільтру Калмана та вейвлет-перетворення. Отримано оцінки дисперсії вихідного процесу, які показують переваги обробки за допомогою вейвлетів.

Ил. 2. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 519.24

On the problem of filtering and smoothing casual process type of EEG / O.I. Kharchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 140. P. 118–120.

The results of encephalographic signals processing with help of digital Kalman filter and wavelet transformation are received. Estimations of output process dispersion are received, shown the advantages wavelet processing.

2 fig. Ref.: 4 items.

УДК 681.3.06

Метод наложения в анализе линейных цепей / П.Ф. Лебедев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С. 121 – 126.

Рассмотрены методы анализа линейных цепей: контурных токов и узловых напряжений с позиций принципа наложения. Показано, что системы уравнений рассматриваемых методик идентичны и по форме, и по содержа-

нию. т. е. можно говорить о дуальности этих методов. Основой для систем уравнений в обоих случаях служат представления о передаточных коэффициентах по току и напряжению для узлов и контуров, соответственно, а также понятия о напряжениях и токах свободных узлов (параллельные цепи) и свободных контуров (последовательные цепи). Системы уравнений составляются по определению и не требуют никаких преобразований источников энергии, в т. ч. даже идеальных.

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 681.3.06

Метод накладання в аналізі лінійних кіл / П. Ф. Лебедєв // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 121–126.

Розглянуто методи аналізу лінійних кіл контурних струмів та вузлових напруг з позицій принципу накладання. Показано, що системи рівнянь розглянутих методик ідентичні і за формою, і за змістом, тобто можна говорити про дуальність цих методів. Базою для систем рівнянь в обох випадках будуть уявлення щодо передаточних коефіцієнтів за струмом та за напругою для вузлів та контурів, відповідно, а також поняття про напруги та струми вільних вузлів (паралельні кола) та вільних контурів (последовні кола). Системи рівнянь складаються за визначенням і не викликають ніяких перетворень джерел енергії, у тому числі навіть ідеальних.

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

UDC 681.3.06

Method of superposition in the linear circuits analysis / P. F. Lebedyev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 140. P. 121–126.

Methods of the analysis of linear circuits, namely, loop currents and node voltage are considered in the context of the superposition principle. It is shown that the systems of equations of the techniques under consideration are identical both in the form and contents, i.e. it is possible to speak about duality of these methods. In both cases the notion about the current and voltage transfer coefficients for nodes and loops, respectively, and the notion about voltages and currents in free nodes (parallel circuits) and free loops (series circuits) make the basis for the system of equations. The systems of equations are set up by the definition and do not require any transformations of energy sources even the ideal ones.

Fig. 2. Ref.: 5 items.

УДК 621.396.2: 621.316.2

Выравнивание амплитудно-частотной характеристики канала связи в присутствии мощных гауссовых помех / Г.И. Сидоров, В.А. Тихонов, И.В. Савченко, К.В. Нетребенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С. 127–133.

Предлагается метод помехоустойчивого синтеза линейного корректора межсимвольной интерференции. Метод основывается на использовании статистик третьего порядка и по сравнению с традиционными методами, использующими статистики второго порядка, обеспечивает более точный синтез выравнивающего фильтра в присутствии гауссовых помех. Предлагаемый метод аналогичен методу сведения к нулю незначимых коэффициентов, однако при этом позволяет получить выравнивающий фильтр при высоком уровне межсимвольной интерференции на входе приемника.

Табл. 2. Ил. 4. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.2: 621.316.2

Вирівнювання амплітудно-частотної характеристики каналу зв'язку в присутності потужних гауссових перешкод / Г.І. Сідоров, В.А. Тихонов, І.В. Савченко, К.В. Нетребенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 127–133.

Запропоновано метод перешкодостійкого синтезу лінійного коректора міжсимвольної інтерференції. Метод базується на використанні статистик третього порядку і в порівнянні з традиційними методами, які використовують статистики другого порядку, забезпечує більш точний синтез вирівнюючого фільтра у присутності гауссових перешкод. Запропонований метод аналогічний методу зведення до нуля незначимих коефіцієнтів, але при цьому дозволяє отримати вирівнюючий фільтр при високому рівні міжсимвольної інтерференції на вході приймача.

Табл. 2. Ил. 4. Библиогр.: 6 назв.

UDC 621.396.2: 621.316.2

Equalizing amplitude response characteristic of data channel at the presence of high-power Gaussian noise/ G.I. Sidorov, V.A. Tihonov, I.V. Savchenko, K.V. Netrebenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N140. P. 127–133.

The intersymbol interference linear equalizer noise-resistant synthesis method is offered. This method is based on the use of statistics of the third order and in comparison with the traditional methods using statistics of the second order it ensures more exact synthesis of the equalizer at the presence of Gaussian noise. The offered method is similar to the method of reduction to zero of non-significant factors, but in this case it makes it possible to receive an equalizer for a high level intersymbol interference on the receiver input.

2 tab. 4 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.391

Минимально допустимая мощность на входе цифрового оптического приемного устройства для систем оптического доступа / В.С. Марчук, С.Н. Селевко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С. 134–139.

Получены формулы для расчета минимальной оптической мощности на входе оптических приемных устройств (ОПРУ) цифровых систем оптического доступа (СОД), не зависящие от сопротивления нагрузки фотодетектора для высокочувствительных ОПРУ. Уменьшение полосы пропускания ОПРУ приводит к уменьшению уровня шумов в

ОПРУ СОД. Повышение спектральной чувствительности по току фотодетектора позволяет снизить уровень шумов в ОПРУ СОД.

Ил. 5. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.391

Мінімально допустима потужність на вході цифрового оптичного приймального пристрою для систем оптичного доступу / В.С. Марчук, С.Н. Селевко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб 2005. Вип. 140. С. 134–139.

Отримано формули для розрахунку мінімальної оптичної потужності на вході оптичних приймальних пристроїв (ОПП) цифрових систем оптичного доступу (СОД), не залежні від опору навантаження фотодетектора для високочутливих ОПП. Зменшення смуги пропускання ОПП призводить до зменшення рівня шумів в ОПП СОД. Підвищення спектральної чутливості за струмом фотодетектора дозволяє знизити рівень шумів в ОПП СОД.

Ил. 5. Библиогр.: 6 назв.

UDC 621.391

Minimum power handling capability on the digital optical receiving device input for optical access systems / V.S. Marchuk, S.N. Selevko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N140. P. 134–139.

The formulas for calculation of the minimum optical power on the input of optical receiving devices (ORD) of digital systems of optical access (SOA) not depending on resistance of a photodetector for high-sensitive ORD are obtained. The reduction of a passband ORD results in reduction of the level of noise in ORD SOA. The boosting of spectral sensitivity on current of the photodetector makes it possible to decrease the noise level in ORD SOA.

5 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.391.

Эффективность адаптации длины кодовых блоков к качеству дискретных каналов / Н.Ф. Логвиненко, В.Е. Серенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 140–146.

Проведен сравнительный анализ систем передачи данных с адаптацией длины блока помехоустойчивого кода к качеству дискретного канала и неадаптивных систем с оптимальной длиной блока для среднего качества. Анализ проведен по критерию потенциальной средней относительной скорости системы. Показано, что для каналов радиосвязи декаметрового диапазона такая адаптация малоэффективна.

Табл. 8. Ил. 6. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.391.

Ефективність адаптації довжини кодових блоків до якості дискретних каналів / М.Ф. Логвиненко, В.Є. Серенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 140–146.

Проведено порівняльний аналіз систем передачі даних з адаптацією довжини блока перешкодостійкого коду до якості дискретного каналу та неадаптивних систем з оптимальною довжиною блока для середньої якості. Аналіз проведено за критерієм потенційної середньої відносної швидкості системи. Показано, що для каналів радіозв'язку декаметрового діапазону така адаптація малоєфективна.

Табл. 8. Ил. 6. Библиогр.: 6 назв.

UDC 621.391.

The efficiency of code block length adaptation to the discrete channels quality. / M.F. Logvinenko, V.E. Serenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. № 140. P. 140–146.

The comparative analysis of data transmission systems with the adaptation of error resistant code block length to the quality of discrete channels and non adaptive systems with a block length suitable for average quality was made. The analysis was made with respect to the potential average of the system relative speed. It was shown that such an adaptation is a low efficient one for the radio-communication decameter wave-band channels.

8 tab. Fig. 6. Ref.: 6 items.

УДК 517.87; 537.958

Влияние импульсной модуляции параметров на эволюцию монохроматической волны в безграничной полупроводниковой среде / Н.И. Слипченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 147–155.

Получено точные аналитические выражения для преобразованной электрической компоненты поля монохроматической волны при изменении во времени проводимости и диэлектрической проницаемости безграничной изотропной среды по закону конечных последовательностей прямоугольных периодических импульсов, причем последовательность импульсов проницаемости отстает от последовательности импульсов проводимости на произвольную временную сдвигу. Проведен детальный физический анализ полученных выражений.

Ил. 4. Библиогр.: 17 назв.

УДК 517.87; 537.958

Вплив імпульсної модуляції параметрів на еволюцію монохроматичної хвилі у безмежному напівпровідниковому середовищі / М.І. Слипченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 147–155.

Отримано точні аналітичні вирази для перетвореної електричної компоненти поля монохроматичної хвилі при зміні у часі провідності і діелектричної проникності безмежного ізотропного середовища за законом кінцевих послідовностей прямокутних періодичних імпульсів, причому послідовність імпульсів проникності відстає від послідовності імпульсів провідності на довільну часову зрушку. Проведено детальний фізичний аналіз отриманих виразів.

Ил. 4. Библиогр.: 17 назв.

UDC 517.87; 537.958

The influence of pulse modulation of the parameters to the evolution of monochromatic wave in unbounded semi-conducting medium / N.I. Slipchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. № 140. P. 147 – 155.

Analytical expressions for transformed electric component of field of the monochromatic wave with the time change of both conductivity and dielectric permittivity of unbounded isotropic medium finite by a law of the sequences of rectangular periodic pulses is considered. The sequence of permittivity is to lag to the sequence of conductivity by arbitrary time displacement. Physical analysis of obtained expressions is carried out.

4 fig. Ref.: 17 items.

УДК 621.317.799

Оценка численно-аналитических моделей СВЧ резонаторных сенсоров с коаксиальной измерительной апертурой / Ю.Е. Гордненко, В.В. Петров, Ф.М. Хаммуд // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С. 156 – 162.

Проведено сравнение квазистатического и электродинамического приближения при моделировании СВЧ резонаторных сенсоров с коаксиальной апертурой. Получены зависимости фундаментальных сигналов измерительной информации от параметров материала и геометрии резонатора. Выполнена оценка погрешности квазистатического приближения.

Ил. 6. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.317.799

Оцінка чисельно-аналітичних моделей НВЧ резонаторних сенсорів з коаксіальною вимірювальною апертурою / Ю.О. Гордієнко, В.В. Петров, Ф.М. Хаммуд // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 156 – 162.

Проведено порівняння квазістатичного та електродинамічного наближень при моделюванні НВЧ резонаторних сенсорів з коаксіальною апертурою. Отримано залежності фундаментальних сигналів вимірювальної інформації від параметрів матеріала та геометрії резонатора. Виконано оцінку похибки квазістатичного наближення.

Лл. 6. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.317.799

Numerical-analytical models estimation of the coaxial measuring aperture microwave resonator sensors / Y.E. Gordienko, V.V. Petrov, F.M. Hammoud // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N 140. P. 156 – 162.

Comparison of the quasi-static and electrodynamic approaches by coaxial aperture microwave resonators modeling is carried out. Dependences between fundamental measuring information signals and the material parameters and resonator geometry are obtained. Quasi-static approach error estimation is carried out.

6 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.372.54

Повышение эффективности разложения сигнала в избыточном базисе / В.В. Журавель // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С. 163–166.

Рассматривается метод получения разложения сигнала в избыточном базисе. Метод основывается на решении задачи минимизации. Предложено усовершенствование метода, заключающееся в численном решении СДУ, описывающей задачу минимизации. Предложенный метод позволяет повысить скорость разложения приблизительно на порядок.

Ил. 1. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.372.54

Підвищення ефективності розкладання сигналу у надлишковому базисі / В.В. Журавель // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 163–166.

Розглядається метод отримання розкладання сигналу у надлишковому базисі. Метод використовує рішення задачі мінімізації. Запропоновано удосконалення методу, яке полягає в числовому рішенні СДУ, що описує задачу мінімізації. Запропонований метод дозволяє підвищити швидкість розкладання приблизно на порядок.

Лл. 1. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.372.54

Increase in the signal decomposition efficiency in overcomplete basis / V.V. Zhuravel // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N 140. P. 163–166.

The method of a signal decomposition in the overcomplete basis is considered. This method is based on the minimization problem solution. Refinement in the method consisting in the numerical solution of the ODE' system, describing the minimization problem is offered. The method under consideration makes it possible to rise the decomposition speed by an order of magnitude.

1 fig. Ref.: 8 items.

УДК 519.859

Моделирование взаимодействий n -мерных шаров в интервальных пространствах / И.В. Гребенник, Л.Г. Евсева, Т.Е. Романова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С. 167–171.

Анализируются задачи компоновки объектов в сложных технических системах с учетом погрешностей параметров размещения и метрических характеристик объектов. Строятся математические модели интервальной гиперсферы и интервального шара в n -мерном интервальном пространстве с евклидовой метрикой. Определяется понятие интер-

вальной E -окрестности. Доказывается выпуклость n -мерного интервального шара. Строятся интервальные Φ -функции и нормализованные Φ -функции интервальных объектов, граница которых – интервальная сфера. Обсуждаются возможности использования результатов.

Библиогр.: 11 назв.

УДК 519.859

Моделивання взаємодій n -вимірних куль в інтервальному просторі / І.В. Гребеннік, Л.Г. Євсєєва, Т.Є. Романова // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2005. Вип. 140. С. 167–171.

Аналізуються задачі компоновки об'єктів в складних технічних системах з урахуванням похибок параметрів розміщення та метричних характеристик об'єктів. Будуються математичні моделі інтервальної гіперсфери та інтервальної кулі в n -вимірному інтервальному просторі з евклідовою метрикою. Визначається поняття інтервального E -околу. Доводиться опуклість n -вимірної інтервальної кулі. Будуються інтервальні Φ -функції та нормалізовані Φ -функції інтервальних об'єктів, межами яких є інтервальні сфери. Обговорюються можливості використання результатів.

Бібліогр.: 11 назв.

UDC 519.859

Modeling of interactions of n -dimensional solid spheres in interval space / I.V. Grebennik, L.G. Evseeva, T.E. Romanova // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2005. N 140. P. 167–171.

Problems of layout of objects in complex technical systems taking account errors of placement parameters and metric characteristics of the objects are considered. Mathematical model of an interval solid sphere in the interval n -dimensional space with Euclidean metric is constructed. A concept of interval E -neighborhood is defined. Suggestion on a convexity of the interval solid sphere is proved. Interval Φ -functions and normalized Φ -functions for interval objects whose frontier is sphere. Possibilities of using of results suggested are discussed.

Ref.: 11 items.

УДК 621.385.632.2.029.65

Влияние случайных неоднородностей резонаторной системы не π -видных магнетронов на их основные колебательные характеристики / Е.В. Фурсова, С.В. Сосницкий, Д.М. Ваврив // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2005. Вип. 140. С. 172–179.

Предложен метод быстрого расчета свойств колебательной системы магнетрона, позволяющий осуществлять анализ возможности повышения контурного КПД путем внесения малых периодических неоднородностей и оценку дисперсии холодных характеристик, обусловленной наличием случайных искажений геометрии анодного блока. Проведена оценка влияния малых случайных неоднородностей, связанных с неточностью изготовления анодных систем, на колебательные характеристики магнетронов генерирующих на длинах волны 3 и 8 мм. Показана возможность увеличения связи с нагрузкой ненагруженной компоненты дублета рабочего вида колебания даже при наличии неточностей изготовления в резонаторной системе.

Ил. 12. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.385.632.2.029.65

Вплив випадкових неоднорідностей резонаторної системи не π -видних магнетронів на їх основні коливальні характеристики / О. В. Фурсова, С. В. Сосницький, Д. М. Ваврив // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2005. Вип. 140. С. 172–179.

Запропоновано метод швидкого розрахунку властивостей коливальної системи магнетрона, що дозволяє здійснювати аналіз можливості підвищення контурного ККД шляхом внесення малих періодичних неоднорідностей та оцінку дисперсії холодних характеристик, зумовленої присутністю випадкових спотворень геометрії анодного блоку. Проведена оцінка впливу малих випадкових неоднорідностей, пов'язаних з неточністю виготовлення анодних систем, на коливальні характеристики магнетронів, що генерують на довжинах хвиль 3 і 8 мм. Показано можливість збільшення зв'язку з навантаженням ненавантаженої компоненти дублета робочого виду колювання навіть за наявності неточностей виготовлення у резонаторній системі.

Іл. 12. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.385.632.2.029.65

Influence of random distortions in resonators system of non- π -mode magnetrons on their basic oscillatory characteristics / E. V. Fursova, S. V. Sosnytskyi, D. M. Vavriv // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2005. N 140. P. 172–179.

The method of fast calculation of the magnetron oscillatory system properties is proposed. This method allows carrying out analysis of the possibility of circuit efficiency increase by inserting small periodic distortions and evaluation of dispersion of cold characteristics caused by presence of random distortions of the anode block geometry. It is estimated in what degree small random distortions caused by inaccuracy during anode systems manufacturing affect oscillation properties of magnetrons oscillating 3-mm and 8-mm wave-lengths. It is shown that an increase of coupling between the unloaded component of the doublet of working oscillation and load is possible, even under the presence of the manufacturing inaccuracies in the resonators system.

12 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.396.96

Анализ элементов ТВ сигнала для их применения в полуактивной радиолокации / И. Е. Антипов, В. В. Бавыкина, Ю. А. Коваль, Г. В. Нестеренко // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2005. Вип. 140. С. 180–184.

Рассмотрены элементы телевизионного сигнала, которые представляют интерес с точки зрения полуактивной радиолокации метеорных следов: несущая частота изображения, строчные синхроимпульсы, измерительные строки, эталонные сигналы времени и частоты и т. д. Приведены существующие требования к стабильности параметров этих элементов. Представлены иллюстрации сигналов, как идеальных, так и полученные в результате экспериментов. Проанализирована возможность их использования для измерения численности метеорных следов, коэффициента заполнения метеорного канала, длины трассы, частотной и других характеристик канала, а также для сличения шкал времени.

Ил. 8. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.936.96

Аналіз елементів ТВ сигналу для їх використання в напівактивній радіолокації / І. Є. Антіпов, В. В. Бавикіна, Ю. О. Коваль, Г. В. Нестеренко // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 180–184.

Розглянуті елементи телевізійного сигналу, які представляють інтерес з точки зору напівактивної радіолокації метеорних слідів: несуча частота зображення, строкові синхроімпульси, вимірювальні строки, еталонні сигнали часу та частоти і т. д. Наведені існуючі вимоги щодо стабільності параметрів цих елементів. Представлені ілюстрації сигналів, як ідеальних, так і отриманих в результаті експериментів. Проаналізовано можливість їх використання для вимірювання чисельності метеорних слідів, коефіцієнту заповнення метеорного каналу, довжини траси, частотної та інших характеристик каналу, а також для звіряння шкал часу.

Л. 8. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.936.96

The analysis of TV signal elements for their applicability in a half-active radiolocation / I. E. Antipov, V. V. Bavykina, Y. A. Koval', G. V. Nesterenko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N 140. P. 180–184.

The elements of a television signal interesting from the point of view of a half-active radiolocation of meteor traces (carrying image frequency, line synchronization signals, measuring lines, etalon time and frequency signals, etc.) are considered. The existing requirements to parameter stability of these elements are given. The illustrations of ideal signals, as well as received in result of experiments are submitted. The opportunity of their use for measurement of number of meteoric traces, duty circle of the meteor-burst channel, line distance, frequency and other characteristics of the channel, and for time scales comparison are analyzed.

8 fig. Ref.: 6 items.

УДК 681.3.06

Исследование интенсивности SYN flood атак для систем обнаружения вторжений в корпоративных распределенных сетях / Е.В. Котух // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С. 185–191.

Рассмотрена проблема SYN flood атак в корпоративных распределенных сетях. Сделан обзор существующих подходов к ослаблению интенсивности данных атак. Предложен комплексный подход к проблеме, исследован эффективный метод ослабления указанного типа атак в корпоративных сетях. Разработана имитационная модель для моделирования работы системы под воздействием SYN flood атак разной интенсивности. На основании экспериментальных результатов сделан вывод об эффективности предложенного решения.

Табл. 2. Л. 4. Библиогр.: 11 назв.

УДК 681.3.06

Дослідження інтенсивності SYN flood атак для систем виявлення вторгнень у корпоративних розподілених мережах / Є.В. Котух // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 185–191.

Розглянуто проблему SYN flood атак у корпоративних розподілених мережах. Зроблено огляд існуючих підходів до ослаблення інтенсивності даних атак. Запропоновано комплексний підхід до проблеми, досліджено ефективний метод ослаблення даного типу атак у корпоративних мережах. Розроблено імітаційну модель для моделювання роботи системи під впливом SYN flood атак різної інтенсивності. На підставі експериментальних результатів зроблено висновок щодо ефективності запропонованого рішення.

Табл. 2. Л. 4. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 681.3.06

Research in the SYN flood attacks DDOS intensity for the intrusion detection systems into the corporative distributed networks / Y. V. Kotuh // Radiotekhnika: All-ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N 140. P. 185–191.

Problem SYN flood attacks in the corporate distributed networks is considered. The review of existing approaches to mitigate intensity of the given attacks is carried out. The complex approach to the given problem is offered, the effective method for attacks mitigation is investigated. The simulation model for system operation under SYN flood attacks influence of different intensity is developed. The conclusion on efficiency of the offered solution based on experimental results is presented.

2 tab. 4 fig. Ref.: 11 items

УДК 621.396.96

Радиолокационная модель корабля на морском волнении / А.А. Шапиро, С.М. Зотов, С.П. Голуб, Ф.В. Кивва, А.В. Омельченко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С. 192–195.

Предложена математическая модель радиолокационного сигнала корабля в условиях естественного морского волнения. Получены аналитические соотношения, связывающие характеристики радиолокационного сигнала с архитектурными параметрами корабля, что обеспечивает существенную информацию для распознавания классов надводных объектов.

УДК 621.396.96

Радіолокаційна модель корабля на морському хвилюванні / А.А. Шапіро, С.М. Зотов, С.П. Голуб, Ф.В. Ківва, А.В. Омельченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 192–195.

Запропоновано математичну модель радіолокаційного сигналу корабля в умовах природного морського хвилювання. Одержані аналітичні співвідношення, які зв'язують характеристики радіолокаційного сигналу з архітектурними параметрами корабля, що забезпечують суттєву інформацію про розпізнавання класів надводних об'єктів.

UDC 621.396.96

Radar model of the ship on sea emotion / A. A. Shapiro, S. M. Zotov, S. P. Golub, F. V. Kivva, A. V. Omelchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. № 140. P. 192–195.

The mathematical model of the radar signal of the ship offered in condition of the natural sea emotion. They Are Received analytical correlations, linking characteristics of the radar signal with architectural parameter of the ship that provides essential information for recognition of the classes surface object.

УДК 621.396.96

Применение цифровых синтезаторов сигналов при модернизации обзорных РЛС различного назначения / Н.П. Кандырин, А.М. Дзигора, О.А. Шалепа // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 140. С. 196–203.

Проанализированы цифро-аналоговые методы формирования сложных частотно-модулированных сигналов. Показана возможность и целесообразность применения цифровых синтезаторов сигналов при модернизации обзорных РЛС.

Табл. 1. Ил. 6. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.96

Використання цифрових синтезаторів сигналів при модернізації оглядових РЛС різного призначення / М.П. Кандирін, О.М. Дзигора, О.О. Шалепа // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 140. С. 196–203.

У статті проведено аналіз цифро-аналогових методів формування складних частотно-модульованих сигналів. Показана можливість та доцільність використання цифрових синтезаторів сигналів при модернізації оглядових РЛС.

Табл. 1. Іл. 6. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.396.96

Using digital synthesizers of signals at surveillance radars modernizations / N.P. Kandyryn, A.M. Dzigora, O.A. Shalepa // Radiotekhnika All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N 140. P. 196–203.

The analysis of the digital-analog methods of the shaping complex signals with FM is organized in article. Possibility and practicability of using digital synthesizers of signals at modernizations of surveillance radars is shown.

1 tab. 6 fig. Ref.: 4 items.

**ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА**
Випуск 140
Російською та українською мовами

**СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА**
Выпуск 140
На русском и украинском языках

*Коректор Л.І. Сащенко
Виконавець комп'ютерної верстки І.І. Бутримов*

Підп. до друку 20.04.2005. Формат 60х90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.
Ум. друк арк., 13.9. Обл.-вид. арк. 14.7 Тираж 300 прим. Зам. № 57. 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.