

621.396(06)  
P 15

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

## **РАДИОТЕХНИКА**

**Всеукраинский межведомственный  
научно-технический сборник**

Основан в 1965 г.

**ВЫПУСК 168**

ХНУРЕ Radvotekhnika



**821937**

Харків  
Харківський національний  
університет радіоелектроніки  
2012

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

*Регистрационное свидетельство КВ № 12098-969 ПР от 14. 12. 2006.*

*Ответственность за содержание статей несут авторы.*

*Редакционная коллегия:*

главный редактор *В.М. Шокало*, д-р техн. наук, проф.; зам. главного редактора *А.И. Лучанинов*, д-р физ.-мат.наук, проф.; ответственный секретарь *А.Г. Пащенко*, канд. физ.-мат. наук, доц.; *Ю.Б. Гимпильевич*, д-р техн. наук, проф.; *И.Д. Горбенко*, д-р техн. наук, проф.; *Ю.Е. Гордиенко*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *А.И. Довбня*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *А.Г. Карabanов*, д-р философии (США); *В.М. Карташов*, д-р техн. 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; *В.В. Поповский*, д-р техн. наук, проф.; *Э.Д. Прохоров*, д-р физ.-мат., проф.; *С.-Э. Сандстрём*, проф. (Швеция); *А.И.Стрелков*, д-р техн. наук, проф.; *К.С. Сундучков*, д-р техн. наук, проф.; *П.Л.Токарский*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *А.И.Фисун*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *Я.С. Шифрин*, д-р техн. наук, проф.

*Ответственный за выпуск В.М. Карташов*, д-р техн. наук, проф.

*Технический секретарь Е.С. Полякова*

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол № 11 от 30.03.2012.

*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>А.А. Мартычук</i> Решение основных проблем радиолокации с помощью метода полного поляризационного зондирования пространства	5
<i>И. Е. Антипов, А. А. Костыря, А. И. Шкарлет</i> Об использовании высоких частот в метеорной радиолокации	12
<i>А.И.Литвин-Попович</i> Обнаружение сигналов в условиях априорной параметрической неопределенности	16
<i>В.М. Карташов, И.В. Корытцев, Г.И. Сидоров, Э.К. Потримай</i> Синтез алгоритмов обработки сигналов мультимедийного стрелкового комплекса	22
<i>Р.М. Дідковський, С.С. Гузнін</i> Стійкість систем зв'язку з фазовою маніпуляцією шумового сигналу до квазігармонічних завад	29
<i>A.A.Martynchuk, Abdullakh Ikram Kadir</i> Analysis features parameters of polarization-ortogonal antennae for MIMO system	36
<i>А.А.Мартычук, А.А.Назмутдинов</i> Повышение пропускной способности МИМО системы путем использования поляризационно-ортогональных антенн	40
<i>А.А.Мартычук, А.Н.Скорород</i> Влияние индекса поляризации сигнала на пропускную способность приемного канала SISO систем	45
<i>В.Г. Котух, М.А. Мирошник, С.Н. Селевко</i> Отказоустойчивость распределенных телекоммуникационных систем	51
<i>В.В. Науменко, А.С. Кравчук, В.Ф. Солодовник, А.В. Тоцкий</i> Методы и устройства генерации сигналов триплет для биспектрально-организованной модуляции	56
<i>В.А. Тихонов, И.В. Савченко, Н.В. Кудрявцева</i> Эффективность спектрального оценивания мультипликативными моделями линейного предсказания	68
<i>В.М. Карташов, И.В. Корытцев, Г.И. Сидоров, А.П. Шамрай</i> Моделирование динамической обстановки для мультимедийного стрелкового комплекса	73
<i>А.В. Бессалов, В.Е. Чевардин</i> Механизм генерации псевдослучайных последовательностей в современных ad hoc сетях	78
<i>А.А. Замула, К.И. Иванов, В.И. Черныш, Б.В. Волобуев</i> Методика проведения аудита информационной безопасности	83
<i>Ю.В. Книгавко</i> Метод компьютерного планирования пластических вмешательств на лице человека за счет изменения объемных томографических данных	87
<i>Т.А. Утицких</i> Методика статистической обработки данных УЗИ для диагностики репродуктивной функции КРС	93
<i>А.И. Стрелков, Е.И. Жилин, Т.А. Стрелкова, А.П. Лытюга, Т.В. Бутрым</i> Особенности математического описания процессов ослабления оптического излучения	97
<i>Р. И. Белоус, С. П. Мартынюк, А. П. Моторненко, И. Г. Скуратовский, О. И. Хазов</i> Особенности механической перестройки резонансной частоты волноводно-диэлектрического резонатора	103
<i>И.Н. Бондаренко, А.В. Галич</i> Высокодобротный коаксиальный нерегулярный резонаторный измерительный преобразователь	108
<i>Н.И. Слипченко, Е.П. Таран, В.В. Старостенко, Е.П. Полетаев, С.П. Арсеничев, М.В. Глумова</i> Дифракция на металлодиэлектрических структурах в волноводе	113
<i>Рояи Бахман, В.П. Олейник, С.Н. Кулиш, В.В. Литвин</i> Моделирование параметров газорозрядного источника широкополосного излучения низкой интенсивности ММ диапазона в полосе биологически значимых частот	120
<i>А.Н. Андреев, А.Г. Лазаренко</i> Фильтрация, модуляция и генерация излучения с помощью интерферометра бегущей волны	132
<i>Э.Э.Асанов, С.А.Зуев, Г.В.Килесса, Н.И.Слипченко</i> Влияние тока смещения на частотные характеристики и стойкость ПТШ	137
<i>В.Г. Крыжановский, В.А. Коваленко, В.А. Принцовский</i> Выходная согласующая цепь для усилителя класса E	144
<i>А.А. Андрусевич</i> Мониторинг процесса проектирования РЭС при решении задачи выбора оптимального перечня ЭРИ	151
<i>Е.А. Безуглий, А.В. Безуглий, О.М. Петченко</i> Нормальне падіння рентгенівських променів на тривимірну ґратку атомів	156
<i>Д.А.Булавин, Д.С.Дурнев</i> Методы распределения каналов в системах мобильной связи	160
<i>О.Ю. Демченко, С.М. Куц</i> Реалізація ефективного генератора Голея у середовищі Matlab (Simulink)	168
<i>А.Ю. Панченко, Н. И. Слипченко, Лю Чан</i> Физические аспекты формирования сигнала при ветровом содарном зондировании атмосферного пограничного слоя	172
РЕФЕРАТЫ	177

## CONTENT

A.A.Martynchuk Decision of basic problems of radio-location by the method of the full polarization probing	5
I. E. Antipov, A. A. Kostirya, A. I. Shkarlet About using higher frequencies for the meteor radiolocation research	12
A.I.Lytvyn-Popovych Signals detection in a circumstances of an a priori parametric uncertainty	16
V.M. Kartashov, I.V. Korytsev, G.I. Sydorov, E.K. Potrymai Synthesis of signal processing algorithms for multimedia shooting complex	22
R.M. Didkowsky, S.S. Huznin Performance of differential noise-shift keying communication system in the presence of narrow-band interference	29
A.A.Martynchuk, Abdullakh Ikram Kadir Analysis features parameters of polarization-ortogonal antennae for MIMO system	36
A.A.Martynchuk, A.A.Nazmutdinov Increase in the MIMO system bit rate through the use of the polarization-orthogonal antenna	40
A.A.Martynchuk, A.N.Skorokhod Depending bit rate of the receiving channel SISO system and polarization factor	45
V.G. Kotuh, M.A. Miroshnik, S.N. Selevko Fault-tolerance of distributed communication systems	51
V.V. Naumenko, A.S. Kravchuk, V.F. Solodovnik, A.V. Totsky Techniques and devices for generation of signals-triplets for bispectrum-organized modulation	56
V.A. Tihonov, I.V. Savchenko, N.V. Kudryavceva The efficiency of spectral estimations of linear predictive by multiplicative models	68
V.M. Kartashov, I.V. Korytsev, G.I. Sydorov, A.P. Shamrai Simulation of dynamic environment for multimedia shooting complex	73
A.V.Bessalov, V.E. Chevardin Mechanism of pseudorandom sequences in modern ad hoc networks	78
A.A.Zamula, K.I.Ivanov, V.I. Chernish, B.V. Volobuiev Methodology of the information security audit	83
Y.V. Knigavko Method of computer planning of surgical intervention on the human face by changing the volumetric tomographic data	87
T.A. Utytskykh Methods for statistical US data processing for diagnostics of the LHL reproductive functions	93
A.I. Strelkov, Y.I. Zhilin, T.A. Strelkova, A.P. Lityuga, T.V. Butrim Features of mathematical description of the optical radiation weakening processes	97
R.I. Bilous, S.P. Martynyuk, A.P. Motornenko, I.G. Skuratovskiy, O.I. Hazov Peculiarities of the resonance frequency mechanical tuning of the waveguide-dielectric resonator	103
I.N. Bondarenko, A.V. Galich High-Q coaxial cavity irregular measuring converter	108
N.I. Slipchenko, Ye.P. Taran, V.V. Starostenko, D.A. Poletaev, S.P. Arsenichev, M.V. Glumova Diffraction on metal dielectric structures in a waveguide	113
Roiy Bahman, V.P. Oliynyk, S.M. Kulich, V.V. Litvin Simulation of parameters of gas-discharge source of wide-band low-level radiation of MM range in the biologically meaningful frequencies band	120
A.N. Andreev, A.G. Lazarenko Filtration, modulation and generation of radiation by means of running wave interferometer	132
E.E. Asanov, S.A.Zuev, G.V.Kilessa, N.I.Slipchenko Displacement current action on frequency characteristics and FET firmness	137
V. G. Krizhanovski, V. A. Kovalenko, V.A. Printsovskii Output matching network for Class-E power amplifier	144
A.A. Andrusevich Monitoring of radio-electronic means designing process at solving the problem of electric radio devices optimal list choice	151
E.A Bezouglyi, A.V. Bezouglyi, O.M. Petchenco Normal incidence of X-RAYS on the three-dimensional grating of athoms	156
D.A. Bulavin, D.S. Durnev Distributed channels method in mobile communication systems	160
O.U. Demchenko, S.M. Kush Golay effective generator implementation in Matlab (Simulink) medium	168
A.Yu Panchenko, N.I. Slipchenko, Liu Chang Physical aspects of signal formation at wind sodar sounding of the atmospheric boundary layer	172
ABSTRACTS	177

РЕШЕНИЕ ОСНОВНЫХ ПРОБЛЕМ РАДИОЛОКАЦИИ  
С ПОМОЩЬЮ МЕТОДА

## ПОЛНОГО ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ПРОСТРАНСТВА

**Введение**

Анализ уровня развития радиолокационных средств показывает, что может быть создана такая обстановка, при которой решение радиолокационной станцией (РЛС) своих задач представляет существенную проблему, может быть сорвано или выполнено с превышением временного баланса, отведенного РЛС на решение этих задач. В этой связи возникает актуальная задача повышения помехозащищенности РЛС при ограниченном временном балансе.

Одним из возможных вариантов решения данной задачи является применение в РЛС метода полного поляризационного зондирования пространства (ППЗП), предполагающего излучение двух сложных ортогональных по поляризации и внутренней структуре сигналов и их одновременный прием на ортогональных поляризациях.

Решению основных задач радиолокации и повышения помехозащищенности РЛС посвящены работы [1-2]. При этом рассматриваются и поляризационные свойства сигналов [3-6]. Для селекции и распознавания целей на основе сигнальной информации используют поляризационные матрицы рассеяния (ПМР) целей [7-8]. Использование ППЗП позволит существенно повысить эффективность защиты РЛС от активных и пассивных помех во многих случаях [9, 10], особенно тогда, когда пространственные либо частотно-временные различия между сигналом и помехой отсутствуют или являются несущественными. Существуют математические модели для описания антенны как основного измерительного элемента ПМР, от качества которого во многом зависит общая эффективность работы РЛС с ППЗП [11]. Известна также техническая реализация РЛС с ППЗП [12, 13]. Однако задача исследования возможностей ППЗП для решения основных проблем радиолокации в рамках одного технического решения не проводилась, что и определяет *новизну* и *актуальность* исследования.

*Цель исследования* – обобщение возможностей полного поляризационного зондирования пространства для решения основных проблем радиолокации в рамках единого технического решения.

*Задачи исследования* – обобщение особенностей и различий поляризационных векторов рассеяния сигналов и помех при ППЗП; исследование эффективности обнаружения малозаметной цели при ППЗП; исследование эффективности обнаружения цели на фоне помех при ППЗП.

**Сущность ППЗП**

Использование ППЗП предполагает переход от скалярной обработки принимаемых сигналов к векторной (рис.1). При этом предполагается излучение двух сложных ортогональных по времени сигналов  $\dot{s}_1(t)$  и  $\dot{s}_2(t)$  на ортогональных поляризациях. Отраженные от цели сигналы основной и перекрестной поляризации принимаются антеннами ортогональных поляризаций. К каждой из двух поляризационно-ортогональных антенн подключаются приемники, включающие согласованные фильтры (либо корреляторы) и квадратурные каналы (рис.2).

Ввиду ортогональности сигналов  $\dot{s}_1(t)$  и  $\dot{s}_2(t)$  на практике имеем

$$\int \dot{s}_1(t) \cdot \dot{s}_2^*(t) \cdot dt = \int \dot{s}_2(t) \cdot \dot{s}_1^*(t) \cdot dt = \varepsilon, \quad (1)$$

где  $\varepsilon \approx 0$  – некоторая достаточно малая величина, соответствующая условию ортогональности реальных сигналов при ППЗП [7, 11].

На выходе квадратурных каналов 1-2 (рис. 2) первого приемника получаем

$$\begin{aligned} \dot{z}_{11} &= \int (\dot{s}_{11}(t) + \dot{s}_{12}(t)) \cdot \dot{s}_1^*(t) \cdot dt = \int \dot{s}_{11}(t) \cdot \dot{s}_1^*(t) \cdot dt + \int \dot{s}_{12}(t) \cdot \dot{s}_1^*(t) \cdot dt = \\ &= \dot{a}_{11} \cdot \int \dot{s}_1(t) \cdot \dot{s}_1^*(t) dt + \dot{a}_{12} \cdot \int \dot{s}_2(t) \cdot \dot{s}_1^*(t) dt \approx \dot{a}_{11} \cdot \mathcal{E}_1, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $\dot{a}_{11}$  – коэффициент отражения цели, элемент ПМР;  $\mathcal{E}_1$  – энергия зондирующего сигнала у цели.

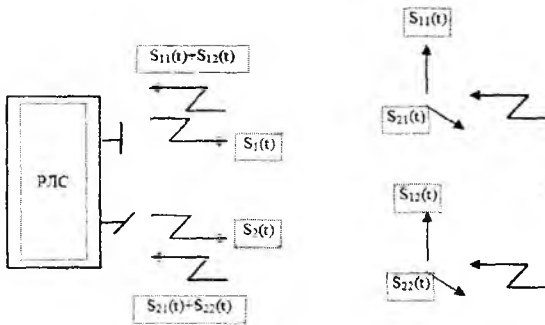


Рис. 1. Физическая сущность ППЗП

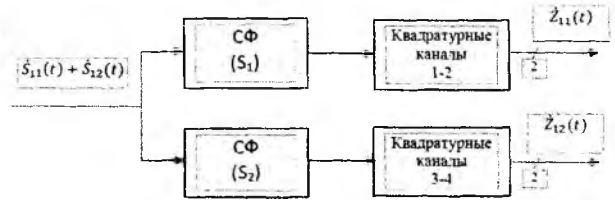


Рис. 2. Сигналы на выходе приемника

Сигналы на всех выходах получают аналогично (2) и представляют в виде поляризационного векторного сигнала (ПВС)

$$\vec{z} = (\dot{z}_{11} \quad \dot{z}_{21} \quad \dot{z}_{12} \quad \dot{z}_{22})^T. \quad (3)$$

Значения эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) на разных поляризациях как элементов ПМР цели [1] можно получить из (3) расчетным методом (ошибка до 3 – 5 дБ) либо методом сравнения с эталоном (ошибка до 0,3 дБ) [2]. Тогда, по результатам ППЗП, имеем ПМР в общем виде в комплексной форме представления:

$$\dot{S} = \begin{pmatrix} \dot{s}_{11} & \dot{s}_{12} \\ \dot{s}_{21} & \dot{s}_{22} \end{pmatrix}, \quad (4)$$

элементы которой используются в виде поляризационного вектора рассеяния (ПВР)

$$\vec{S} = (\dot{s}_{11} \quad \dot{s}_{21} \quad \dot{s}_{12} \quad \dot{s}_{22})^T, \quad (5)$$

свойства которого для сигналов и помех существенно различны.

### Обобщение особенностей и различий ПВР сигналов и помех при ППЗП

Под входным информационным вектором понимается поляризационный вектор (ПВ) в виде временных отсчетов  $t_i$ , причем,  $i = \overline{1, N}$ ,

$$\vec{S}(t_i) = \gamma_c \cdot \vec{S}_c(t_i) + \gamma_n \cdot \vec{n}(t_i) + \vec{\xi}(t_i), \quad (6)$$

где  $\vec{S}_c(t_i)$  – ПВ полезного сигнала;  $\vec{n}(t_i)$  – ПВ внешних помех;  $\vec{\xi}(t_i)$  – ПВ собственных шумов;  $\gamma_c$  и  $\gamma_n$  – признаки наличия (1) или отсутствия (0) сигнала и помех.

Отметим специфические особенности ПВ сигнала, когда  $\dot{s}_{21} \approx \dot{s}_{12}$  ввиду принципа взаимности в совмещенной радиолокации [1]. Особенности ПВ внешних помех являются примерные равенства  $\dot{n}_{11} \approx \dot{n}_{12}$  и  $\dot{n}_{21} \approx \dot{n}_{22}$  в силу того, что используются две антенны, выход каждой из которых подключен одновременно к двум согласованным фильтрам (СФ) (рис. 2). Интерес представляют также особенности совместного влияния внутренних шумов тракта обработки до СФ  $\xi_1$  и  $\xi_2$  двух антенных каналов и собственных шумов квадратурных каналов  $\xi_{11}$ ,  $\xi_{12}$  и  $\xi_{21}$ ,  $\xi_{22}$ , когда результирующий вектор собственных шумов при ППЗП будет представлен в виде

$$\vec{\xi} = (\xi_1 + \xi_{11} \quad \xi_2 + \xi_{12} \quad \xi_1 + \xi_{21} \quad \xi_2 + \xi_{22})^T. \quad (7)$$

Заметим, что указанные выше зависимости отдельных элементов ПМР цели и помех между собой, а также особенности шумов (7) создают предпосылки получения положительного эффекта при обнаружении цели. Эти же зависимости учитываются при описании совместной плотности вероятности распределения входного информационного вектора (6). Область дискретных значений каждой из составляющих независимых во времени отсчетов поляризационного вектора (ПВ) в общем виде (6) будем описывать  $n$ -мерной плотностью распределения ( $n = 4$ ), которую будем описывать нормальным законом [1, 2, 5-7]:

$$P(\vec{S}) = \left( (2\pi)^n |M| \right)^{-1/2} \exp \left\{ -\frac{1}{2} (\vec{S} - \vec{m})^T M^{-1} (\vec{S} - \vec{m}) \right\}, \quad (8)$$

где  $\vec{m}$  – вектор средних значений;  $M^{-1}$  – обратная матрица.

Заметим, что ковариационная матрица  $M$  или ковариационно-поляризационная матрица (КПМ) содержит характеристику степени статистической взаимосвязи элементов ПВ и рассчитывается как статистическое усреднение

$$M = \left\langle (\vec{S} - \vec{m}) \cdot (\vec{S} - \vec{m})^T \right\rangle. \quad (9)$$

Пусть пространством измеряемых признаков является  $n$ -мерное комплексное поляризационное пространство (КПП)

$$C^4 = \left( \begin{array}{ccccc} 0 & \bar{c}_1^0 & \bar{c}_2^0 & \bar{c}_3^0 & \bar{c}_4^0 \end{array} \right), \quad (10)$$

направляющие комплексные орты которого соответствуют элементам ПВ [9, 10]

$$\bar{c}_1^0 = s_{11}; \bar{c}_2^0 = s_{21}; \bar{c}_3^0 = s_{12}; \bar{c}_4^0 = s_{22}. \quad (11)$$

Тогда КПМ позволит определить ту область в КПП, внутри которой локализуется случайный вектор (6). Эта область локализации (ОЛ) случайного вектора образует многомерный эллипсоид равной плотности вероятности в соответствии с уравнением

$$(\vec{S} - \vec{m})^T M^{-1} (\vec{S} - \vec{m}) = d^2, \quad (12)$$

где  $d > 0$  и определяет вероятность попадания координат конца ПВ внутрь ОЛ.

Заметим, что КПМ является эрмитовой [1] и положительно определенной [4, 5], и может быть представлена как

$$M = \dot{B} \cdot \Lambda \cdot \dot{B}^{T*}, \quad (13)$$

где  $\dot{B} = \left( \begin{array}{cccc} \vec{b}_1 & \vec{b}_2 & \vec{b}_3 & \vec{b}_4 \end{array} \right)$  – матрица собственных векторов КПМ;  $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1 \quad \lambda_2 \quad \lambda_3 \quad \lambda_4)$  – матрица неотрицательных собственных значений, спектр КПМ.

Указанное определяет, что ОЛ ПВ в исходном КПП является многомерный эллипсоид, положение которого определяется вектором средних значений  $\vec{m}$ . Размерность эллипсоида зависит от числа ненулевых, на практике существенных собственных значений. Ориентация этого эллипсоида определяется собственными векторами КПМ  $\dot{B}$ , а длины полуосей – собственными значениями:

$$a_i = d \sqrt{\lambda_i}. \quad (14)$$

Изложенное определяет правомерность применения многомерного нормального закона распределения случайных векторов, включая и случаи жесткой коррелированности отдельных его элементов между собой, когда ранг КПМ меньше размерности КПП  $r < 4$ . Геомет-

рическая трактовка ОЛ объектов, различающихся размерами и формой, а также помех, включая активные шумовые, имитирующие ответно-импульсные, пассивные, приобретает определенную наглядность. Результаты исследований закономерностей распределения ПВ целей и помех свидетельствуют о том, что их соответствующие ОЛ существенно различны. На рис. 3 показана геометрическая интерпретация проекции ОЛ поляризационного вектора рассеяния (ПВР) объектов простой формы из четырехмерного комплексного (10) в трехмерное вещественное пространство  $R^3$ , а на рис. 4 – соответствующие проекции ПВ полностью поляризованных (ПП) и хаотически поляризованных (ХП) активных помех.

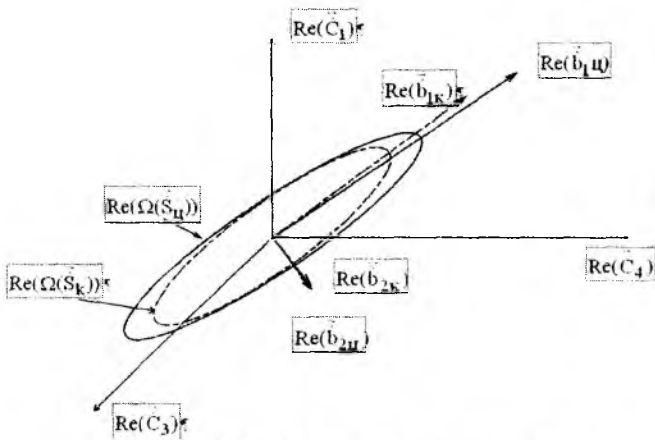


Рис. 3. ОЛ ПВР конуса и цилиндра

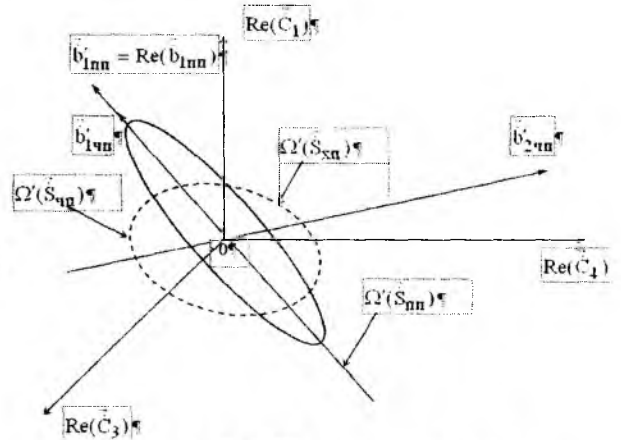


Рис. 4. ОЛ ПВ активных помех

Результаты обобщения особенностей и различий поляризационных векторов сигналов и помех при ППЗП свидетельствуют о существенных различиях их ОЛ, что и создает предпосылки для решения основных проблем радиолокации методом полного поляризационного зондирования пространства.

### Исследование эффективности обнаружения малозаметной цели при ППЗП

Обнаружение малозаметных целей часто становится затруднительным на достаточной для практики дальности. При ППЗП эффективность обнаружения таких целей (дальность обнаружения, вероятность правильного обнаружения, средний объем выборки) улучшается по сравнению с РЛС, в которой используется скалярная поляризация. Покажем преимущества ППЗП по сравнению с использованием скалярной поляризации, например вертикальной, на излучение и при приеме (ВВ). На рис. 5 показаны зависимости ЭПР от угла облучения в горизонтальной плоскости цели типа ALCM [7] на основных – горизонтальной (ГГ), вертикальной (ВВ), а также на перекрестных (ГВ и ВГ) поляризациях. Очевидно, что ЭПР существенно зависит от угла облучения, поляризации, наблюдаются глубокие замирания.

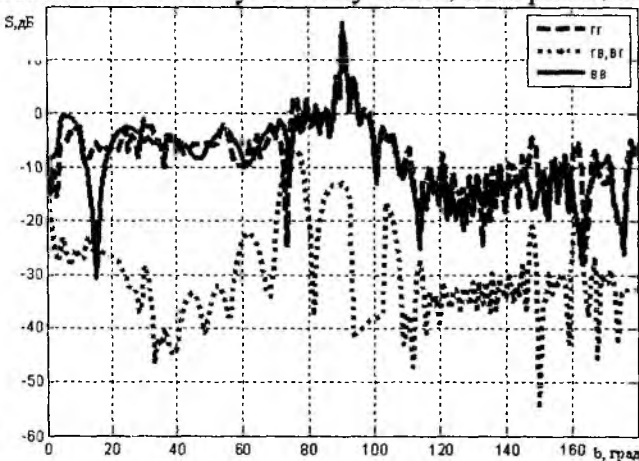


Рис. 5. ЭПР цели на разных поляризациях

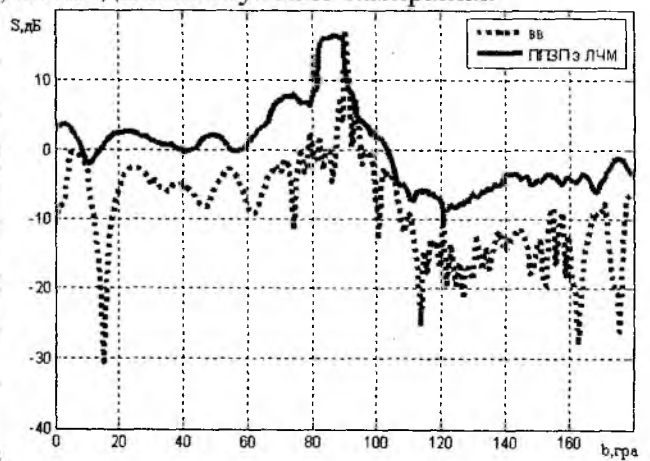


Рис. 6. ЭПР цели при ВВ и ППЗП

Зависимость суммарной ЭПР от угла облучения при ППЗП с использованием ортогональных линейно-частотно-модулированных (ЛЧМ) сигналов в сантиметровом диапазоне при девиации сигналов  $10 \text{ МГц}$  и при базе 200 показана на рис. 6. Отметим, что средняя суммарная ЭПР в диапазоне углов  $0^\circ \dots 30^\circ$  при ППЗП с ЛЧМ по сравнению со скалярной поляризацией (ВВ) увеличилась с  $0,2 \text{ м}^2$  до  $1,55 \text{ м}^2$ , т.е. почти в 8 раз, что свидетельствует о возможности увеличения дальности действия на 67 % исходя из основного уравнения радиолокации. Уменьшение динамического диапазона изменения ЭПР с 30 до 5 дБ свидетельствует об уменьшении вероятности замирания сигнала.

Рассмотрим алгоритм обнаружения малозаметных целей в элементе разрешения как критерий обнаружения неоднородностей участка пространства – так называемый метод контраста. При этом достаточную статистику будем вычислять в соответствии с выражением

$$v_H = \bar{z}^{T*} \cdot M_0^{-1} \cdot \bar{z} \geq v_0, \quad (15)$$

где  $M_0$  – КПМ помех, результат усреднения результатов наблюдения по пространству и во времени;  $v_0$  – порог обнаружения [1].

Результаты статистических испытаний алгоритма обнаружения цели без накопления (15) представлены на рис. 7 – при скалярной поляризации (ВВ) и на рис. 8 – при ППЗП. Цель типа ALCM наблюдается с носовых ракурсов  $0^\circ - 30^\circ$  углов облучения. Объем выборки – 1000 отсчетов.

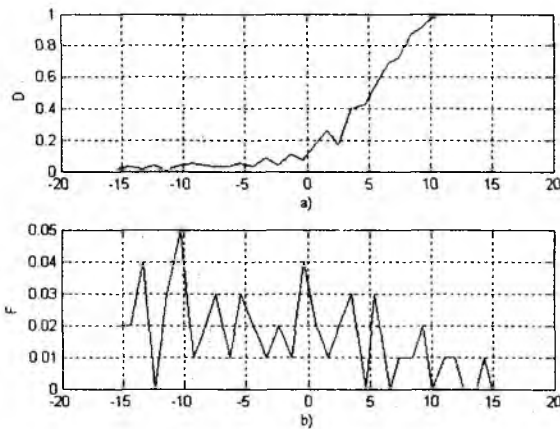


Рис. 7. Показатели обнаружения при скалярной поляризации ВВ

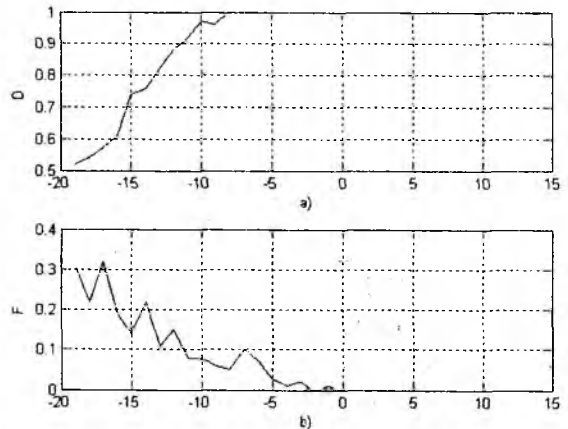


Рис. 8. Показатели обнаружения неоднородностей при ППЗП

Отметим, что показатели вероятности правильного обнаружения  $D \geq 0,95$  и ложной тревоги  $F \leq 0,01$ , которые будем считать допустимыми, наблюдаются при отношении средней мощности сигнала к средней мощности шума  $q^2 = 10 \text{ дБ}$  при скалярной поляризации, когда при ППЗП указанные параметры будут наблюдаться уже при  $q^2 = 0 \text{ дБ}$ . Это свидетельствует о положительном эффекте, об энергетическом выигрыше до 10 дБ при использовании ППЗП. Отметим также, что этот выигрыш свидетельствует о возможности увеличения дальности обнаружения цели на 78 % в соответствии с основным уравнением радиолокации.

Рассмотрим последовательный алгоритм обнаружения Вальда [1] с накоплением

$$v_B = \sum_{i=1}^n \ln \left| \frac{M_{0i}}{M_{1i}} \right| - \bar{z}_i^{T*} \cdot A_i \cdot \bar{z}_i \begin{cases} \geq v_1 \\ \leq v_0 \end{cases}, \quad (16)$$

где  $\dot{M}_1 = M_0 + M_c$  – КПМ при гипотезе наблюдения известной цели ( $M_c$ ) и помех;  $\dot{M}_0$  – КПМ помех при альтернативе;  $A = M_1^{-1} - M_0^{-1}$  – решающая матрица;  $\nu_0$  и  $\nu_1$  – пороги обнаружения [1].

Результаты испытаний последовательного алгоритма обнаружения Вальда (16) представлены на рис. 9, где допустимые показатели  $D$  и  $F$  наблюдаются уже при  $q^2 = -10\text{дБ}$ , когда средний объем выборки на принятие решения об отсутствии  $N_0$  и наличии  $N_1$  цели не превышает 10 отсчетов.

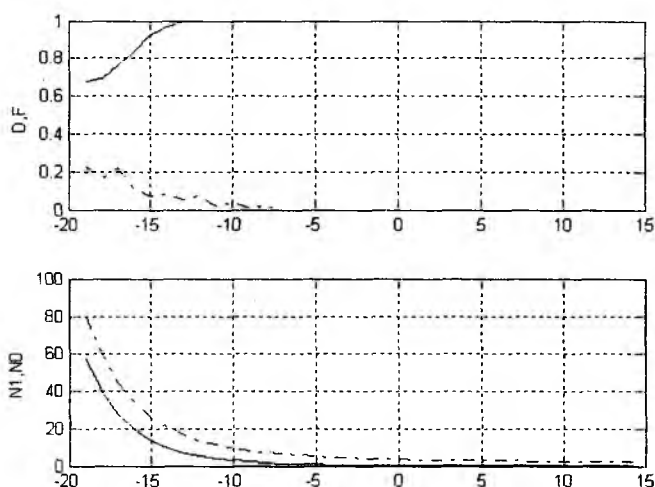


Рис. 9. Показатели качества обнаружения цели

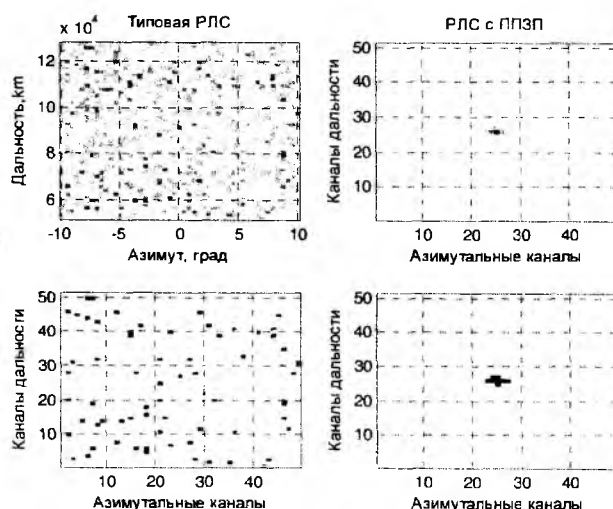


Рис. 10. Первичные (верхние) и вторичные (нижние) индикаторы обнаружения целей

Полученный выигрыш уже в 20 дБ свидетельствует о возможности увеличения дальности обнаружения цели более чем в три раза, либо о возможности обнаружения цели с меньшей на 20 дБ ЭПР. На рис. 10 показаны результаты испытаний программного симулятора работы РЛС сантиметрового диапазона с возможностью реализации ППЗП. Показаны качественные результаты однократного зондирования в каждом угловом направлении, без использования накопления. Технические характеристики РЛС являются типовыми, развязка по поляризации антенной системы 20 дБ, амплитудные и фазовые нестабильности параметров поляризационных каналов не превышают 10 % и  $10^0$  соответственно. Дальность до цели 90 км, цель типа ALCM с ЭПР  $0,2 \text{ м}^2$ . Если отметка от цели наблюдается уверенно на индикаторах как типовой РЛС, так и РЛС с ППЗП при ЭПР  $0,2 \text{ м}^2$  (на рисунках не показано), то при ее снижении до величины  $0,002 \text{ м}^2$  становится невозможным ее обнаружение типовой РЛС, а РЛС с ППЗП уверенно обнаруживает эту цель (рис. 10).

### Исследование эффективности обнаружения цели на фоне помех при ППЗП

Качественную оценку эффективности обнаружения цели на фоне помех представим по результатам испытаний работы симулятора РЛС с возможностью использования ППЗП. На рис. 11 представлены индикаторы обнаружения цели при ее удалении 90 км при воздействии активной шумовой широкополосной неполяризованной помехи с относительной мощностью 50 дБ, воздействующей по лучу диаграммы направленности РЛС. Видим, что на индикаторах типовой РЛС угловое направление на цель при азимуте 0 град оказывается подавлено помехой. При этом на индикаторах вторичной информации оказывается невозможным выделить цель. На рис. 12 представлены первичные индикаторы при воздействии неполяризованной имитирующей несинхронной ответно-импульсной помехи с амплитудной хаотической модуляцией. Видим, что РЛС с ППЗП обладает хорошими возможностями защиты от активных шумовых и имитирующих, даже неполяризованных помех.

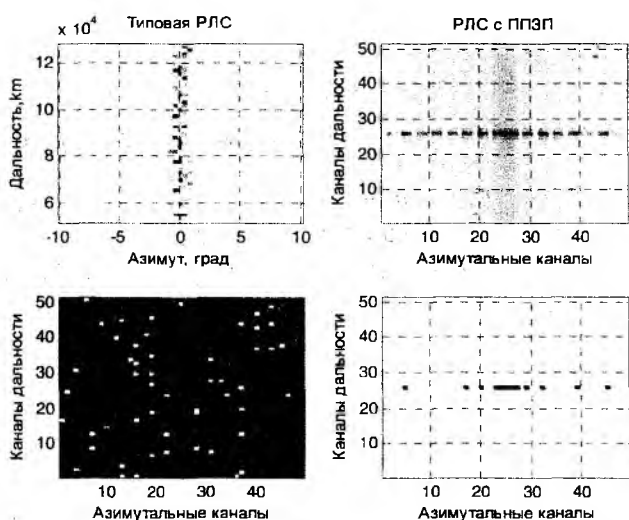


Рис. 11. Индикаторы обнаружения цели при воздействии широкополосной помехи

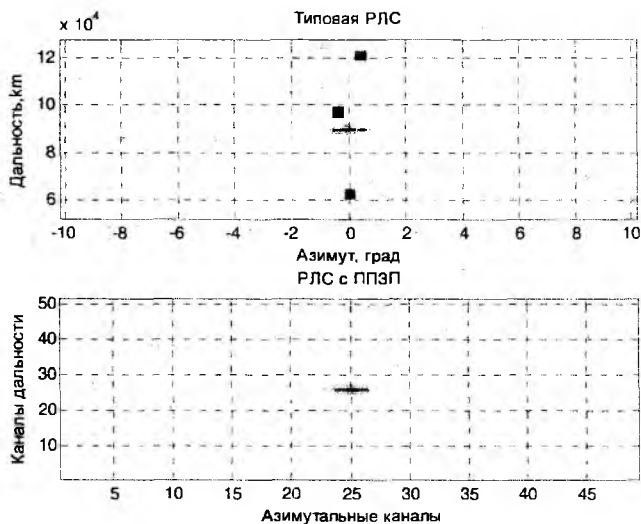


Рис. 12. Индикаторы обнаружения цели при воздействии несинхронной помехи

## Выводы

Следует ожидать, что использование в РЛС ППЗП позволит получить определенный энергетический выигрыш, что существенно улучшит возможности обнаружения малозаметной цели. С другой стороны, РЛС с ППЗП сможет выполнять свои функции при меньшей рабочей мощности передатчика, что улучшит скрытность работы и условия электромагнитной совместимости. Результаты исследования эффективности обнаружения целей на фоне помех при ППЗП позволяют отметить хорошие возможности защиты РЛС от неполяризованных активных шумовых и имитирующих помех. Изложенное представляет собой новое решение основных проблем радиолокации, таких как обнаружение малозаметной цели и защита от неполяризованных активных шумовых и имитирующих помех в рамках одного технического решения, что представляет собой существенную практическую значимость.

**Список литературы:** 1. *Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник.* Изд. 2-е. перераб. и доп. / Под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с. 2. *Radar Handbook.* Merrill I. Skolnik. Editor in Chief. Third Edition. McGraw Hill. 3. *Radar polarization jamming using the superposition of two fully polarized waves* /Wanleik G., Stock D.J.R. // *Radar 87: London, 19-21 Oct.* –London, 1987. – P.300-332. 4. *Поздняк С.Н., Мелитицкий В.А.* Введение в статистическую теорию поляризации радиоволн. – М.: Сов.радио, 1974. – 480 с. 5. *Родимов А.П., Поповский В.В.* Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с. 6. *Козлов Н.И., Логвин А.И., Сарычев В.А.* Поляризация радиоволн. Поляризация радиолокационных сигналов. – М.: Радиотехника, 2005. – 704 с. 7. *Характеристики рассеяния радиолокационных целей* /Е.Л. Казаков, В.Б. Бзот, А.Е. Казаков, В.Л. Павлов, Ю.М. Шишкин /Под ред. Е.Л. Казакова. – Харьков, 2006. – 185 с. 8. *Казаков Е.Л.* Радиолокационное распознавание космических объектов по поляризационным признакам. – Одесса: ОИУМ, 1999. – 230 с. 9. *Храбростин Б.В., Мартыничук А.А., Зубрицкий Г.Н.* Применение метода полного поляризационного зондирования пространства в РЛС // Сб. науч. трудов ХГПУ. – Харьков: ХГПУ, 1998. – Вып. 6. – Ч.1. – С.351-354. 10. *Храбростин Б.В., Мартыничук А.А., Д.В. Фоменко.* Чи існує можливість підвищення ефективності захисту сучасних радіолокаторів від завад // *Радіоелектроніка та інформатика*, 2004. – №4.(29). – С.155-159. 11. *Мартыничук А.А., Терещенко И.В.* Математическая модель двухканальной по поляризации фазированной антенной решетки заданной конструкции // *Радиотехника.* – Х.: ХНУРЕ, 2009. – Вып. №156. – С.118-123. 12. *Храбростин Б.В., Мартыничук А.А.* и др. Спосіб вимірювання поляризаційної матриці розсіювання об'єкта: А.С. 98126624 Україна, МПК 6G01S7/36 / Храбростин Б.В., Кравченко А.И., Мартыничук О.О.(Україна). – № 98126624; Заяв. 02.03.99; Опубл. 07.08.99, Бюл. №54. 13. *Способ и устройство для измерения поляризационной матрицы рассеяния объекта* / Б.В.Храбростин, А.Г. Кравченко, А.А.Мартыничук. № 02204842. 20.05.2003г. DVD Патенты России 2003. The Patents of Russia 2003. <http://cdplanets.centrmag.ru>.

Харьковский национальный  
университет радиотехники

Поступила в редколлегию 20.02.2012

## ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВЫСОКИХ ЧАСТОТ В МЕТЕОРНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

В статье рассматривается возможность использования высоких частот для метеорных радиолокационных наблюдений и перспективы, которые открываются в этом случае.

Как известно [1], отражённый от метеорного следа сигнал несёт в себе разнообразную информацию о свойствах метеорных частиц и атмосферы. Он позволяет определить характеристики метеорного радиоканала связи, скорость движения частицы в верхних слоях атмосферы, скорость дрейфа метеорного следа и т. д.

На основании зависимости мощности сигнала, отражённого от метеорного следа от частоты [2]

$$P \sim \frac{1}{f^{2,4}}, \quad (1)$$

можно заключить, что с её повышением заметно ухудшаются условия радиолокации метеорных отражений.

На рис. 1 схематично показаны примеры применения различных частот в диапазоне 20 – 60 МГц, так или иначе использующих отражение от метеорных следов.

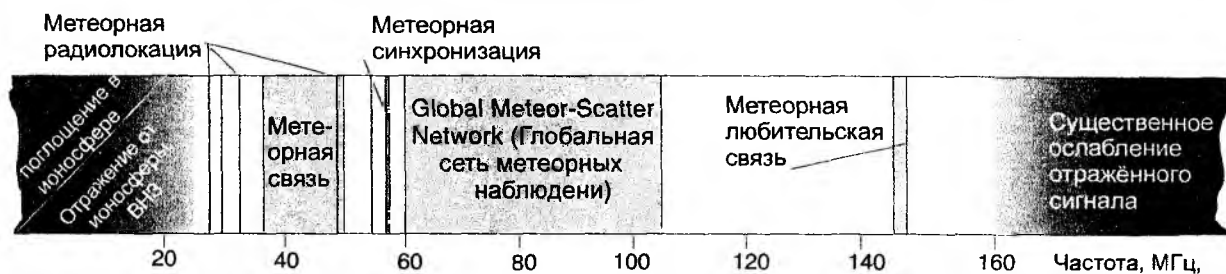


Рис. 1

Снизу этот диапазон ограничен отражениями радиоволн от ионосферы. Это явление используется для дальнего распространения коротких волн, но для метеорной радиолокации интенсивный сигнал, отражённый от ионосферы, представляет собой помеху. Критическая частота максимума ионизации, как правило, не превышает 11 – 13 МГц, а при наклонном зондировании наблюдаются отражения от ионосферы на частотах вплоть до 30 – 35 МГц.

Учитывая изложенное и исходя из того, что отражение от метеорных следов наиболее эффективно на метровых волнах, следует отметить, что большинство существующих метеорных радаров работают в метровом диапазоне волн. Например, система МАРС (Харьков, ХНУРЭ) – 31,1 МГц; радиокомплекс ВЕТА (Харьков, ХНУРЭ) – 36,9 МГц; радиолокационный автоматизированный комплекс КГУ-М5 (Казань) – 32,5 МГц; SkiYMET; Индийский космический центр Vikram Sarabhai – 32,25 МГц; RISH, (Университет Киото, Япония) – 46,5 МГц [1].

Однако по многолетнему опыту метеорных наблюдений в Балаклейском геофизическом комплексе Харьковского национального университета радиозлектроники (БГК ХНУРЭ) на частотах 30 – 36 МГц, чаще всего летом, в дневное время фиксировался значительный уровень помех, обусловленный сигналами возвратно-наклонного зондирования (ВНЗ). Это явление может объясняться повышенной активностью Солнца.

Что касается максимально применимой частоты, то здесь чёткой границы нет. По мере увеличения частоты уровень отражённого сигнала уменьшается в соответствии с (1), но не исчезает полностью. Так, Глобальная сеть метеорных наблюдений использует ТВ и радиовещательные станции, работающие на частотах до 100 – 120 МГц [3], а радиолюбители осуществляют связь через метеоры даже на частоте 144 МГц.

В разное время были опубликованы данные о попытках метеорных исследований на ещё более высоких частотах: в 1964 г. на частоте 300 МГц Гринхау и Уоткинс [5], в 1965, 1966 г. Эванс на частоте 440 МГц [5]. Интерес к метеорным исследованиям радаром некогерентного рассеяния большой мощности и с большой апертурой (HPLA) проявили Philip J. Erickson (радар Миллстоун, частота 440 МГц) [6]. Почти одновременно метеорные наблюдения проводились на Джикамарка (Charin и Kudeki, 1994, 1994) [7] и в Аресибо (Zhou и др., 1995 [5]).

Рассмотрим, какие преимущества даёт использование более высоких частот.

Во-первых, при повышении рабочей частоты существенно снижается уровень помех. Как следует из [4], при повышении частоты в 5 раз (от 30 до 150 МГц), уровень промышленных помех, которые являются определяющими в этом диапазоне частот, снижается также в пять раз. Уровень космических и атмосферных помех тоже уменьшается [4].

Во-вторых, для более высоких частот менее вероятно сверхдальнее распространение, связанное с ионосферными и тропосферными аномалиями. Это снижает возможные нерегулярные помехи от удалённых радиоэлектронных средств.

В третьих, чем выше частота, тем меньше размеры антенн, меньше базы и расстояния между элементами фазированных антенных решёток. Это удешевляет конструкции и при необходимости повышает мобильность комплексов.

В четвёртых, при использовании более коротких волн уменьшаются размеры зон Френеля, формируемых на метеорном следе. Как известно, основной вклад в величину принимаемого сигнала вносит участок метеорного следа, находящийся на таком расстоянии  $r$  от точки касания, в пределах которого разность хода лучей не превышает половины длины волны  $\lambda$ , т. е., первая зона Френеля, размеры которой описываются выражением

$$L_F \approx \sqrt{r\lambda}. \quad (2)$$

Типичная волнообразная картина амплитудно-временной характеристики (АВХ), наблюдаемая при метеорной локации, которая связана с последовательным включением в процесс отражения нечётных и чётных зон Френеля, позволяет определить скорость метеорной частицы [2]. Уменьшение размеров зон Френеля позволит точнее определять максимумы и минимумы и, соответственно, снизить погрешность в определении скорости.

Кроме того, на более высоких частотах появляется возможность наблюдать ещё одно интересное метеорное явление – так называемое головное эхо. Это своеобразный «сгусток ионизации», как назвали его П. Миллман и Д. Мак-Кинли, одни из первых обнаружившие это явление. Источник головного эха движется вместе с метеором. Миллман и Мак-Кинли полагали, что причиной его образования является мощное ультрафиолетовое излучение ударной волны, создаваемой метеорным телом. Другие исследователи объяснили это явление тем, что при определенных условиях перед метеорной частицей образуется так называемый слой взаимодействия, в котором происходит взаимодействие отраженных, испаряющихся и набегающих молекул. В любом случае, головное эхо метеора представляет значительный научный интерес. Например, наблюдаемые отражения от головного эхо метеора с помощью радара обсерватории Аресибо в Пуэрто-Рико (430 МГц) позволяют измерять скорость метеора, пересекающего главный и боковые лепестки диаграммы направленности (ДН) антенной системы. По утверждению [5], процедура очень чувствительна к форме ДН.

Среди путей совершенствования средств и методов метеорных радиолокационных наблюдений, которые в перспективе позволят поставить БГК ХНУРЭ в один ряд с ведущими научными центрами по изучению метеорных явлений, такими как Аресибо, Миллстоун и др. (рис. 2), был предусмотрен анализ возможности работы на более высоких частотах и на нескольких различных частотах одновременно [1].

Для решения вопроса о целесообразности исследования метеорных явлений на частотах 100 – 160 МГц осенью 2011 г. в БГК ХНУРЭ были проведены экспериментальные исследования.

Поскольку в распоряжении БГК ХНУРЭ пока нет достаточно мощного передатчика, работающего в указанном диапазоне частот, было решено воспользоваться излучением передатчика исследовательского комплекса Национального технического университета «ХПИ». Комплекс располагает действующим радаром некогерентного рассеяния, имеющим значительный энергетический потенциал.



Рис. 2

Передатчик ионосферной обсерватории расположен близ г. Змиёв Харьковской области на расстоянии около 50 км от БГК ХНУРЭ. Он обладает следующими характеристиками:

- рабочая частота  $158 \pm 3$  МГц;
- мощность в импульсе  $\sim 3$  МВт;
- частота зондирующих импульсов 24,4 Гц;
- длительность зондирующих импульсов 840, 80 – 150 мкс [8];
- направление излучения – вертикально вверх, ширина ДН главного лепестка  $2^\circ$ .

Форма и уровень боковых лепестков ДН передающей антенны неизвестны, однако их наличие бесспорно.

В качестве приёмника использовался ICOM PCR-100, работающий в режиме АМ с полосой пропускания 50 кГц. Для компенсации затухания в кабеле был установлен дополнительный антенный усилитель. Приём осуществлялся на пятиэлементную антенну «волновой канал». В ходе эксперимента опробованы различные направления ориентации антенны.

В первом случае антенна была установлена так, чтобы обеспечить перекрытие ДН, показанное на рис. 3. Вертикальный и горизонтальный масштабы на рис. 3 одинаковы, что позволяет судить о форме и величине исследуемого объёма. Это усечённый конус (почти цилиндр) высотой около 30 и диаметром около 4 км. Наблюдаемая численность была невелика, всего 5 – 7 метеоров час, что объясняется узостью зоны перекрытия ДН.

Во втором случае приёмная антенна в БГК была развёрнута в противоположную от Змиёва сторону, что позволяло принимать сигналы, обусловленные боковыми лепестками ДН передающей антенны (форма которых неизвестна). В этом случае численность была значительно больше.

Регистрация осуществлялась цифровым осциллографом, синхронизация которого осуществлялась сигналом того же передатчика, принимаемого земным лучом, поэтому задержка на осциллограммах (рис. 4) соответствует разности времени распространения радиоволн между Змиёвым и БГК через метеорный след и напрямую (50 км).

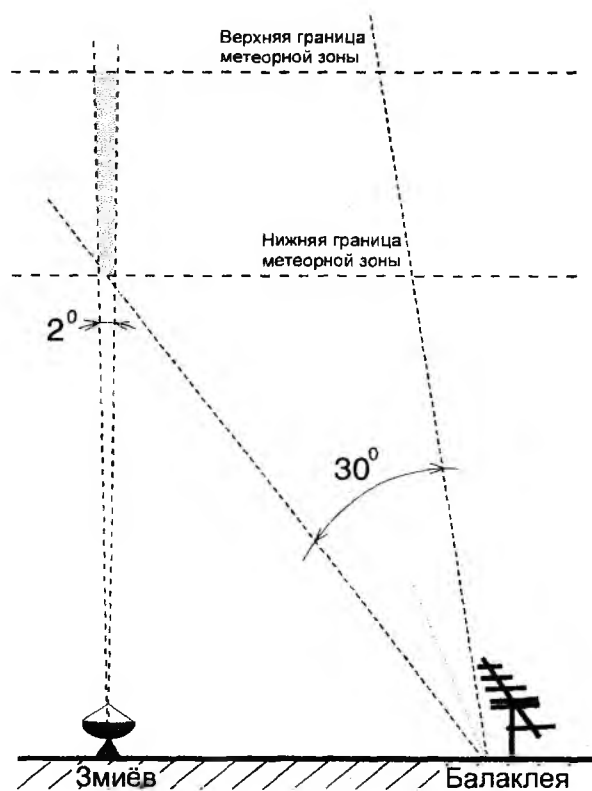


Рис. 3

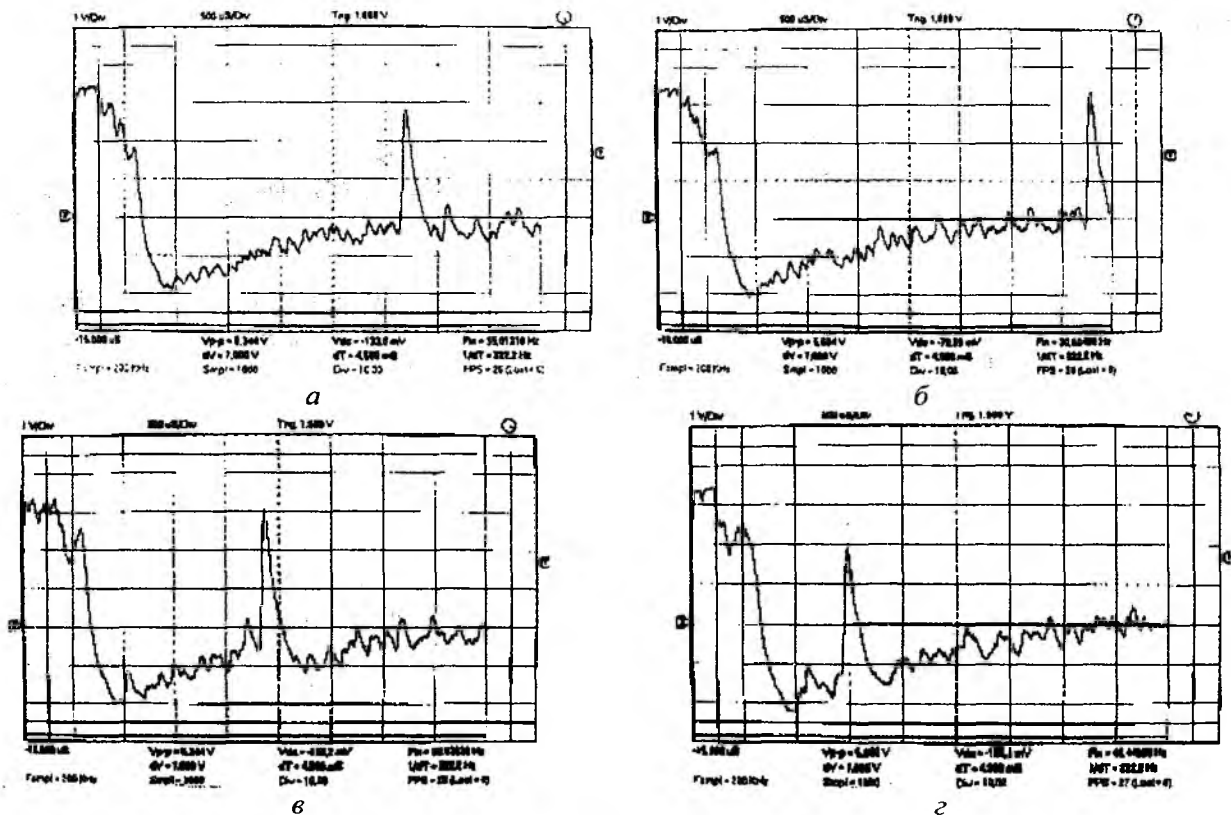


Рис. 4

В течение всего времени эксперимента, несмотря на неоптимальный с точки зрения сигнала приёмник, наблюдались и фиксировались радиотражения на разных дальностях.

Таким образом, проведённый эксперимент позволил сделать следующие выводы.

1. Уровень помех существенно меньше, чем на низких частотах, никаких аномальных явлений, препятствующих наблюдениям, также зафиксировано не было.

2. Численность метеорных отражений существенно меньше, чем, например, на частоте 31,5 МГц, что полностью соответствует зависимости (1).

3. Характерной особенностью наблюдавшихся отражений была их малая длительность, в редких случаях превышавшая 80 мс (два периода зондирования). Это позволяет предположить, что наблюдались отражения не только от метеорного следа (которое должно составлять несколько сотен миллисекунд), но и от головного эха.

Поэтому продолжение наблюдений на частоте 158 МГц следует считать целесообразным.

**Список литературы:** 1. Антипов, И. Е., Костыря, А. А., Шкарлет, И. А. Современные средства и методы радиолокационных метеорных исследований // Радиотехника : Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2010. – Вып. 160. – С. 39-46. 2. Кащеев, Б. Л., Бондарь, Б. Г. Метеорная связь. – Киев : УМК ВО, 1989. – 76с. 3. Антипов, И. Е. Развитие теории и совершенствование радиометеорных систем связи и синхронизации : Дис... д-ра. техн. наук. – Харьков, 2007. – 306 с. 4. Справочник по радиовещанию / Под общ. ред. А. В. Выходца. – Киев : Техника, 1981. 5. <http://www.imo/net/radio/reflection>. 6. Pellinen-Wannberg, A. and G. Wannberg: Meteor observations with the European incoherent scatter UHF radar, J. Geophys. Res, 99, 11,379-11,390, 1994. 7. Chapin, E. and Kudeki, E. (1994). Radar interferometric imaging studies of long-duration meteor echoes observed at Jicamarca // Journal of Geophysical Research 99 (A5): doi: 10.1029/93JA03198. ISSN: 0148-0227. 8. Таран, В. И. Исследование ионосферы с помощью радаров некогерентного рассеяния в Харькове // Вестник ХПИ. – 1999. – Вып. 31. – С. 3 – 9.

Харьковский национальный университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 12.01.2012

## ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

### Введение

При разработке радиотехнических систем передачи и извлечения информации возникает задача обнаружения сигнала на фоне шумов и помех [1]. Обозначим полезный сигнал через  $x(t)$ , аддитивный шум через  $n(t)$ , тогда можно записать выражение для входного сигнала приёмника обнаружения:

$$s(t) = d \cdot x(t) + n(t). \quad (1)$$

Переменная  $d$  в выражении (1) принимает одно из двух значений – 1 (сигнал есть), либо 0 (сигнала нет).

Процедура обнаружения заключается в сравнении энергии сигнала с пороговым значением. В зависимости от принятого критерия оптимальности обнаружения порог определяется требуемыми вероятностями ошибок первого и второго рода [1 – 4]. В случае если принят критерий Неймана – Пирсона, порог определяется исходя из требуемой вероятности ложной тревоги:

$$P_{JT} = \int_{Z_0}^{\infty} S_N(u) du, \quad (2)$$

где  $S_N(u)$  – закон распределения напряжения шума на входе порогового устройства, а  $Z_0$  – искомое значение порога [2]. Для оценивания энергии сигнала производится расчет его автокорреляционной функции:

$$E = \int_0^T x^2(t) dt = R(0), \text{ где } R(\tau) = \int_0^T x(t) \cdot x_0(\tau - t) dt.$$

Расчет автокорреляционной функции может производиться с помощью коррелятора или согласованного фильтра. В обоих случаях предполагается наличие полной априорной информации о параметрах сигнала. Схема одноканального корреляционного приемника полностью известного сигнала приведена на рис. 1.

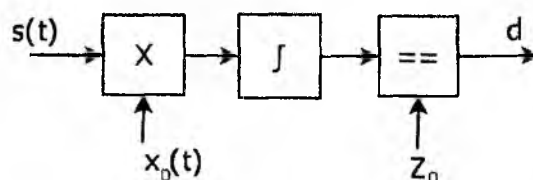


Рис. 1. Схема одноканального корреляционного приемника

Рассмотрим задачу обнаружения сигнала с априорно неизвестным параметром. Обозначим реализацию случайного процесса на входе системы через

$$s(t) = d \cdot x(t, \alpha) + n(t),$$

где  $x(t, \alpha)$  – сигнал с неизвестным параметром  $\alpha$ . Пусть параметр  $\alpha$  может принимать любое произвольное значение из интервала  $\alpha_1 \dots \alpha_2$ . Тогда распространенным методом решения подобной задачи является использование многоканального фильтрового или корреляционного приемника (рис. 2). Каждый из каналов рассчитан на обнаружение сигнала с некоторым значением неизвестного параметра  $\alpha_i$ . В случае, если значение параметра  $\alpha$  для сигнала  $x(t)$  в точности равно  $\alpha_i$ , на выходе  $i$ -го канала получаем оценку энергии сигнала:

$$\bar{E}_i = \int_0^T s(t, \alpha_i) \cdot x_0(t, \alpha_i) dt.$$

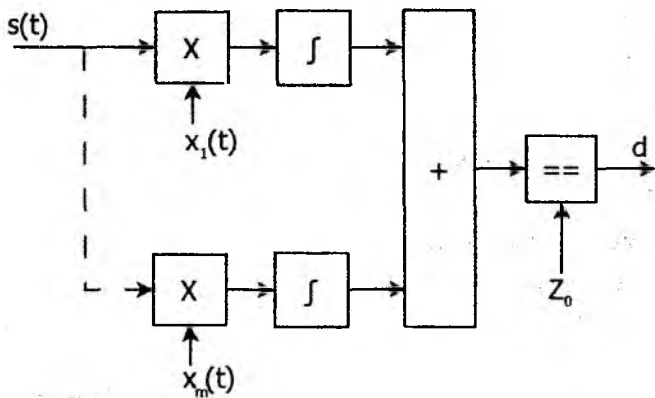


Рис. 2. Схема многоканального корреляционного приемника

При условии, что истинное значение параметра  $\alpha'$  не равно какому-то из значений  $\alpha_i$  в каналах приемника, оценка энергии сигнала будет заниженной на некоторую величину  $\Delta E$ , что приведет к снижению вероятности правильного обнаружения на величину  $\Delta P$ .

В качестве примера, на рис. 3 – 4 приведена зависимость  $E = f(\Delta\alpha)$  и  $P = f(q)$  для случая обнаружения прямоугольного радиоимпульса при вероятности ложной тревоги  $P_{\text{лж}} = 10^{-2}, 10^{-3}, 10^{-4}, 10^{-5}$  (кривые 1 – 4 на рис. 4). При этом параметр  $\alpha$  имеет смысл частоты заполнения:  $\Delta\alpha = (f' - f) / \Delta f$ .

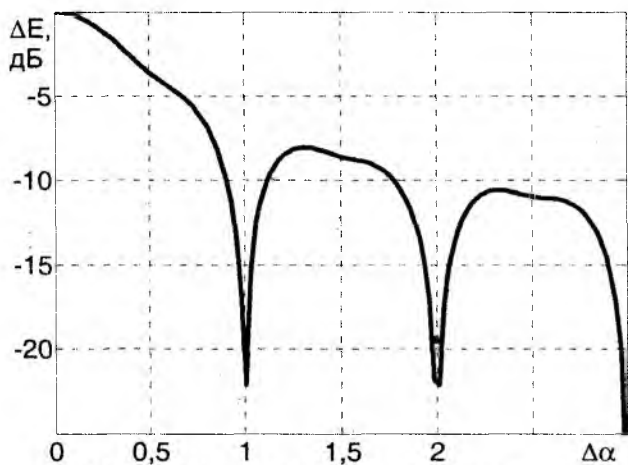


Рис. 3. Зависимость оценки энергии от относительной расстройки по частоте

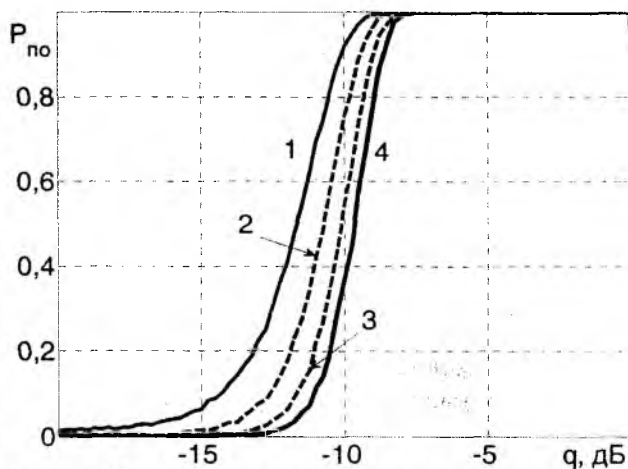


Рис. 4. Характеристики обнаружения полностью известного сигнала

### Постановка задачи

При разработке подобной системы задаются допустимым снижением вероятности правильного обнаружения  $\Delta P_{\text{доп}}$ . Это позволяет оценить допустимое  $\Delta q = \sqrt{2 \cdot \Delta E_{\text{доп}} / N_0}$ , откуда найти  $\Delta E_{\text{доп}}$ , в итоге получив допустимое значение  $\Delta\alpha$ . Число каналов может быть оценено как

$$N_k = \left\lceil \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{\Delta\alpha} \right\rceil. \quad (3)$$

В случае, когда имеется несколько априорно неизвестных параметров сигнала  $A = \{\alpha(1), \alpha(2), \dots, \alpha(m)\}$ , полное число каналов схемы может быть оценено как

$$N_{\text{общ}} = \prod_{j=1}^m N_k(j). \quad (4)$$

С ростом числа каналов вычислительная сложность процедуры обнаружения сигнала быстро возрастает. В вычислительной системе с единственным арифметическим устройством это приводит к замедлению темпа выдачи результатов, что может оказаться неприемлемым. В таком случае необходимо добиваться компромисса между вероятностью правильного обнаружения и темпом выдачи результатов. В параллельной вычислительной системе, при

фиксированном темпе выдачи результатов, можно получить большую вероятность правильного обнаружения за счет увеличения числа каналов.

### Представление результатов

Рассмотрим постановку следующего модельного эксперимента. Имеется задача обнаружения радиоимпульса с частотой заполнения  $f$ . Частота является постоянной в пределах импульса, однако априорно неизвестна, равномерно распределена в интервале от  $f_1$  до  $f_2$ . Допустимый темп выдачи результатов –  $\Delta t$ , допустимые потери вероятности правильного обнаружения –  $\Delta P$ . Рассмотрим варианты программного решения данной задачи на базе современных ПК как в последовательной, так и в параллельной вычислительных системах.

Используем ранее полученные зависимости  $E = f(\alpha - \alpha')$  и  $P = f(q)$  (рис. 3 – 4) и формулу (3) для оценки необходимого числа каналов. Результаты расчетов для случая  $(f_2 - f_1) = 100 \cdot \Delta f$  приведены на рис. 5 – 6.

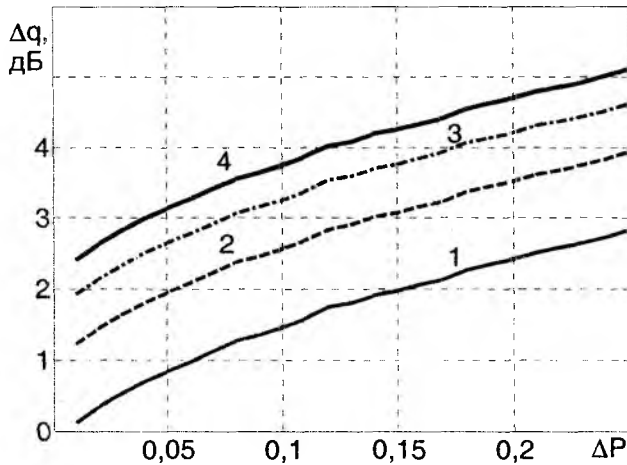


Рис. 5. Зависимость допустимых энергетических потерь от допустимых потерь вероятности правильного обнаружения (1 – вероятность ложной тревоги  $10^{-1}$ , 2 –  $10^{-2}$ , 3 –  $10^{-3}$ , 4 –  $10^{-4}$ )

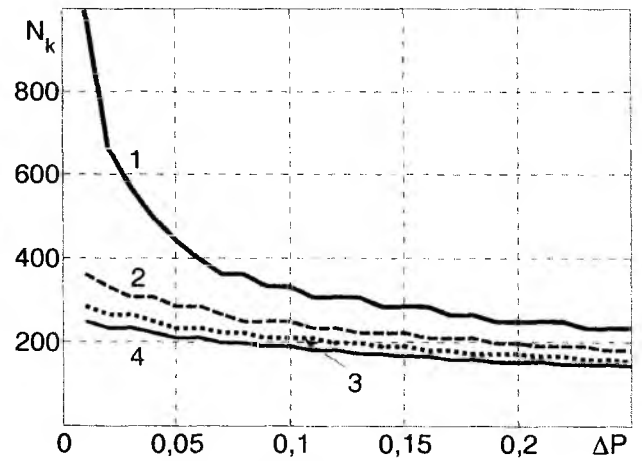


Рис. 6. Зависимость требуемого числа параллельных каналов от допустимых потерь вероятности правильного обнаружения (1 – вероятность ложной тревоги  $10^{-1}$ , 2 –  $10^{-2}$ , 3 –  $10^{-3}$ , 4 –  $10^{-4}$ )

С увеличением допуска на вероятность правильного обнаружения требования к энергетическим потерям снижаются (рис. 5). Это означает возможность уменьшения количества параллельных каналов в приемнике. Зависимость числа каналов от допустимых потерь вероятности правильного обнаружения приведена на рис. 6. Необходимое число каналов возрастает с ужесточением требований к  $\Delta P$  и с увеличением вероятности ложной тревоги.

Проведем имитационное моделирование работы многоканального корреляционного приемника. При этом рассмотрим ряд конфигураций, отличающихся допуском по  $\Delta P$  в соответствии с полученными оценками числа каналов.

Пороговое значение  $Z_0$  определяется согласно формуле (2). Для этого путем имитационного моделирования строится гистограмма, аппроксимирующая распределение шума на выходе приемника. Зависимость порога от числа параллельных каналов приведена на рис. 7. Порог возрастает линейно с ростом числа каналов, но с различными коэффициентами пропорциональности для разных значений вероятности ложной тревоги. При этом следует отметить, что распределение амплитуд шума на выходе одиночного канала описывается законом Рэлея [1], но по мере роста числа каналов в силу центральной предельной теоремы приближается к нормальному распределению.

Зависимость вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал/шум показана на рис. 8. Наилучшие характеристики обнаружения обеспечиваются в случае полностью известного сигнала (кривая 1). С ростом числа каналов (кривые 2 – 6), вероятность правильного обнаружения в многоканальном корреляционном приемнике возрастает.

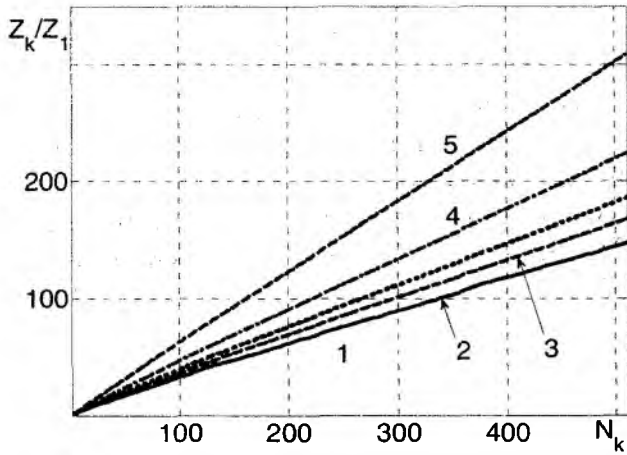


Рис. 7. Зависимость порогового значения от числа параллельных каналов (1 – вероятность ложной тревоги  $10^{-1}$ , 2 –  $10^{-2}$ , 3 –  $10^{-3}$ , 4 –  $10^{-4}$ , 5 –  $10^{-5}$ )

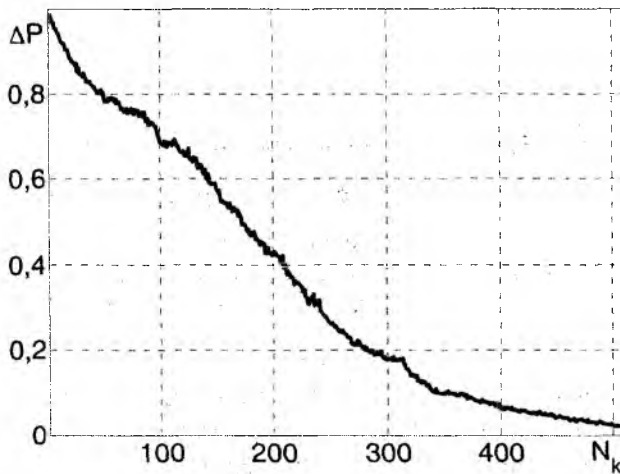


Рис. 9. Зависимость  $\Delta P$  от числа каналов при  $q = -6$  дБ.

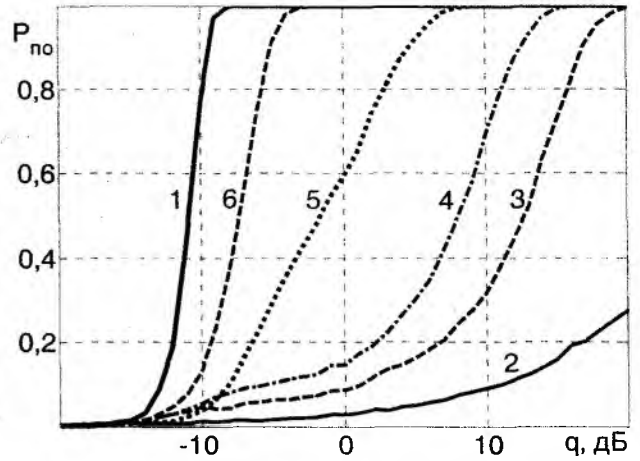


Рис. 8. Характеристики обнаружения.

1 – полностью известный сигнал, 2 – 6 – сигнал со случайной частотой заполнения. (2 – 1 канал, 3 – 8 каналов, 4 – 16 каналов, 5 – 64 канала, 6 – 256 каналов).

На рис. 9 приведена зависимость потерь вероятности правильного обнаружения от числа каналов. Зависимость построена для сигнала со случайной частотой заполнения, опорным значением является вероятность правильного обнаружения для случая полностью известного сигнала. С ростом числа каналов, потери снижаются, асимптотически стремясь к нулю.

Рассмотрим вопросы производительности параллельного корреляционного приемника. Для этого проведем сравнение вычислительной эффективности ряда систем применительно к данной задаче. Технические характеристики использованных вычислительных устройств приведены в табл. 1 [5].

Таблица 1

Процессор	Число ядер	Тактовая частота, МГц	Пиковая вычислительная мощность, ГФлоп/с	Относительная вычислительная мощность	Объем ОЗУ, Гб	Пиковая пропускная способность ОЗУ, Гб/с	Тип
Intel Q9400	4	2660	42,56	1	8	12.8	ЦП
GF119	48	1620	155.5	3,65	1	9.6	ГП
G96M	32	1375	132	3,10	1	12.5	ГП
G215	96	1340	386	9,06	0,5	54.4	ГП
GF110	480	1464	1405	33,0	1,25	152	ГП

В списке приведены две разновидности вычислительных устройств – центральные процессоры (ЦП) и графические процессоры (ГП). Динамика развития вычислительных устройств на сегодняшний день такова, что вычислительная мощность ГП возрастает более быстрыми темпами, за счет увеличения числа параллельных вычислительных блоков (арифметико-логических устройств, АЛУ). Кроме того, ГП комплектуются быстродействующими запоминающими устройствами, что также должно способствовать существенному приросту производительности при решении вычислительных задач, допускающих параллельное исполнение. В последние годы наблюдается значительный интерес к применению ГП в каче-

стве вычислителей в различных отраслях науки, что находит своё отражение в публикациях [6 – 9].

Для сравнительного анализа вычислительной эффективности данных систем в задаче обнаружения сигнала с неизвестными параметрами было разработано программное обеспечение для проведения имитационного моделирования. В функции программного обеспечения входило формирование реализаций сигнала и шума, а также опорных сигналов, и непосредственное проведение процедуры обнаружения. Программное обеспечение разрабатывалось с использованием пакета Microsoft Visual C++ 2008 Express edition. Для разработки программного кода, использующего ГП, применялось ПО Nvidia CUDA Toolkit. Результаты измерения вычислительной эффективности приведены на рис. 10 и в табл. 2.

Таблица 2

Число ядер ЦП	Относительная производительность
1	1
2	1,77
3	2,32
4	2,72

С увеличением числа задействованных ядер ЦП производительность увеличивается. Рост производительности не является линейным, благодаря наличию накладных расходов на доступ к ОЗУ системы.

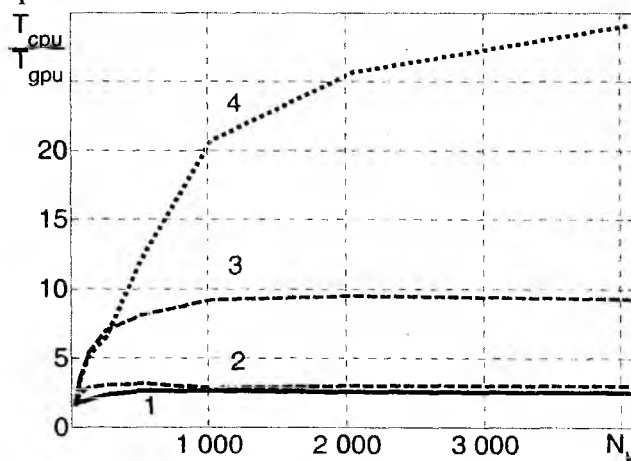


Рис. 10. Зависимость относительного времени обработки от числа параллельных каналов (1 – GF119, 2 – G96M, 3 – G215, 4 – GF110)

С увеличением числа параллельных каналов приемника эффективность использования ГП в качестве вычислительного устройства возрастает (рис. 10). Рост производительности постепенно замедляется с увеличением числа каналов, асимптотически стремясь к максимуму, определяемому относительной вычислительной мощностью ГП. При сравнении конфигураций 1 (графический процессор GF119) и 2 (графический процессор G96M) становится заметно, что первая конфигурация не достигает своей пиковой производительности. Это вызвано наличием медленной видеопамяти у данного ГП, что не даёт возможности реализовать полную загрузку всех вычислительных блоков. ГП в конфигурации 2 имеет меньшую пиковую производительность, однако при этом оснащен более быстрой памятью, что и сказывается на конечном результате. Наиболее производительным из протестированных является графический процессор GF110, обеспечивающий максимальную вычислительную мощность, и при этом оснащенный наиболее быстрой памятью.

Рассмотрим вопрос о числе каналов, которые можно запустить на том или ином исполнительном устройстве при заданных ограничениях на суммарное время обработки  $T_s$ . Для ситуации, когда имеется исполнительное устройство с  $m$  АЛУ, причем каждое из АЛУ способно завершить расчеты по каналу коррелятора за время  $T_1$ , время завершения расчетов по  $N_k$  каналам может быть оценено как  $T_1$  при  $T_0 = N_k \leq m$ , либо  $T_0 = T_1 \cdot N_k / m$  – в противном случае. При этом мы пренебрегаем потерями времени на доступ к памяти и различные системные нужды. Таким образом, число каналов может быть оценено из условия  $T_0 \leq T_s$ :

$$N_k \leq \frac{T_s m}{T_1} \quad (4).$$

Формула (4) справедлива для случаев, когда обеспечивается полная загрузка всех вычислительных блоков используемого процессора (т.е. когда  $N_k \geq m$ ). Если это условие не выполняется, то число каналов можно оценить исходя из следующего соотношения:

$$\begin{cases} N_k = 0, T_1 > T_s \\ N_k = m, T_1 = T_s \end{cases} \quad (5)$$

Оценки числа каналов, реализуемых в рассмотренных конфигурациях вычислительных систем, приведены в табл. 3. Расчет произведен для числа точек в реализации обрабатываемого сигнала, равного 2048.

Таблица 3

Процессор	$T_1$ , мс	m	Число параллельных каналов при $T_s$ мс		
			1	5	10
Intel Q9400	0,66	4	4	30	60
GF119	3,19	48	-	48	150
G215	1,72	96	-	96	558
GF110	2,73	480	-	480	1758

Графические процессоры обеспечивают реализацию большего числа параллельных каналов по сравнению с универсальным процессором. Время обработки единичного канала линейно зависит от размера реализации обрабатываемого сигнала и составляет порядка единиц миллисекунд. Для центрального процессора это время несколько меньше по сравнению с ГП, однако существенно меньшее число ядер ограничивает его возможности в этой задаче.

При требуемом темпе выдачи результатов 1 миллисекунда, ЦП позволяет реализовать до четырех параллельных каналов (по числу вычислительных ядер). При этом ГП не могут быть использованы ввиду слишком большого времени вычислений по каждому из каналов. В то же время при выполнении условия  $T_s > T_1$  ГП могут использоваться для многоканальной обработки, при этом обеспечивается существенно большее число параллельных каналов по сравнению с ЦП.

### Выводы

Задача обнаружения сигналов с априорно неизвестными параметрами может решаться путем применения многоканального корреляционного или фильтрового приемника. На современном этапе развития вычислительной техники, такая процедура может быть произведена с достаточно высокой производительностью. В данной задаче повышение числа параллельных каналов позволяет увеличить вероятность правильного обнаружения сигнала.

Автор выражает благодарность коллегам – канд. физ.-мат. наук Петрову В.А. и д-ру техн. наук. проф. Карташову В.М. за конструктивное обсуждение материала, представленного в статье.

**Список литературы:** 1. Тихонов, В.И. Статистическая радиотехника. / В.И. Тихонов – М.: Сов.Радио, 1966. – 678с. 2. Обнаружение радиосигналов / П.С.Акимов и др.; под ред. А.А.Колосова. – М.: Радио и связь, 1989. – 224с. 3. Теоретические основы радиолокации: учеб. пособие для вузов. / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М. : Сов.радио, 1970. – 560с. 4. Тихонов, В.И., Харисов, В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: учеб. пособие для вузов. – М. : Радио и связь, 2004. – 608 с. 5. Информационные материалы Nvidia [электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.nvidia.com/object/personal-supercomputing.html> 6. Xiaoshu Si, Hong Zheng, High Performance Remote Sensing Image Processing Using CUDA // ISECS. – P.121-125, Third International Symposium on Electronic Commerce and Security, 2010. 7. Fung et al. Mediated Reality Using Computer Graphics Hardware for Computer Vision // Proceedings of the International Symposium on Wearable Computing 2002 (ISWC2002). Seattle, Washington, USA, Oct 7-10, 2002, pp. 83 - 89. 8. Alerstam, E., Svensson, T. & Andersson-Engels, S. Parallel computing with graphics processing units for high speed Monte Carlo simulation of photon migration // J. Biomedical Optics 13, 060504 (2008). 9. Литвин-Попович, А.И. Обработка радиолокационных сигналов в параллельных вычислительных системах / Литвин-Попович А.И. // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 166. – С. 165-172.

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники

Поступила в редакцию 23.01.2012

*В.М. КАРТАШОВ, д-р техн. наук, И.В. КОРЫТЦЕВ, канд. техн. наук,  
Г.И. СИДОРОВ, канд. техн. наук, Э.К. ПОТРИМАЙ*

## СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ МУЛЬТИМЕДИЙНОГО СТРЕЛКОВОГО КОМПЛЕКСА

### Введение

Универсальный мультимедийный стрелковый тренажер обеспечивает приобретение навыков стрельбы в условиях, приближенных к боевым, из огнестрельного оружия, а также из макетов оружия с лазерными вставками.

Стрелок производит выстрел из огнестрельного или пневматического оружия по экрану, на который проецируется изображение видеомишени либо видеосюжета, хранящиеся в памяти компьютера. В тканевом либо пленочном экране образуется пробоина. Координаты пробоины оцениваются видеоизмерителем. Положение пробоины сопоставляется с положением мишени или видеосюжета и оценивается результат стрельбы [1].

При стрельбе из макета оружия с лазерным излучателем "пробоиной" является кратковременное пятно, образуемое лазерным лучом на экране.

Важными параметрами мультимедийного стрелкового комплекса являются:

- точность определения координат пробоины;
- промежуток между выстрелами;
- количество одновременно обрабатываемых целей.

Алгоритмы обработки сигналов, используемые в комплексе, должны обеспечить высокое быстродействие для достижения минимально возможного промежутка между выстрелами, а также высокую точность определения координат пробоины.

В статье рассматривается синтез оптимальных алгоритмов обработки сигналов с целью обнаружения и измерения координат центра пробоины или пятна, образуемого лучом лазера на экране.

Последующая оценка эффективности работы алгоритма обработки осуществляется путем анализа статистических данных, полученных при проведении моделирования и тестирования разработанного алгоритма в реальных условиях.

Синтез алгоритма обработки сигналов будет осуществлен в соответствии с упрощенной схемой системы обработки сигналов мультимедийного стрелкового комплекса, приведенной на рис. 1.

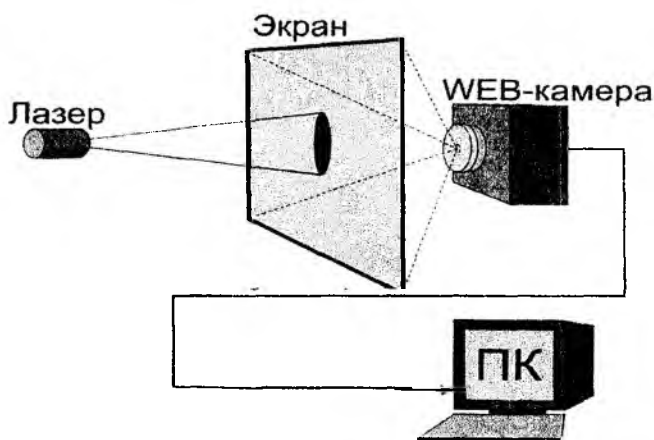


Рис. 1. Упрощенная структура системы обработки сигналов мультимедийного стрелкового комплекса

## Алгоритм обнаружения сигнального пятна

Синтез алгоритмов обработки сигналов в мультимедийном стрелковом комплексе рассматривается применительно к двоично квантованному изображению, что позволит значительно повысить скорость реализации полученных алгоритмов. С точки зрения теории статистических решений, задача обнаружения пятна двоично квантованных сигналов формулируется следующим образом.

Пусть произведена выборка значений огибающей

$$\left\{ \begin{array}{l} x_{11} \ x_{12} \dots x_{1N} \\ x_{21} \ x_{22} \dots x_{2N} \\ \dots \dots \dots \\ x_{N1} \ x_{N2} \dots x_{NN} \end{array} \right\}$$

на  $N \times N$  соседних позициях развертки фотоприемника. Каждое из выборочных значений  $x_{kl}$  подвергается затем двоичному квантованию по амплитуде путем сравнения с пороговым уровнем  $x_l$ . Исход единичного испытания  $x_{kl}$  считается положительным, если соответствующее выборочное значение превышает порог ( $x_{kl}=1$ ), и отрицательным, если порог не превышает ( $x_{kl}=0$ ).

Совокупность исходов после квантования

$$\left\{ \begin{array}{l} x_{11} \ x_{12} \dots x_{1N} \\ x_{21} \ x_{22} \dots x_{2N} \\ \dots \dots \dots \\ x_{N1} \ x_{N2} \dots x_{NN} \end{array} \right\}$$

представляет собой последовательность нулей и единиц. Задача решающего алгоритма состоит в том, чтобы на основе анализа принятой выборки нулей и единиц решить оптимальным образом, представляет ли эта выборка пятно полезного сигнала или она относится к помехе.

Для решения сформулированной задачи решающий алгоритм сводится к проверке гипотезы  $H_0$  об отсутствии полезного сигнала против альтернативной гипотезы  $H_1$  о его наличии, т.е. к образованию отношения правдоподобия и сравнению этого отношения с некоторым наперед заданным числом, выбираемым исходя из априорной вероятности наличия сигнала и потерь, приписываемых ошибочным решениям (критерий среднего риска), или исходя из допустимой вероятности ложного обнаружения (критерий Неймана - Пирсона) [2, 3].

Для синтеза алгоритма обнаружения необходимо прежде всего определить функцию правдоподобия гипотез  $H_0$  и  $H_1$ . Обозначим  $p_{kl}$  – вероятность получения единицы на позиции  $(k, l)$  пачки, а  $q_{kl}$  – вероятность получения нуля на этой позиции. Вероятность получения любого из двух возможных исходов в результате испытания с номером  $(k, l)$  можно записать в виде

$$P(x_{kl}) = p_{kl}^{x_{kl}} \cdot q_{kl}^{1-x_{kl}} \quad (1)$$

Будем в дальнейшем считать выборки огибающей статистически независимыми. Тогда совместная вероятность получения некоторой комбинации нулей и единиц на всех  $N^2$  позициях пачки

$$P(x_{11} \dots x_{NN}) = \prod_{k=1}^N \prod_{l=1}^N p_{kl}^{x_{kl}} \cdot q_{kl}^{1-x_{kl}} \quad (2)$$

Теперь на основании формулы (2) можно записать выражение для условной вероятности любой комбинации нулей и единиц при наличии и отсутствии полезного сигнала.

При наличии полезного сигнала

$$P(x_{11} \dots x_{NN} | H_1) = \prod_{k=1}^N \prod_{l=1}^N p_{S_{kl}}^{x_{kl}} \cdot q_{S_{kl}}^{1-x_{kl}}, \quad (3)$$

где  $p_{S_{kl}}$  - вероятность получения единицы на позиции  $(k, l)$  сигнального пятна;

$$q_{S_{kl}} = 1 - p_{S_{kl}}.$$

При отсутствии сигнала

$$P(x_{11} \dots x_{NN} | H_0) = \prod_{k=1}^N \prod_{l=1}^N p_{N_{kl}}^{x_{kl}} \cdot q_{N_{kl}}^{1-x_{kl}}, \quad (4)$$

где  $p_{N_{kl}}$  - вероятность получения единицы на позиции  $(k, l)$  в области помехи, одинаковая для всех  $(k, l)$ ;

$$q_{N_{kl}} = 1 - p_{N_{kl}}.$$

Будем считать заданным порог обнаружения  $l_0$ . Тогда, с учетом выражений (3) и (4) условие оптимального обнаружения пятна запишется в виде

$$\prod_{k=1}^N \prod_{l=1}^N \left( \frac{p_{S_{kl}}}{p_N} \right)^{x_{kl}} \cdot \left( \frac{q_{S_{kl}}}{q_N} \right)^{1-x_{kl}} \geq l_0. \quad (5)$$

Логарифмируя выражение (5), получаем

$$\sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \left[ x_{kl} \ln \frac{p_{S_{kl}}}{p_N} + (1-x_{kl}) \ln \frac{q_{S_{kl}}}{q_N} \right] \geq \ln l_0.$$

Последнее выражение после элементарных преобразований приводится к виду

$$\sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N x_{kl} \ln \frac{p_{S_{kl}} q_N}{p_N q_{S_{kl}}} \geq \ln l_0 - \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \ln \frac{q_{S_{kl}}}{q_N}. \quad (6)$$

Обозначая в выражении (6)

$$\eta_{kl} = \ln \frac{p_{S_{kl}} q_N}{p_N q_{S_{kl}}}, \quad \mathfrak{S} = \ln l_0 - \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \ln \frac{q_{S_{kl}}}{q_N},$$

запишем формулу для алгоритма оптимального обнаружения пачки двоично квантованных сигналов в следующем окончательном виде

$$\sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N x_{kl} \eta_{kl} \geq \mathfrak{S}. \quad (7)$$

В соответствии с формулой (7) алгоритм оптимального обнаружения пачки квантованных сигналов сводится к выполнению следующих операций.

1. Прием и запоминание квантованных сигналов (нулей и единиц) в пределах размеров приемной матрицы (на  $m \times n$  позициях).
2. Суммирование значений предварительно запрограммированной весовой функции на позициях подматрицы размерностью  $N \times N$ , на которых получены единицы.
3. Сравнение полученной суммы с пороговым числом  $\mathfrak{S}$  и выдача решения об обнаружении или необнаружении пятна.

Далее в случае необнаружения рассматривается следующая подматрица  $N \times N$ , сдвинутая по горизонтальной оси вправо на одну позицию. Аналогично осуществляется сдвиг по вертикальной оси сверху вниз. Операции 2 и 3 повторяются до тех пор, пока не будет принято решение об обнаружении пятна на экране или не будут проанализированы все позиции на приемной матрице.

### Алгоритм оценки координат центра пятна

Пусть центр пятна  $O$  имеет горизонтальную координату  $m_0$  и вертикальную  $n_0$ . Для оценки координат центра пятна используется функция правдоподобия оцениваемых параметров  $m_0$  и  $n_0$ , получаемая непосредственно из выражения (3) для условной вероятности комбинации нулей и единиц при наличии сигнала

$$L(m_0, n_0) = \prod_{k=1}^N \prod_{l=1}^N p_{S_{kl}}^{x_{kl}} \cdot q_{S_{kl}}^{1-x_{kl}}.$$

Входящая в это выражение вероятность обнаружения сигнала на единичной позиции  $(k, l)$   $p_{S_{kl}}$  для случая нефлуктуирующего сигнала определяется формулой

$$p_S(k, l) = 1 - \int_0^{x_l} x_{kl} \exp\left(-\frac{x_{kl}^2 + a_{kl}^2}{2}\right) I_0(a_{kl} x_{kl}) dx_{kl},$$

т.е. является функцией параметра  $a_{kl}$  (параметр  $x_l$  считается фиксированным). Однако все значения  $a_{kl}$  определяются однозначно, если известна зависимость

$$a_{kl} = a_0 \cdot g((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0)), \quad (8)$$

где  $g((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))$  - функция огибающей пятна;  $(m_{kl}, n_{kl})$  - координаты позиции пятна  $(k, l)$ ;  $a_0$  - отношение сигнала к помехе в центре пятна.

Таким образом, вероятность  $p_{S_{kl}} = f(a_0, (m_0, n_0))$  является функцией трех неизвестных параметров  $a_0, (m_0, n_0)$ . В дальнейшем будем считать параметр  $a_0$  фиксированным.

С учетом (8) и сделанных допущений функция правдоподобия для оценки  $(m_0, n_0)$  записывается в виде

$$L(m_0, n_0) = \prod_{k=1}^N \prod_{l=1}^N p_{S_{kl}}^{x_{kl}}((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0)) \cdot q_{S_{kl}}^{1-x_{kl}}((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0)).$$

Как известно, функция правдоподобия может быть заменена некоторой своей монотонной функцией [4], в соответствии с этим получим логарифм функции правдоподобия

$$\ln L(m_0, n_0) = \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N x_{kl} [\ln p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0)) - \ln q((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))] + \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N (1-x_{kl}) [\ln q((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))]. \quad (9)$$

Для нахождения уравнений правдоподобия продифференцируем (9) по оцениваемым параметрам  $m_0$  и  $n_0$

$$\frac{\partial \ln L}{\partial m_0} = \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N x_{kl} \left[ \frac{1}{p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))} \cdot \frac{\partial p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))}{\partial m_0} - \frac{1}{q((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))} \cdot \frac{\partial q((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))}{\partial m_0} \right] + \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N (1-x_{kl}) \left[ \frac{1}{q((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))} \cdot \frac{\partial q((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))}{\partial m_0} \right], \quad (10.1)$$

$$\frac{\partial \ln L}{\partial n_0} = \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N x_{kl} \left[ \frac{1}{p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))} \cdot \frac{\partial p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))}{\partial n_0} - \frac{1}{q((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))} \cdot \frac{\partial q((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))}{\partial n_0} \right] + \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N (1-x_{kl}) \left[ \frac{1}{q((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))} \cdot \frac{\partial q((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))}{\partial n_0} \right] \quad (10.2)$$

Вторая сумма в правой части выражений (10.1) и (10.2) не зависит от выборки принимаемых сигналов, а определяется только формой огибающей пятна. При симметричной форме этой огибающей рассматриваемая сумма приблизительно равна нулю.

Учитывая последнее обстоятельство, а также используя очевидные соотношения

$$\frac{\partial q((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))}{\partial m_0} = -\frac{\partial p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))}{\partial m_0}, \quad (11)$$

$$\frac{\partial q((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))}{\partial n_0} = -\frac{\partial p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))}{\partial n_0},$$

получим уравнения правдоподобия для оценки координат  $m_0$  и  $n_0$  в виде

$$\sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N x_{kl} \cdot \frac{1}{p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0)) \cdot q((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))} \cdot \frac{\partial p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))}{\partial m_0} \Bigg|_{m_0 = \tilde{m}_0} = 0, \quad (12.1)$$

$$\sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N x_{kl} \cdot \frac{1}{p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0)) \cdot q((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))} \cdot \frac{\partial p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))}{\partial n_0} \Bigg|_{n_0 = \tilde{n}_0} = 0. \quad (12.2)$$

Обозначим

$$\eta_m((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0)) = \frac{1}{p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0)) \cdot q((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))} \cdot \frac{\partial p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))}{\partial m_0}, \quad (13.1)$$

$$\eta_n((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0)) = \frac{1}{p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0)) \cdot q((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))} \cdot \frac{\partial p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))}{\partial n_0}. \quad (13.2)$$

Дискретные функции (13.1) и (13.2) можно рассматривать как функции веса позиций пятна в оценке координат точки попадания в цель. Огибающие этих функций характеризуют количество информации о точке попадания, содержащееся в «единицах», расположенных на различных расстояниях от центра пятна.

С учетом (13.1) и (13.2) уравнения правдоподобия (12.1) и (12.2) записываются в виде

$$\sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N x_{kl} \cdot \eta_m((m_{kl}, n_{kl}), (\tilde{m}_0, \tilde{n}_0)) = 0, \quad (14.1)$$

$$\sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N x_{kl} \cdot \eta_n((m_{kl}, n_{kl}), (\tilde{m}_0, \tilde{n}_0)) = 0. \quad (14.2)$$

В соответствии с этими уравнениями, оценка максимального правдоподобия координат центра пятна получается из условия равенства нулю суммы значений функций  $\eta_m$  и  $\eta_n$  на позициях, где сигнальные импульсы превышают пороговый уровень амплитудного квантования (в этих точках  $x_{kl} = 1$ ). Принципиально алгоритм (14.1), (14.2) реализуется путем сдвига весовых функций относительно принятой реализации сигнала (изображения). При этом процесс сдвига и суммирование значений весовых функций на позициях, где  $x_{kl} = 1$ , повторяется до тех пор, пока суммы (14.1) и (14.2) не станут равными нулю (или меньше по абсолютной величине некоторого фиксированного числа).

Пояснение процесса оценки положения центра пятна для одномерного случая приведено на рис. 4.

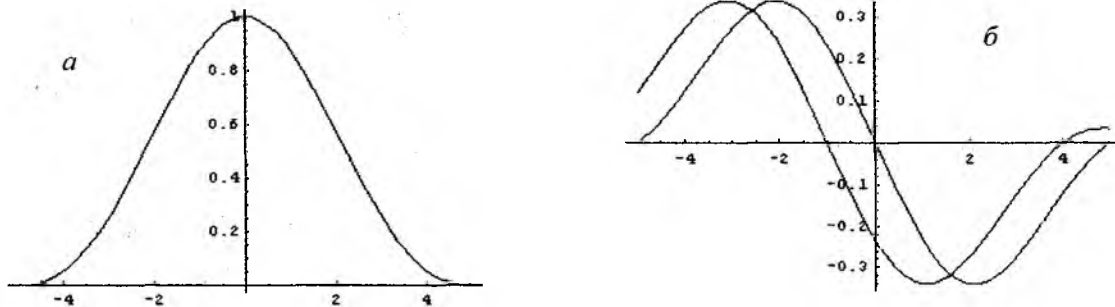


Рис. 4. Пояснение процесса оценки координат центра пятна сигнала:  
*a* – огибающая пятна, *б* – сдвиг весовой функции относительно анализируемой реализации

Вид модельных функций, применяемых в описанной выше задаче определения координат центра пятна, приведен на рис. 5.

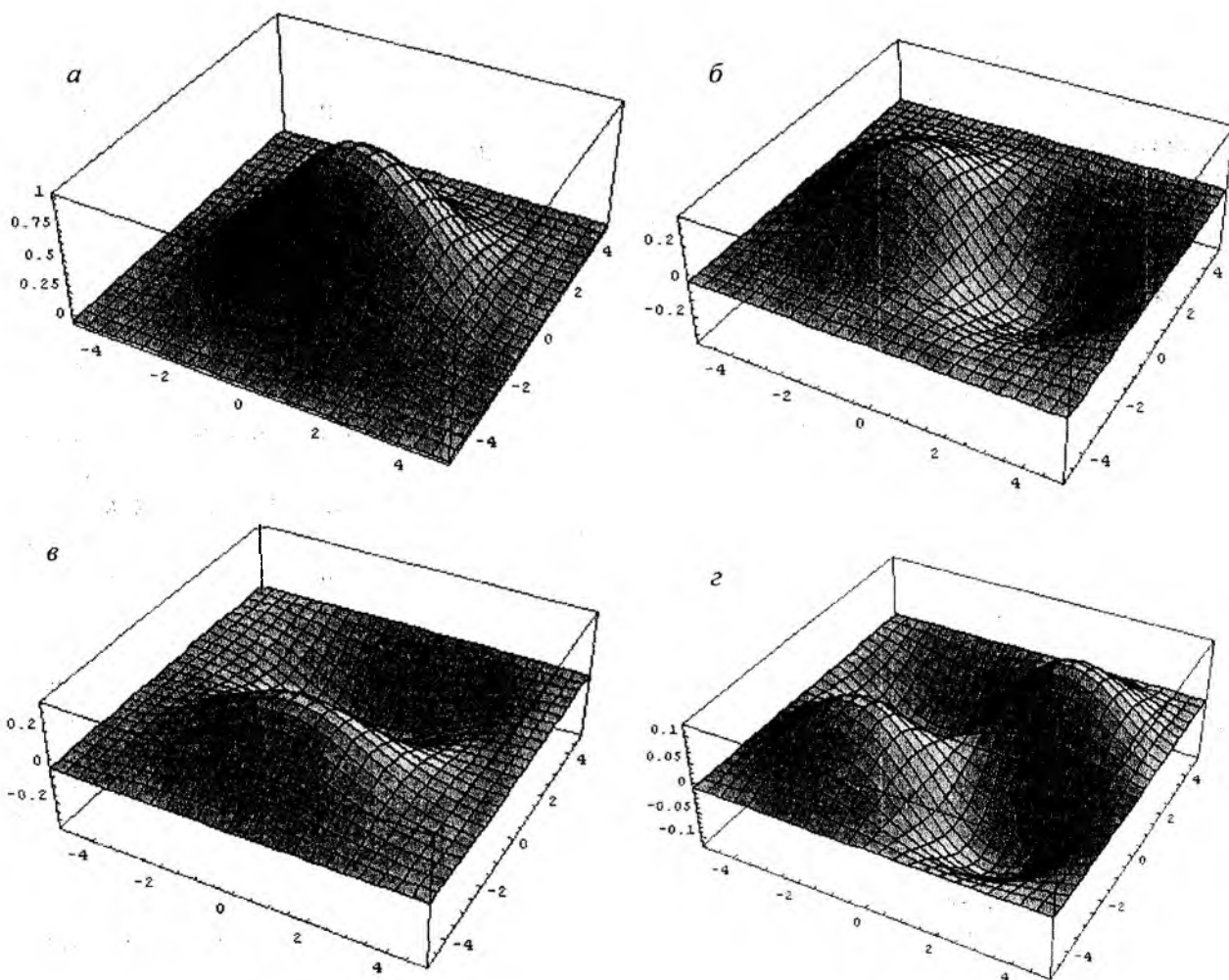


Рис. 5. Формы огибающих сигнала и весовых функций:  
*a* – форма огибающей пятна, *б* – весовая функция для определения горизонтальной координаты центра пятна, *в* – весовая функция для определения вертикальной координаты центра пятна, *г* – весовая функция для определения двух координат центра пятна

Для оценки координат центра пятна может быть использована несколько иная модификация рассмотренного алгоритма. С целью получения модифицированного алгоритма возьмем двойную смешанную производную логарифма функции правдоподобия, определяемого выражением (9), по оцениваемым параметрам  $\frac{\partial^2 \ln L}{\partial m_0 \partial n_0}$ . С учетом (11) получим следующее уравнение правдоподобия для оценки двух координат центра пятна:

$$\sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N x_{kl} \cdot \frac{1}{p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0)) \cdot q((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))} \cdot \frac{\partial^2 p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))}{\partial m_0 \partial n_0} \Bigg|_{\substack{m_0 = \tilde{m}_0 \\ n_0 = \tilde{n}_0}} = 0. \quad (15)$$

Введем обозначение

$$\eta_{mn}((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0)) = \frac{1}{p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0)) \cdot q((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))} \cdot \frac{\partial^2 p((m_{kl}, n_{kl}), (m_0, n_0))}{\partial m_0 \partial n_0}. \quad (16)$$

Тогда уравнение правдоподобия запишется в виде

$$\sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N x_{kl} \cdot \eta_{mn}((m_{kl}, n_{kl}), (\tilde{m}_0, \tilde{n}_0)) = 0. \quad (17)$$

Вид весовой функции  $\eta_{mn}$ , используемой в выражении (17), представлен на рисунке 5,2. Реализуется алгоритм (14.1), (14.2) оценки координат центра пятна также путем последовательного сдвига используемых весовых функций относительно принятой реализации сигнала (изображения) и выполнения на каждом шаге итераций математических операций, предусмотренных алгоритмом.

## Выводы

Синтезированы оптимальные алгоритмы обработки сигналов в мультимедийном стрелковом тренажере методом теории статистических решений. Получен алгоритм оптимального обнаружения «пробоины», формируемой стрелковым оружием, или обнаружения светового пятна, образуемого лучом лазерного оружия. Синтезирован оптимальный алгоритм, позволяющий формировать максимально правдоподобные оценки пространственных координат центра светового пятна или пробоины на экране комплекса.

Полученные оптимальные алгоритмы обработки сигналов позволят существенно повысить качественные показатели мультимедийных стрелковых тренажеров.

**Список литературы:** 1. *Спосіб визначення координат точки влучення кулі у відеоішень при навчанні стрільби та пристрій для його здійснення* : Патент на винахід №95007. Україна. МПК F41G3/26 / О.В. Зубков, І.В. Коритцев, Г.І. Сидоров, Я.Г. Сидоров - №а2009 12569; Заяв. 04.04.2009; Опубл. 25.06.2011, Бюл. №12. - 3 с. 2. *Чердынцев В.А.* Радиотехнические системы. – М. : Высш. шк., 1988. 3. *Тихонов, В.И.* Оптимальный прием сигналов. – М. : Радио и связь, 1983. 4. *Коростелев, А.А.* Пространственно-временная теория радиосистем. – М. : Радио и связь, 1987.

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 17.02.2012

## СТІЙКІСТЬ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ З ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ ШУМОВОГО СИГНАЛУ ДО КВАЗІГАРМОНІЧНИХ ЗАВАД

## Вступ

У роботі [1] запропонована система зв'язку з фазовою маніпуляцією шумового сигналу (ФМШС). Вона відрізняється простотою структури передавального і приймального пристрою та найвищою, в своєму класі систем, потенційною завадостійкістю [2]. Властивості цієї системи в класичних гауссових каналах досить добре вивчені [3].

У літературі, наприклад [4, 5], як важлива особливість надширокополосних систем зазначається можливість їх функціонування в спільному частотному діапазоні з вузькополосними системами. Однак питання взаємного впливу системи з ФМШС та вузькополосної системи при перетині їх частотних діапазонів не вивчені. Крім того, виникає задача оптимізації методів формування і обробки фазоманіпульованого шумового сигналу при функціонуванні в обмеженому частотному діапазоні.

Експериментальне вирішення цих задач вимагає значних витрат часу і матеріальних ресурсів.

## Постановка задачі

Поставимо задачу: методами математичного та імітаційного обчислювального моделювання дослідити стійкість системи зв'язку з ФМШС до квазігармонічних завад при застосуванні різних методів формування і обробки шумового сигналу з обмеженим спектром.

## Модель системи зв'язку з ФМШС

Першим етапом вирішення поставленої задачі є побудова адекватної математичної моделі системи та її реалізація у вигляді моделі обчислювальної. Структура моделі, що дозволяє вирішувати поставлені задачі, зображена на рис. 1.

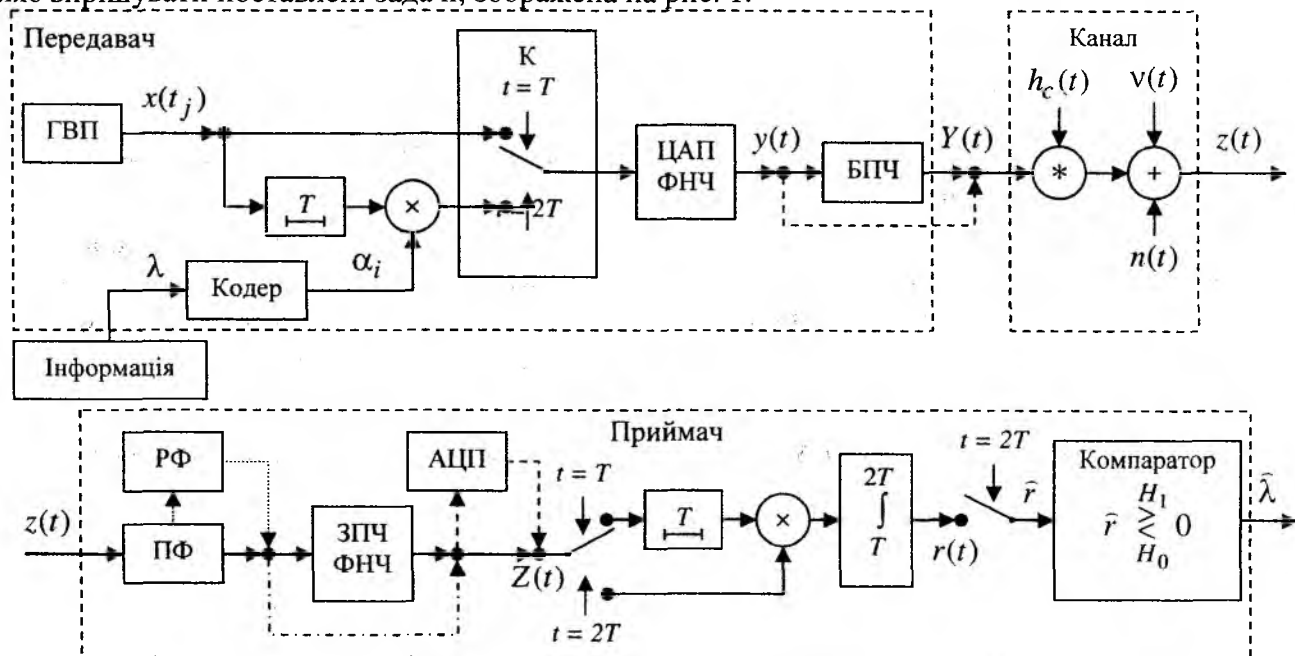


Рис. 1

Символьний інтервал  $t_s$  у системі з ФМШС складається з двох рівних за тривалістю частин  $T = t_s/2$ . Протягом першої половини символного інтервалу  $t \in [0, T)$  до вихідного

тракту передавача надходить сигнал  $x(t)$  безпосередньо з генератора шуму. Цей фрагмент символного інтервалу використовується як опорний сигнал. У момент часу  $t = T$  комутатор К перемикається і протягом наступної половини символного інтервалу  $t \in [T, 2T)$  на вихід подається або дублікат опорного сигналу, або сигнал протилежний до нього (залежно від інформаційного символу  $\lambda$ , що передається в даний час).

Модель повністю відтворює роботу генератора шуму та модулятора у випадку їх цифрової реалізації.

У моменти часу  $t_j$  (які слідує з періодом  $t_\Delta$ ) генератор випадкової послідовності (ГВП) подає на вихід реалізацію  $x_j = x(t_j)$  деякої випадкової величини з заданою функцією розподілу (методи побудови генератора див., наприклад, [6, 7]). Кожен відлік послідовності  $x_j$  формується незалежно від інших, математичне сподівання розподілу передбачається рівним нулю, а дисперсія  $\sigma_x^2$  визначає потужність сигналу.

Протягом часу  $T$  отримуємо вектор  $\bar{x} = (x_1, x_2, \dots, x_{N_x})$  – опорний сигнал в цифровій формі, розмірність цього вектора  $N_x = T/t_\Delta$ .

Залежно від значення поточного інформаційного символу  $\lambda = 0$  чи  $\lambda = 1$  сигнал на виході кодера набуває значень  $\alpha_0 = -1$  або  $\alpha_1 = 1$  відповідно. У результаті протягом символного інтервалу  $t_s$  на виході цифрового тракту передавача формується кортеж векторів  $\bar{y} = (\bar{x}, \alpha_i \bar{x})$ ,  $i = 0, 1$ .

Отриманий цифровий сигнал піддається цифро-аналоговому перетворенню (ЦАП) та дії фільтра нижніх частот (ФНЧ) із полосою пропускання шириною  $F = f_\Delta / 2$ , де  $f_\Delta = 1/t_\Delta$ . На виході блоку ЦАП, ФНЧ маємо аналоговий сигнал  $y(t)$ . Цей сигнал надходить до вихідного тракту передавача, функції якого розглядаються в чотирьох варіантах:

1. Перетворення частоти сигналу за допомогою амплітудної модуляції. У цьому випадку вихідний сигнал передавача

$$Y(t) = A \cdot (m + y(t)) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0).$$

2. Балансна модуляція

$$Y(t) = A \cdot y(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0).$$

3. Однополосна модуляція. До сигналу виду  $A \cdot y(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0)$  застосовується фільтр з полосою пропускання  $[f_0, f_0 + F]$ .

4. Без перетворення частоти (передача в низькочастотному діапазоні, наприклад, при використанні проводової лінії зв'язку). У цьому випадку  $Y(t) = y(t)$ , а на рис. 1 відповідний шлях сигналу зображено пунктирною лінією в обхід блока перетворення частоти (БПЧ).

Полоса частот сигналу  $Y(t)$  для варіантів 1 і 2 буде  $[f_0 - F, f_0 + F]$ , для варіанту 3 –  $[f_0, f_0 + F]$ , а для варіанту 4 –  $[0, F]$ .

Математична модель каналу зв'язку для досить загального випадку може бути записана у вигляді

$$z(t) = Y(t) * h_c(t) + v(t) + n(t), \quad (1)$$

де  $Y(t) * h_c(t)$  – згортка сигналу  $Y(t)$  з імпульсною характеристикою каналу  $h_c(t)$ ,  $v(t)$  – корельована квазігармонічна адитивна завада,  $n(t)$  – адитивний білий гауссовий шум.

У даному дослідженні імпульсну характеристику каналу будемо вважати ідеальною, тобто  $h_c(t) = \delta(t)$ , де  $\delta(t)$  – дельта-функція Дірака.

Для формування сигналу  $v(t)$  використана модель сигналу з бінарною фазовою маніпуляцією. Тривалість гармонічного сигналу  $\beta \cdot A_v \cdot \cos(2\pi f_v t + \phi_v)$  поділено на рівні (окрім першої і останньої) частини довжиною  $T_v$ . Тривалість першої частини є реалізацією випадкової величини рівномірно розподіленої в інтервалі  $(0, T_v)$ . Для кожної такої частини коефіцієнт  $\beta$  з однаковою імовірністю 0,5 набуває одного із двох значень 1 або  $-1$ .

Сигнал  $z(t)$  надходить на вхід приймача і піддається полосовій фільтрації (ПФ). Полоса пропускання фільтра відповідає полосі частот сигналу  $Y(t)$ . Додатково може застосовуватись режекторний фільтр (РФ) полоса якого визначається полосою частот завади  $v(t)$  (пунктирний шлях сигналу з коротким штрихом). Результуючий сигнал позначимо  $\tilde{z}(t)$ .

Якщо в передавачі відбувалось перетворення частот сигналу  $y(t)$ , то наступним етапом обробки сигналу в приймачі є зворотне перетворення частот та низькочастотна фільтрація з полосою пропускання  $[0, F]$  (блок ЗПЧ, ФНЧ на рис. 1).

При використанні амплітудної модуляції застосовуємо некогерентний прийом. На виході ЗПЧ маємо  $\tilde{z}(t) = |\tilde{z}(t)|$ . Якщо застосовувалась балансна або однополосна модуляція, то прийом когерентний:  $\tilde{z}(t) = \tilde{z}(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi_0)$ . Остаточний вихід блоку (після ФНЧ) позначимо  $\hat{z}(t) = \text{ФНЧ}(\tilde{z}(t))$ .

Корелятор приймача може бути виготовлений в аналоговому або в цифровому виконанні. У першому випадку на вхід корелятора безпосередньо подається сигнал  $\hat{z}(t)$ , тобто  $Z(t) = \hat{z}(t)$  (див. рис. 1).

Крім того, якщо частота  $f_0$  кратна  $1/T$ , то протягом опорного сигналу вкладається ціле число хвиль відповідного гармонійного коливання. У такому разі сигнал  $\tilde{z}(t)$  можна подати на вхід аналогового корелятора без зворотного перетворення частот.

Якщо на передавальній стороні перетворення частот не відбувалося, то блок ЗПЧ, ФНЧ також не задіяний (штрих-пунктирний шлях на рис. 1).

Якщо виконання корелятора цифрове, то сигнал попередньо проходить блок аналогово-цифрового перетворення (АЦП), на виході якого маємо послідовність  $Z(t_j)$  (штриховий шлях з довгим штрихом на рис. 1). Інтегратор у даному випадку має сенс цифрового накопичувача.

У подальших дослідженнях будемо розглядати наступні варіанти формування і обробки сигналу (варіативна частина від точки  $y(t)$  до точки  $Z(t)$ ):

- 1, а)  $y(t) \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow \text{АЦП} \rightarrow Z(t_j)$ ;
- 1, б)  $y(t) \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow \text{РФ} \rightarrow \text{АЦП} \rightarrow Z(t_j)$ ;
- 2, а)  $y(t) \rightarrow \text{БПЧ (Амплітудна мод.)} \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow \text{ЗПЧ, ФНЧ} \rightarrow \text{АЦП} \rightarrow Z(t_j)$ ;
- 2, б)  $y(t) \rightarrow \text{БПЧ (Амплітудна мод.)} \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow \text{РФ} \rightarrow \text{ЗПЧ, ФНЧ} \rightarrow \text{АЦП} \rightarrow Z(t_j)$ ;
- 3, а)  $y(t) \rightarrow \text{БПЧ (Балансна мод.)} \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow \text{ЗПЧ, ФНЧ} \rightarrow \text{АЦП} \rightarrow Z(t_j)$ ;
- 3, б)  $y(t) \rightarrow \text{БПЧ (Балансна мод.)} \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow \text{РФ} \rightarrow \text{ЗПЧ, ФНЧ} \rightarrow \text{АЦП} \rightarrow Z(t_j)$ ;
- 4, а)  $y(t) \rightarrow \text{БПЧ (Балансна мод.)} \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow Z(t)$ ;
- 4, б)  $y(t) \rightarrow \text{БПЧ (Балансна мод.)} \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow \text{РФ} \rightarrow Z(t)$ ;
- 5, а)  $y(t) \rightarrow \text{БПЧ (Однополосна мод.)} \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow Z(t)$ ;
- 5, б)  $y(t) \rightarrow \text{БПЧ (Однополосна мод.)} \rightarrow \text{Канал} \rightarrow \text{ПФ} \rightarrow \text{РФ} \rightarrow Z(t)$ .

Зауважимо, що варіант 3 важко реалізувати на практиці, оскільки він передбачає когерентний прийом сигналу, отже вимагає досить точної частотної та фазової синхронізації приймача. За умов слабо корельованої обвідної здійснити таку процедуру в реальних умовах важко (на відміну від моделі). На виході корелятора маємо функцію  $r(t)$ . У кінці кожного символного інтервалу відбувається вибірка значення цієї функції  $r(2T) = \hat{r}$ . Знак числа  $\hat{r}$

визначає значення прийнятого символу. Якщо  $\hat{r} > 0$ , то приймається рішення про прийом символу  $\hat{\lambda} = 1$ , інакше  $\hat{\lambda} = 0$ .

На рис. 2 наведено приклади осцилограм сигналів, що спостерігаються на основних етапах формування і обробки сигналу в системі зв'язку з ФМШС. Побудови виконано при  $N_x = 32$ ,  $f_0 = 4F$ ,  $f_v = f_0 - 0.5F$ ,  $F_v = 0.2F$  та використанні однополосної модуляції для перетворення частот (варіант обробки 5,а).

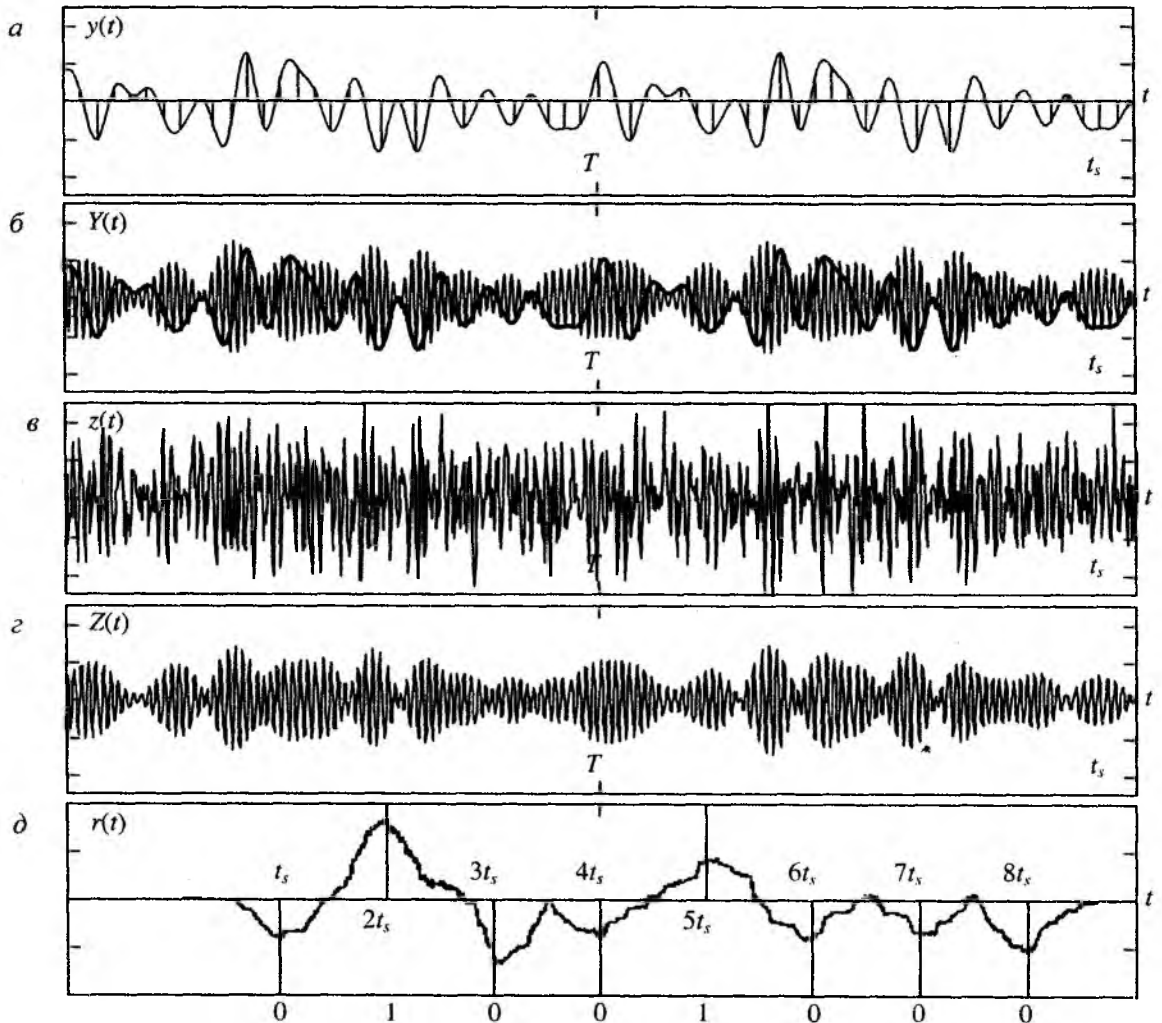


Рис. 2

На рис. 2,а одночасно показано відліки сигналу з виходу цифрового модулятора, та результат роботи блоку ЦАП, ФНЧ – сигнал  $y(t)$ . На рис. 2,б суміщено сигнал  $y(t)$  (лінія подвійної товщини) та вихід БПЧ – сигнал  $Y(t)$ . На рис. 2,в та 2,г зображено вигляд сигналів  $z(t)$  на вході приймача та  $Z(t)$  на вході корелятора.

Рис. 2,д ілюструє вихідний сигнал корелятора  $r(t)$ , процедуру вибірки значень функції  $r(t)$  та прийняття рішень про прийом того чи іншого символу. Полярності міток, що позначають кінці символних інтервалів, відповідають значенню  $\alpha_i$  – сигналу на виході кодера. Оскільки знаки чисел  $r(k \cdot t_s)$ ,  $k = 1, 2, \dots, 8$  співпадають із знаками  $\alpha_i$ , то це означає, що всі біти даного 8-ми бітного повідомлення прийнято правильно.

На рис. 3 наведено амплітудні спектри сигналів  $y(t)$  (рис. 3,а),  $Y(t)$  (рис. 3,б),  $z(t)$  (рис. 3,в) та  $Z(t)$  (рис. 3,г). Шкала осі абсцис наведена у відносних одиницях  $f/F$ .

Побудова імітаційної обчислювальної моделі на базі описаної математичної моделі полягає в переході до дискретних аналогів наведених вище формул і перетворень та застосуванні відповідних алгоритмічних генераторів випадкових послідовностей [8]. Обчислювальна модель реалізована в системі Mathcad.

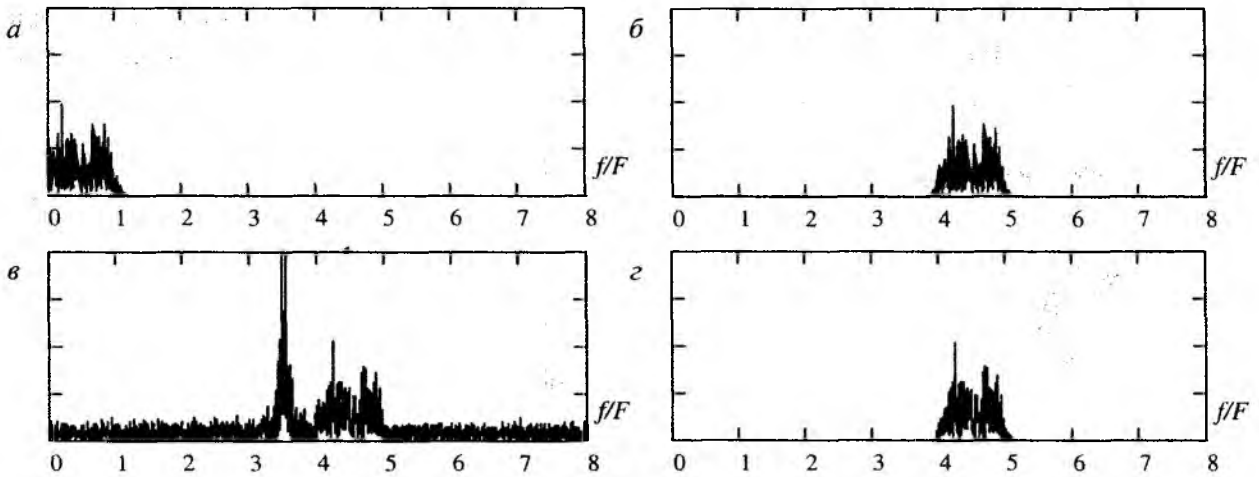


Рис. 3

### Дослідження завадостійкості

1. Гауссовий канал. Перший етап досліджень полягає в порівнянні завадостійкості різних методів формування-обробки сигналу на фоні гауссового адитивного шуму (1)  $v(t) = 0$ ,  $n(t) \neq 0$ ). Результати обчислювальних експериментів показали, що всі методи дають еквівалентний результат, окрім 4-го (балансна модуляція без зворотного перетворення частот).

Експериментальні криві залежності імовірності помилки передачі-прийому інформаційного біта  $P_b$  від відношення сигнал-завада  $h^2 = E_b / N_0$  для варіантів 1, 2, 3 і 5 показують втрату завадостійкості на 0,5 дБ порівняно з теоретичними розрахунками [3]. Ці втрати пов'язані з неідеальністю імпульсних характеристик фільтрів, застосованих в моделі.

При застосуванні 4-го варіанту обробки сигналу спостерігаються додаткові втрати, які становлять близько 1,5 дБ.

Розрахунки проведено за наступних значень параметрів:  $N_x = 32$ ,  $f_0 = 4F$ . Зауважимо, що для даної системи  $N_x$  визначає базу сигналу, оскільки  $B = 2T \cdot F = 2T / (2t_\Delta) = N_x$ .

2. Квазігармонічна завада. На другому етапі, навпаки, покладемо в (1)  $n(t) = 0$ , а  $v(t) \neq 0$ . При цьому потужність завад встановлюємо рівною еквівалентній потужності БГШ в полосі частот корисного сигналу при заданому значенні відношення сигнал-завада  $h^2$ . Такий підхід дозволить проаналізувати залежність імовірності помилки від взаємного положення спектрів корисного широкополосного сигналу та квазігармонічної завади.

Для встановлення центральної частоти спектру завад використовуємо формулу  $f_v = f_0 + k \cdot F / 2$ . Залежно від варіанту формування-обробки сигналу (відповідно до полоси частот корисного сигналу)  $k$  пробігає наступні значення:

Варіант 1.  $k = 1, 2, 3, 4$ , при цьому вважаємо  $f_0 = 0$ .

Варіанти 2, 3, 4.  $k = -4, -3, \dots, 4$ .

Варіант 5.  $k = -2, -1, \dots, 4$ .

Для ширини полоси частот завад будемо використовувати три значення  $F_v = 0,05 \cdot F$ ,  $F_v = 0,1 \cdot F$  та  $F_v = 0,2 \cdot F$ .

На рис. 4 наведено приклади отриманих залежностей  $P_b$  від  $h^2$ . На всіх графіках цього рисунку для полегшення порівняння (лінією —) показано криву теоретичної залежності  $P_b = P_b(h^2)$  для гауссового каналу.

Рис. 4,а дозволяє проаналізувати вплив методу формування і обробки сигналу на заводостійкість системи. Варіант обробки відображає вид лінії:

1) ----; 2) — —; 3) ◊◊◊; 4) - - -; 5) +++.

Для побудови всіх наведених кривих застосовувався варіант (а) – без режекторного фільтра, при цьому  $F_v = 0,1 \cdot F$ , а для  $f_v$  використано два значення  $f_v = f_0 + F/2$  (група кривих А) та  $f_v = f_0 + 3F/2$  (група кривих Б).

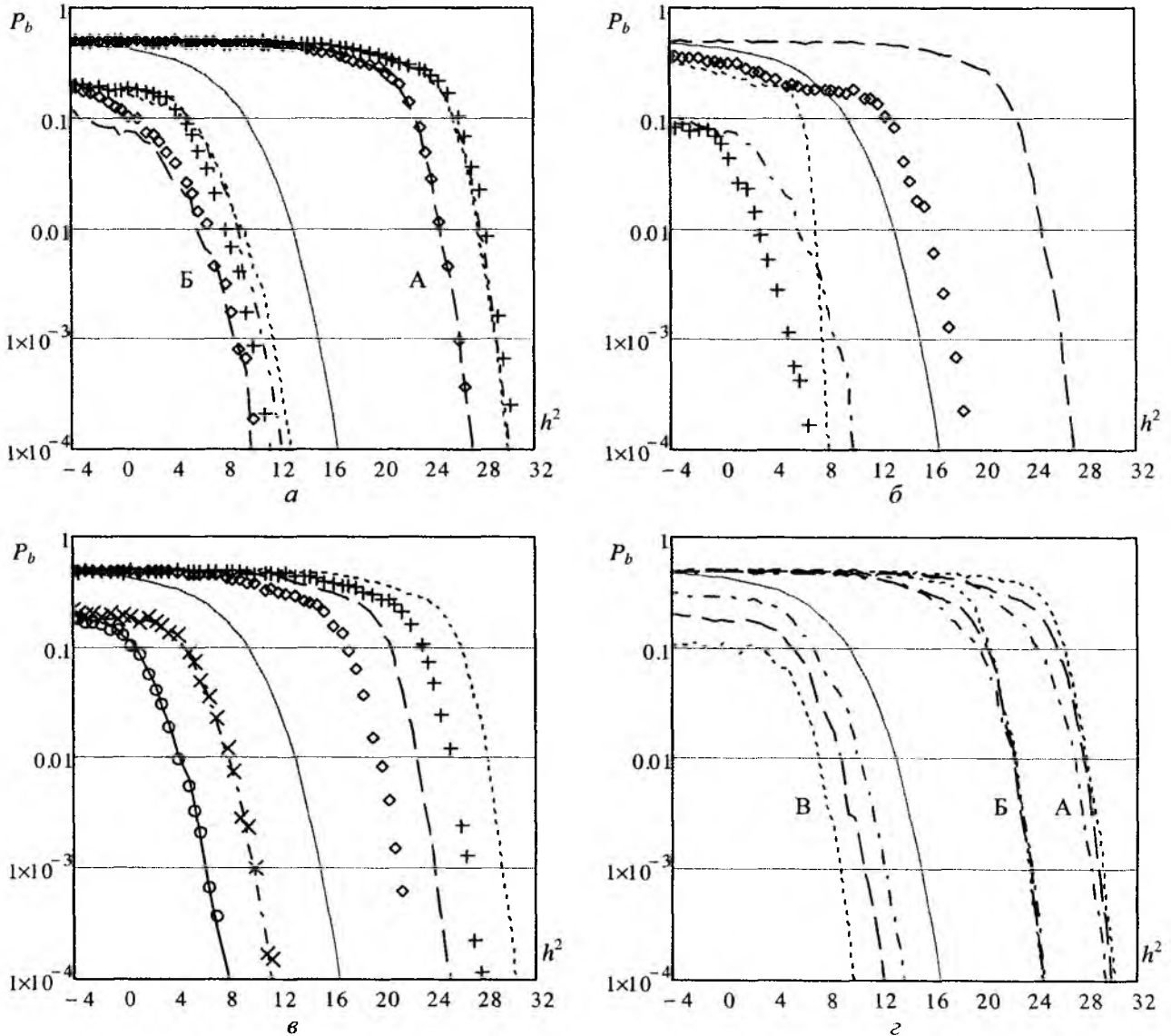


Рис. 4

Криві рис. 4,б побудовано для одного й того ж варіанту обробки сигналу 2,а при  $F_v = 0,1 \cdot F$ , але для різних значень центральної частоти завади  $f_v$ .

Вид ліній позначає наступне:

----  $f_v = f_0$ ; — —  $f_v = f_0 + F/2$ ; ◊◊◊  $f_v = f_0 + F$ ; - - -  $f_v = f_0 + 3F/2$ ;  
 +++  $f_v = f_0 + 2F$ .

Рис. 4,в ілюструє вплив наявності в структурі приймача режекторного фільтра на заводостійкість системи. Криві побудовані для варіанту обробки 5 при  $F_v = 0,1 \cdot F$ .

Вид лінії позначає:

----  $f_v = f_0 + F/2$ , без РФ; +++ з РФ; — —  $f_v = f_0 + F$ , без РФ; ◊◊◊ з РФ;

---  $f_v = f_0 + 3F/2$ , без РФ;  $\times\times\times$  з РФ; —  $f_v = f_0 + 2F$ , без РФ;  $\circ\circ\circ$  з РФ.

Залежність завадостійкості системи від ширини полоси завад проілюстрована на рис. 4,з.

Вид лінії символізує ширину полоси:

----  $F_v = 0,05 \cdot F$ ; — —  $F_v = 0,1 \cdot F$ ; - - -  $F_v = 0,2 \cdot F$ .

Група кривих А утворилась для центральної частоти завади  $f_v = f_0 + F/2$ , група Б – для  $f_v = f_0 + F$  і група В – для  $f_v = f_0 + 3F/2$ . Усі криві побудовані для варіанту обробки 4,а.

Зауважимо, що в даній роботі наведено лише невелику підмножину отриманих залежностей. Обчислення були проведені для всіх можливих комбінацій способів обробки сигналу та параметрів завади (центральної частоти та ширини полоси спектру).

Із рисунку видно, що системи з подвоєнням ширини спектру при прямому перетворенні частот та зворотнім перетворенням частот на приймальній стороні (варіант 2 і 3 – амплітудна та балансна модуляція) мають переваги порівняно з іншими системами. Ця перевага сягає 3 дБ для частоти  $f_v = f_0 \pm F/2$  і 8 дБ для  $f_v = f_0 + F$  (на межі полоси частот корисного сигналу). Причиною цього є те, що вузькополосна завада ушкоджує лише одну із двох пелюсток спектру корисного сигналу.

Крім того системи цих двох типів дуже стійкі до завад, спектр яких зосереджений навколо центральної частоти сигналу ( $f_v = f_0$ ).

Наявність режекторного фільтру при перетині спектральних діапазонів корисного сигналу і завади дає вигоду близько 3 дБ.

Збільшення ширини полоси спектру завади  $F_v$  може впливати на систему діаметрально протилежним чином. Якщо спектральні діапазони корисного сигналу і завади перетинаються, то збільшення  $F_v$  підвищує завадостійкість системи, і навпаки, якщо не перетинаються.

## Висновки

Запропоновано математичну та імітаційну обчислювальну модель системи зв'язку з ФШМС, яка дозволила: 1) проаналізувати вплив методів формування і обробки сигналу на надійність передачі даних у гауссових каналах та в каналах із квазігармонічними завадами; 2) дослідити залежність завадостійкості системи від параметрів вузькополосної завади.

Максимальну завадостійкість демонструють системи, в яких відбувається додаткове розширення спектру при перетворенні частот сигналу на передавальній стороні та звуження спектру і зворотній перенос частот на приймальній стороні. Крім того, такі системи допускають цифрові методи демодуляції шумового сигналу.

Однак у цьому напрямку існують певні проблеми. Амплітудна модуляція знижує скритність передачі і неефективно використовує енергію сигналу за рахунок випромінювання на центральній частоті. Для системи з балансною модуляцією важко технічно реалізувати оптимальний алгоритм зворотного перетворення частот. Отже, подальші дослідження мають бути пов'язані з розробкою специфічних методів перетворення частот шумового сигналу, які позбавлені вказаних недоліків.

**Список літератури:** 1. Первунінський, С.М., Дідковський, Р.М., Метелан, В.В., Тобілевич, Ю.Є. Математичне моделювання систем зв'язку з кореляційно-часовою модуляцією // Вісник Черкаського університету. Серія «Прикладна математика». ЧНУ. – 2006. – Вип. 83. С.112-123. 2. Дідковський, Р.М. Порівняльний аналіз завадостійкості бінарних систем зв'язку з протилежними шумовими сигналами // Вісник ДУІКТ. – 2011. – Т.9, №1. – С.40-50. 3. Первунінський, С.М., Дідковський, Р.М. Обчислення імовірності помилки приймача фазоманіпульованого шумового сигналу методом характеристичних функцій // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2011. – №1. – С.33-42. 4. Семенов, А.М., Сикарев, А.А. Широкополосная радиосвязь. – М.: Воениздат, 1970. 5. Мазурков, М.И. Системы широкополосной радиосвязи: учеб. пособие для студ. вузов. – М.: Наука и техника, 2010. 6. Тихонов, В.И., Харисов, В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1991. 7. Бабак, В.П., Белецкий, А.Я., Приставка, А.Ф., Приставка, Ф.А. Стохастические сигналы и спектры: учеб. пособие. – К.: КИТ, 2004. 8. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов: учебник для вузов. 2-е изд. – СПб.: Питер, 2007.

Черкаський державний  
технологічний університет

Надійшла до редколегії 11.02.2012

## ANALYSIS FEATURES PARAMETERS OF POLARIZATION-ORTOGONAL ANTENNAE FOR MIMO SYSTEM

### Introduction

In radio, multiple-input and multiple-output, or MIMO is the use of multiple antennae at both the transmitter and receiver to improve communication performance.

Main disadvantage of Wi-Fi system with MIMO technology is loss of energy due to polarization effects, and then parameter of receiver antenna isn't equal to parameter of signal. It is interesting to increase bit rate (BR) and decrease bit error rate (BER) in wireless communication by use the orthogonal polarization antennae. In this case the total loss of energy may decrease.

### Essence

MIMO technology with orthogonal polarizing channels additional provides increase signal to noise ratio and therefore increase in bit rate in wireless [1].

In radio, multiple-input and multiple-output, or MIMO is the use of multiple antennae at both the transmitter and receiver to improve communication performance. It is one of several forms of smart antenna technology (fig. 1).

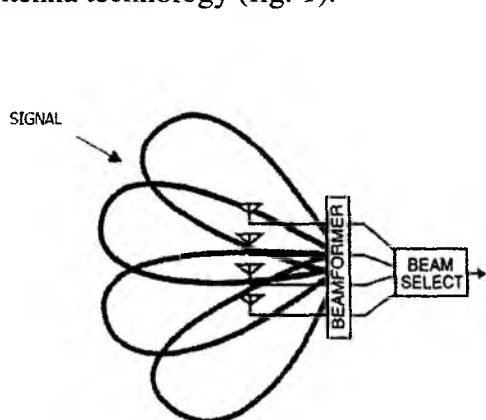


Fig. 1. Multiple antenna

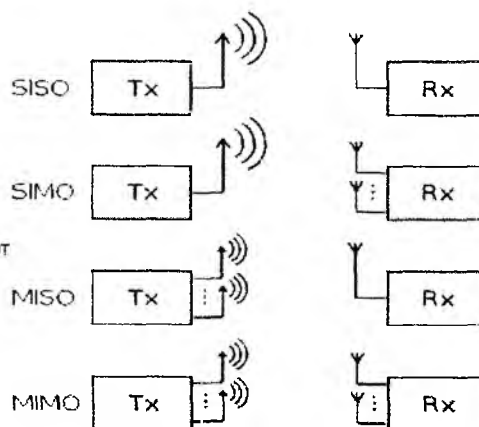


Fig. 2. MIMO smart antenna technology

MIMO technology has attracted attention in wireless communications, because it offers significant increases in data throughput and link range without additional bandwidth or transmit power. It achieves this by higher spectral efficiency (more bits per second per hertz of bandwidth) and link reliability or diversity (reduced fading). Because of these properties, MIMO is an important part of modern wireless communication standards such as IEEE 802.11n (Wi-Fi), 4G, 3GPP Long Term Evolution, WiMAX.

The signal on the receiving party is recorded as follows:

$$X = H \cdot S + Z, \quad (1)$$

where  $S$  – matrix of transmitted signals;

$Z$  – matrix of a self-noise of the receiving elements of the antenna;

$X$  – matrix of the received signals;

$H$  – transformer matrix of the signals.

Most the simple and widespread matrix  $H$  is the Alamouti matrix.

Real antennae in MIMO technology can be represent like two input (top) and one output (bottom) antennae in Fig. 3 and this antennae can use at orthogonal polarization for better signal to noise ratio (SNR).

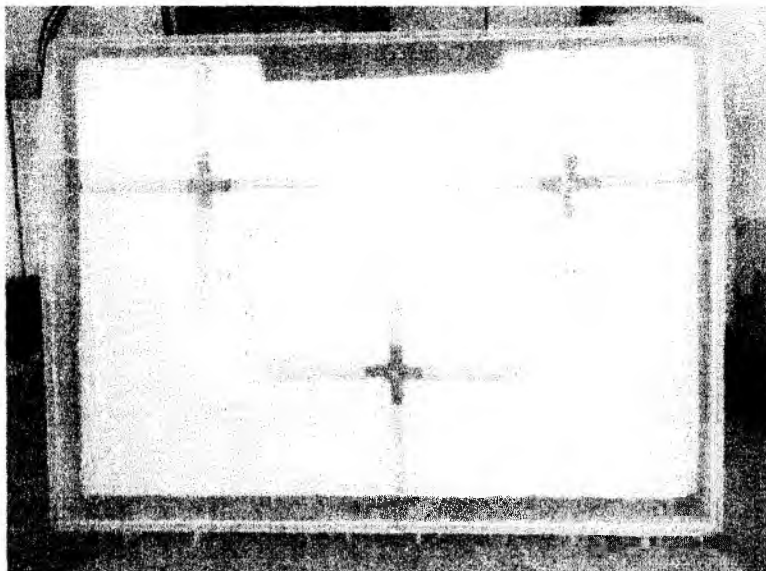


Fig. 3. Real experimental polarization antenna for MIMO

Its explain result of analysis differences of signal and noise polarizing parameters. Polarization is spatial – temporal characteristics of electromagnetic waves, it notes the spatial pattern of targeting vector voltage electric or magnetic field over the rotor vibration. For homogeneous plane wave vector voltage electric and magnetic fields lie in the plane perpendicular to the direction of wave motion. Depending on whether parameters change (angle of orientation –  $\beta$  and angle of ellipse  $\alpha$ ) with the influence of polarization diagrams at time or remain constant, electromagnetic waves are divided into three groups: 1- completely polarized (polarization factor  $m=1$ ); 2 – partially polarized ( $0 < m < 1$ ); 3 – neutral or chaotic ( $m=0$ ). Consider the wave of elliptical polarization in the free linear basis and  $E_x E_y$  orthogonal projection of the electric field vector  $E$  in form

$$E_x(t) = E_0 \cdot \exp\{j(\omega \cdot t + \varphi_x)\}, \quad (2)$$

$$E_y(t) = E_0 \cdot \exp\{j(\omega \cdot t + \varphi_y)\}. \quad (3)$$

Represent wave in matrix form:

$$\vec{E}_w(t) = \begin{pmatrix} E_x(t) & E_y(t) \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Polarization ellipse is defined by its shape ( $\alpha$ ), orientation axis ( $\beta$ ) relative coordinate system selected and direction of rotation vector of the ellipse. The total form of wave is next

$$\vec{E}_w(t) = \begin{pmatrix} \cos(\beta) & \sin(\beta) \\ -\sin(\beta) & \cos(\beta) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos(\alpha) & -j \sin(\alpha) \\ -j \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_0 \\ 0 \end{pmatrix} \cdot \exp\{j(\omega \cdot t + \varphi_0)\}. \quad (5)$$

Input signal for real experimental polarization antenna for MIMO (fig. 3) is represented by

$$\vec{E}_{in}(t) = \begin{pmatrix} E_{1x}(t), & E_{1y}(t), & E_{2x}(t), & E_{2y}(t) \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Difference of polarization parameters between antennae and real signal described by loss of energy factor

$$P_{loss} = \cos^{-1} \left( \begin{matrix} \vec{E}_s & \vec{E}_{in} \end{matrix} \right). \quad (7)$$

Depends on Bit Rate ( $C$ ) to SNR and polarization loss at real as shown in fig. 4 solved by formula

$$C = F \cdot \log_2(1 + SNR). \quad (8)$$

### Results of comparison real experiment and computerized result

Results of comparison real experiment of Alamouti/MRC algorithms [2] with 2x2 multiplexing without orthogonal polarization antennae are in Fig. 4. We find, that BER is close to 0.01 at 10dB SNR for spatial multiplexing – QPSK and ML receiver (maximum likelihood).

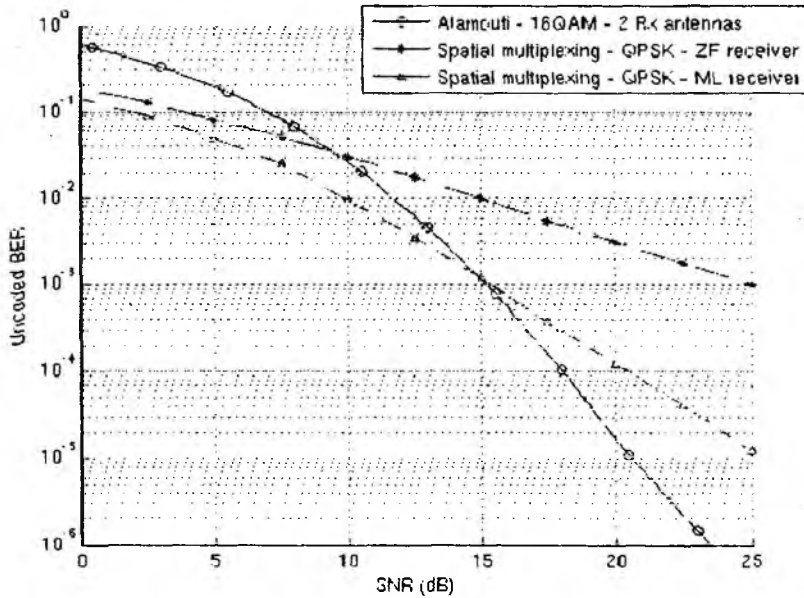


Fig. 4. Comparison of Alamouti/MRC with 2x2 multiplexing

Computerized results with orthogonal polarization antennae with parameters – angle of orientation –  $\beta=70^\circ$  and angle of ellipse  $\alpha=15^\circ$  and polarization factor  $m=0.9$ ) are in Fig. 5. Here we will show the spatial multiplexing – QPSK and ML receiver (PM 6dB loss) without orthogonal polarization antennae [3] and (PM) with orthogonal polarization antennae. We find that BER are close to 0.098 at 10dB SNR and polarization loss energy at 6 dB. We find too, that BER are close to  $10^{-5}$  with orthogonal polarization antennae and without polarization loss energy.

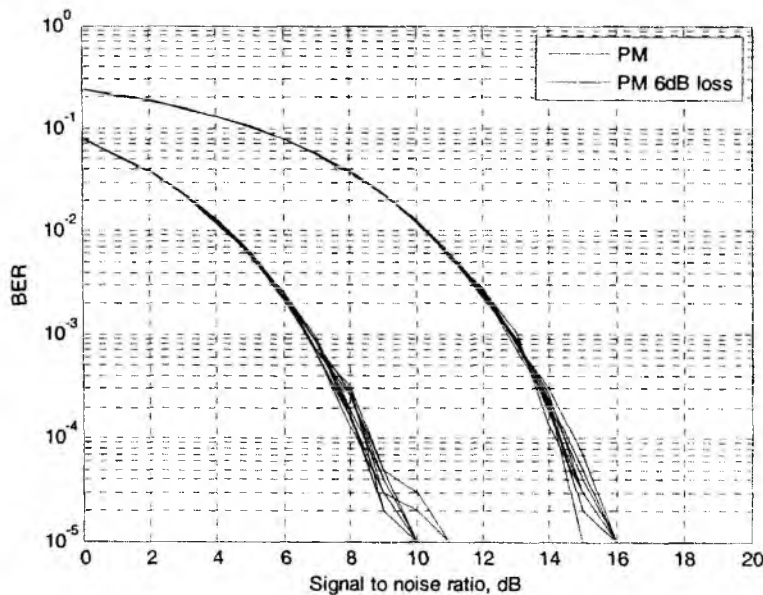


Fig. 5. Depends on BER to SNR

BR computerized results for same conditions are show in Fig.6. Analysis of the graphs are indicates that at SNR 10 dB BR is close to 11Mb/s with polarization losses of energy then BR is equal to 20MB/s without loss of energy by polarization due to use polarization orthogonal antennae.

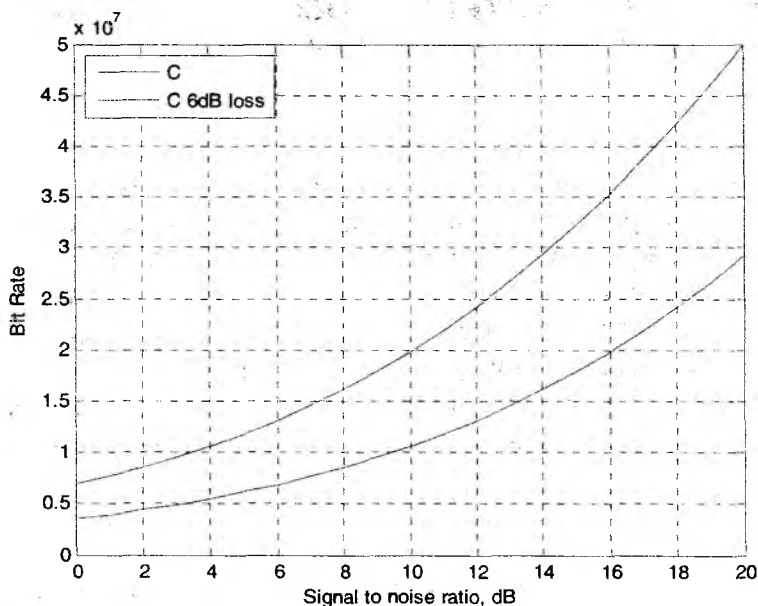


Fig. 6. Depends on BR to SNR

## Conclusions

Result of experiment meaning that better BR without loss of energy at full polarization antennae. If BR is equal to 11Mb/s at SNR 10 dB at real and loss of energy at 6dB, then BR is equal to 20MB/s at SNR 10 dB and without loss of energy by polarization.

Basic suggestions on the use of polarization orthogonal aerials for increase Bit Rate in MIMO systems may be following:

- need to use orthogonal polarization Antennae in conditions «without a line-of-sight»; in this case the total loss of energy may decrease;

- need to knowing polarization parameters of signal in conditions «without a line-of-sight»;

- the antennae construction needs to include double orthogonal polarization antennae;

- the related algorithms are needed to use for channel additional antennae of orthogonal polarizations.

**References:** 1. Бакулин, М.Г., Крейнделин, В. Б., Шлома, А. М. Новые технологии в системах мобильной радиосвязи. – М. : Ин.связь. издат, 2005. 2. W. Heath, Jr. and A. J. Paulraj. Switching Between Diversity and Multiplexing in MIMO Systems // IEEE Trans. Commun., vol. 53, no. 6, pp. 962 – 968, June 2005. 3. Вишневский, В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И. В. Шахнович. – М. : Техносфера, 2005. – 592 с.

Харьковский национальный  
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 15.01.2012

## ПОВЫШЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ММО СИСТЕМЫ ПУТЕМ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-ОРТОГОНАЛЬНЫХ АНТЕНН

### Введение

Повышение пропускной способности каналов беспроводного доступа может быть достигнуто путем расширения полосы частот, повышения излучаемой мощности, применением специальных методов кодирования, включающих и методы пространственно-временного кодирования и мультиплексирования, к которым и относят ММО системы. Однако применение поляризационно-ортогональных антенных элементов ММО систем для реализации поляризационного пространственно-временного кодирования освещено в литературе недостаточно [1, 2]. В частности, для стационарных и мобильных систем в этом случае *актуальной* является задача исследования возможности и эффективности использования поляризационного пространственно-временного кодирования для повышения пропускной способности каналов беспроводного доступа ММО системы.

*Цель исследования* – разработка предложений повышения пропускной способности ММО системы.

*Задачи исследования* – разработка математической модели сигнала на выходе многоканального приемника с ортогональными поляризационными каналами ММО системы; исследование пропускной способности при использовании поляризационного пространственно-временного кодирования.

### Сущность

Пусть некоторый информационный поток  $S(t)$  в кодере передатчика разделен на два подпотока  $S(t) = (S_1(t) \ S_2(t))^T$ , которые после ортогонального кодирования либо ортогонального модулирования одновременно излучаются передающей антенной на вертикальной поляризации  $S_1(t)$  и на горизонтальной  $S_2(t)$  (рис. 1).

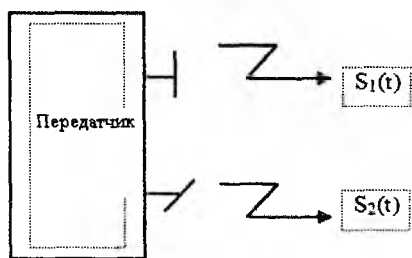


Рис. 1. Излучение ортогональных сигналов

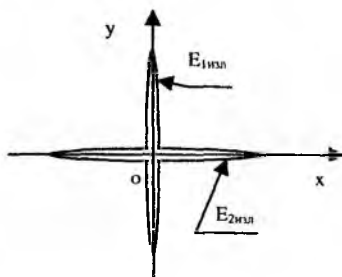


Рис. 2. ПД излучаемых сигналов

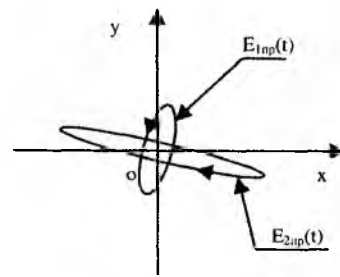


Рис. 3. ПД принимаемых сигналов

Излучаемые сигналы в свободном пространстве реальных поляризационно-ортогональных излучателей передающих антенн ввиду их конечной развязки по поляризации характеризуются параметрами поляризационных диаграмм (ПД), такими как угол эллиптичности  $\alpha$  и угол ориентации  $\beta$  поляризационного эллипса (рис. 2). ПД принимаемых сигналов ввиду изменяемых условий распространения радиоволн мобильных систем, влияния переотражений, многолучевости, погодных условий могут сколь угодно отличаться от идеальных линейно-поляризованных (рис. 3) и являются частично поляризованными [1]. Поэтому, целесообразным является полный поляризационный прием таких сигналов (рис. 4) в многоканальном приемнике. Сигналы с ортогональным кодированием выделяются в четырех поляризационных каналах многоканального приемника, один из которых представлен на рис. 5.

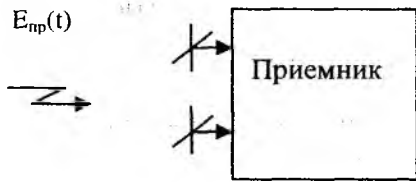


Рис. 4. Поляризационно-ортогональные антенны приемника

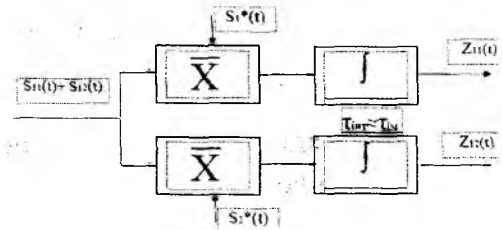


Рис. 5. Выделение ортогональных сигналов в одном поляризационном канале

В каждом из поляризационных каналов происходит разделение основных ( $z_{11}(t)$  либо  $z_{22}(t)$ ) и перекрестных ( $z_{12}(t)$  либо  $z_{21}(t)$ ) по поляризации составляющих ортогональных сигналов. В результате дальнейшей адаптивной к поляризационным изменениям обработки полученного поляризационного вектора сигналов выделяются составляющие  $S_1(t)$  и  $S_2(t)$  в декодере и формируется выходной информационный поток  $S(t)$ .

### Математическая модель сигнала на выходе многоканального приемника с ортогональными поляризационными каналами MIMO системы

Вектор напряженности электрического поля вблизи передающей антенны (рис. 1) может быть представлен в виде поляризационного вектора

$$\vec{E}_{uzl}(t) = H_{\alpha}^{T*} \cdot H_{\beta}^T \cdot (S_1(t) \ 0)^T + H_{\alpha}^{T*} \cdot H_{\beta}^T \cdot (0 \ S_2(t))^T, \quad (1)$$

где  $H_{\alpha} = \begin{pmatrix} \cos(\alpha) & -j \sin(\alpha) \\ -j \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{pmatrix}$  – матрица эллиптичности,  $\alpha = -45^0 \dots +45^0$ ;

$H_{\beta} = \begin{pmatrix} \cos(\beta) & -\sin(\beta) \\ \sin(\beta) & \cos(\beta) \end{pmatrix}$  – матрица ориентации,  $\beta = -90^0 \dots +90^0$ ;

$\alpha = \alpha_1; \alpha_2$  и  $\beta = \beta_1; \beta_2$  – углы эллиптичности и ориентации ПД первого и второго излучателя передающей антенны соответственно.

Вследствие особенностей распространения радиоволн, вектор напряженности принимаемого сигнала у приемной антенны покажем в виде

$$\vec{E}_{np}(t) = \vec{E}_{uzl}(t - \tau_0) \cdot \dot{K}_{r0}(t) + \sum_{i=1}^n \dot{R}_i(t - \tau_i) \cdot \dot{K}_{ri}(t - \tau_i) \cdot \vec{E}_{uzl}(t - \tau_i), \quad (2)$$

где  $n$  – общее количество переотражений при распространении;  $\dot{K}_{r0}(t)$  и  $\dot{K}_{ri}(t - \tau_i)$  – множители затухания прямой и переотраженных волн;  $\tau_0$  и  $\tau_i$  – множители запаздывания прямой и переотраженных волн;  $\dot{R}_i(t - \tau_i)$  – матрица коэффициентов отражений.

Поляризационные параметры приемных антенн опишем с помощью поляризационного вектора каждого излучателя при известных углах эллиптичности и ориентации ПД. Для первого, например, имеем

$$\vec{p}_{a1} = H_{\alpha 1}^{T*} \cdot H_{\beta 1}^T \cdot \vec{p}_1^0, \quad (3)$$

где  $\alpha_1 = \alpha_{np} = 0 \pm \Delta\alpha_{np1} = \arctg\left(\frac{E_{kрос\_np1}}{E_{осн\_np1}}\right)$  – угол эллиптичности ПД первого излучателя;

$\beta_1 = \beta_{np1} = 90^0 \pm \Delta\beta_{np1}$  – угол ориентации ПД первого излучателя;  $E_{kрос\_np1}$  – кросс-поляризационная составляющая поля (горизонтальная);  $E_{осн\_np1}$  – основная составляющая

поля (вертикальная);  $\Delta\alpha_{np1}$  – угол эллиптичности ПД, определяющий конечную развязку по поляризации реальной антенны;  $\Delta\beta_{np1}$  – угол неперпендикулярности, ошибки установки антенны;  $\vec{p}_1^0 = (1 \ 0)^T$  – единичный поляризационный орт первого излучателя первой антенны.

Сигнал на выходе каждого излучателя приемной антенны представим в виде

$$\dot{U}_{np}(t) = \vec{p}_a^{T*} \cdot \vec{E}_{np}(t) \cdot K_a + \dot{U}_ш(t) = \dot{U}_c(t) + \dot{U}_ш(t), \quad (4)$$

где  $K_a$  – коэффициент, учитывающий потери и преобразующую роль приемной антенны (эффективная длина для вибраторов);  $\dot{U}_ш(t)$  – тепловой шум приемного канала.

Сигналы с выхода первого канала первой поляризационно-ортогональной антенны (рис. 5) представим в виде

$$\vec{z}_{1к} = (\dot{z}_{111} \ \dot{z}_{121})^T. \quad (5)$$

На выходе второго канала первой поляризационно-ортогональной антенны имеем

$$\vec{z}_{2к} = (\dot{z}_{211} \ \dot{z}_{221})^T. \quad (6)$$

Сигналы третьего и четвертого каналов второй поляризационно-ортогональной антенны соответственно будут

$$\vec{z}_{3к} = (\dot{z}_{112} \ \dot{z}_{122})^T, \quad (7)$$

$$\vec{z}_{4к} = (\dot{z}_{212} \ \dot{z}_{222})^T. \quad (8)$$

Результирующий комплексный поляризационный вектор сигнала на выходе многоканального приемника покажем в виде составляющих векторов

$$\vec{z}_{c\_вых} = (\vec{z}_{1к}^T \ \vec{z}_{2к}^T \ \vec{z}_{3к}^T \ \vec{z}_{4к}^T)^T \quad (9)$$

и в общей форме

$$\vec{z}_{c\_вых} = (\dot{z}_{111} \ \dot{z}_{121} \ \dot{z}_{211} \ \dot{z}_{131} \ \dot{z}_{112} \ \dot{z}_{122} \ \dot{z}_{212} \ \dot{z}_{222})^T. \quad (10)$$

Считаем, что прием происходит в условиях влияния внутренних шумов приемных каналов, поэтому область дискретных значений результирующего сигнала (10) можно представить  $n$ -мерной плотностью распределения ( $n = 8$ ) с нулевым средним, которую будем считать приближающейся к нормальному закону [1]

$$P(\vec{z}_{c\_вых}) = \left( (2\pi)^n |\dot{M}| \right)^{-1/2} \exp \left\{ -\frac{1}{2} (\vec{z}_{c\_вых})^T \dot{M}^{-1} (\vec{z}_{c\_вых}) \right\}, \quad (11)$$

где  $\dot{M}^{-1}$  – матрица, обратная ковариационной матрице (КМ).

КМ заменяем ее текущей оценкой, которую получаем по результатам приема векторного сигнала (10):

$$\dot{M} \approx \hat{M}(t) = \frac{1}{k-1} \sum_{i=1}^k \vec{z}_{ic\_вых}(t_i - T_{уср}) \cdot \vec{z}_{ic\_вых}^{T*}(t_i - T_{уср}), \quad (12)$$

причем, величина  $k$  – должна быть достаточной с точки зрения ошибок оценки и стационарности процесса.

С другой стороны, оценка КМ соответствует некоторому количеству усредняемых отсчетов, а значит, и некоторому периоду времени усреднения  $T_{уср}$ , которое представляет собой величину, зависящую от времени корреляции сигнала  $\tau_{с\_кор}$  с учетом изменения поляризационных параметров. Заметим, что выражение (12) представляет собой адаптацию к текущим поляризационным изменениям сигнала при  $T_{уср} \ll \tau_{с\_кор}$ .

В реальных условиях КМ (12) будет плохо обусловленной, а значит, выражение (11) будет некорректным. Поэтому, целесообразным является переход от поляризационного вектора сигнала (10) к вектору его независимых главных компонент. Для этого отметим, что КМ является эрмитовой, а значит, и положительно определенной. Поэтому, она относится к классу диагоналируемых матриц. Имеем

$$\dot{M} = \vec{B} \cdot \Lambda \cdot \vec{B}^{T*}, \quad (13)$$

где  $\vec{B} = \begin{pmatrix} \vec{b}_1 & \vec{b}_2 & \vec{b}_3 & \vec{b}_4 & \vec{b}_5 & \vec{b}_6 & \vec{b}_7 & \vec{b}_8 \end{pmatrix}^T$  – матрица собственных векторов КМ;  $\Lambda = diag(\lambda_1 \ \lambda_2 \ \lambda_3 \ \lambda_4 \ \lambda_5 \ \lambda_6 \ \lambda_7 \ \lambda_8)$  – матрица собственных значений, спектр КМ, причем,  $\lambda_1 \geq \lambda_8$ .

Поэтому, вектор главных компонент найдем так:

$$\vec{z}_{с\_вых_r}(t_i) = \vec{B}^{T*} \cdot \vec{z}_{с\_вых}. \quad (14)$$

Теперь плотность вероятности распределения можно представить  $r$ -мерной ( $r \leq n$ ) плотностью распределения с нулевым средним

$$P(\vec{z}_{с\_вых_r}) = \left( (2\pi)^r |M_r| \right)^{-\frac{1}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} (\vec{z}_{с\_вых_r})^{T*} M_r^{-1} (\vec{z}_{с\_вых_r}) \right\}. \quad (15)$$

Заметим, что априори истинный ранг КМ сигнала (12) без учета влияния шумов и степени поляризации уже известен и равен двум  $r = 2$ , так как информационный поток  $S(t)$  в кодере передатчика был разделен на два ортогональных, независимых подпотока  $S(t) = (S_1(t) \ S_2(t))^T$ . Поэтому, использование метода главных компонент позволит найти преобразующую матрицу приемника (рис.4) для выделения составляющих информационного потока в виде

$$S(t) \Rightarrow \begin{pmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \end{pmatrix} = \vec{z}_{с\_вых_r}(t_i) = \begin{pmatrix} \vec{b}_1 & \vec{b}_2 \end{pmatrix}^{T*} \cdot \vec{z}_{с\_вых}(t). \quad (16)$$

Итак, обработка (16) вместе с адаптацией (12) позволит существенно уменьшить поляризационные потери на рассогласование по поляризации частично поляризованного сигнала и антенны. Естественной платой за это является усложнение приемного канала и устройств обработки.

### Исследование пропускной способности при использовании поляризационного пространственно-временного кодирования

Определим пропускную способность и вероятность ошибок типового двухканального приемного канала ММО системы с использованием вибраторных антенн [2]. При этом учитываются типовые поляризационные потери реального канала, например,  $K_{кан} = 3\text{дБ}$  за счет влияния рассогласования по поляризации и степени поляризации волн. Полоса частот – 20 МГц. Кодирование – простое бинарное фазовое. Вероятность ошибок оценивалась статистическим методом с помощью разработанной математической модели и программы функционирования канала ММО с поляризационно-ортогональными антеннами и с учетом поля-

ризационных искажений сигнала при излучении, распространении и при приеме. Количество моделируемых бит информации –  $10^6$ , количество тестов – 25. Для сравнения определим пропускную способность (рис. 6) и вероятность ошибок (рис. 7) предлагаемого приемного канала с поляризационным ортогональным кодированием без поляризационных потерь и реального канала с поляризационными потерями 3дБ.

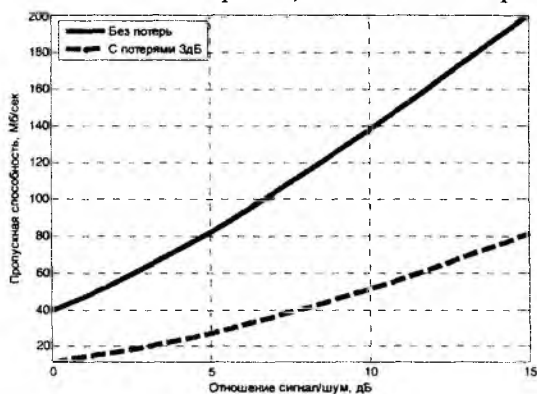


Рис. 6. Пропускная способность каналов

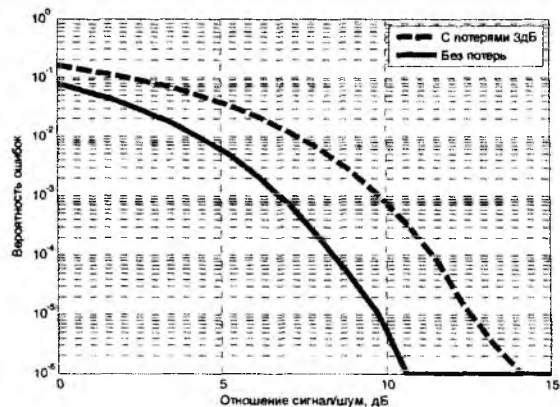


Рис. 7. Вероятность ошибок передачи каналов

Заметим, что если пропускная способность реального канала с поляризационными потерями 3дБ и при отношении сигнал/шум 10дБ достигает величины 55МБ/сек при вероятности ошибок  $F \leq 3 \cdot 10^{-4}$ , то для предлагаемого канала с поляризационным ортогональным кодированием пропускная способность уже может быть увеличена примерно в 2,5 раза, до 140МБ/сек и при меньшей вероятности ошибок  $F \leq 6 \cdot 10^{-5}$ .

Предлагаемая методика повышения пропускной способности ММО системы включает: организацию разделения передаваемого потока на два ортогональных подпотока и излучение каждого из них на ортогональных поляризациях; организацию полного поляризационного приема двумя поляризационно-ортогональными антеннами; оценку времени корреляции поляризационных параметров принятого сигнала; адаптивную оценку КМ принятого векторного сигнала; нахождение спектра и собственных векторов КМ и их анализ; составление матрицы преобразования из двух первых собственных векторов КМ; преобразование принятого векторного сигнала в его главные компоненты; восстановление информационного потока путем использования главных компонент принятого векторного сигнала.

### Выводы

Разработанная математическая модель сигнала на выходе многоканального приемника с ортогональными поляризационными каналами ММО системы позволяет предъявить требования к структурной схеме устройств обработки для обеспечения ортогонального поляризационного пространственно-временного кодирования. Результаты исследования свидетельствуют о возможности увеличения пропускной способности в 2,5 раза при меньшей вероятности ошибок благодаря разработанным предложениям, что представляет собой существенную практическую значимость. Дальнейшим направлением исследований является разработка требований к предельным нестабильностям технических характеристик устройств обработки, к параметрам разноканальности и разнофазности поляризационных каналов передачи с ортогональным поляризационным пространственно-временным кодированием.

**Список литературы:** 1. Родимов, А.П., Поповский, В.В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с. 2. Многоканальная электросвязь и телекоммуникационные технологии: учебник для студентов высших учебных заведений / Под общ. ред. В. В. Поповского. – Харьков: ООО «Компания СМИТ», 2006. – 596 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.02.2012

## ВЛИЯНИЕ ИНДЕКСА ПОЛЯРИЗАЦИИ СИГНАЛА НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ ПРИЕМНОГО КАНАЛА SISO СИСТЕМ

### Введение

Анализ уровня развития современных систем беспроводной связи показывает, что существует необходимость повышения пропускной способности соответствующих каналов, например, в сотовых системах связи, высокоскоростных локально-вычислительных сетях и др. Значительный интерес вызывает использование нескольких антенн на излучение и при приеме – MIMO (multiinput/multioutput) систем, или в более распространенных и дешевых для конечного пользователя при беспроводном доступе простых системах SISO (single-input, single-output). Пропускная способность может быть увеличена с помощью расширения полосы частот, повышения излучаемой мощности, специальных методов кодирования. Однако вопросы применения поляризационно-ортогональных антенных приемных элементов SISO систем освещены в литературе недостаточно [1, 2]. В частности, для стационарных и мобильных систем в этом случае *актуальны* исследование влияния рассогласования по поляризации и степени поляризации принимаемых электромагнитных волн на пропускную способность SISO системы и разработка предложений повышения пропускной способности, что и определяет *новизну* исследования.

*Цель* исследования – разработка предложений повышения пропускной способности SISO системы.

*Задачи* исследования – разработка математической модели изменяемых поляризационных параметров принимаемых волн; обобщение влияния рассогласования по поляризации и степени поляризации волн на пропускную способность приемного канала SISO системы; исследование возможностей повышения пропускной способности за счет использования поляризационно-ортогональных приемных антенн.

### Сущность

Известно, что при полном соответствии поляризационных параметров падающей электромагнитной волны поляризационным параметрам приемной антенны мощность принятого сигнала будет максимальной. Однако в реальной ситуации наблюдаются некоторые несоответствия поляризационных параметров волны параметрам приемной антенны. Пусть некоторый информационный поток  $S(t)$  излучается передающей антенной на вертикальной поляризации (рис. 1). Принимаемый сигнал в общем случае не будет строго линейно поляризованным ввиду конечной развязки по поляризации реальных излучателей, изменяемых условий распространения радиоволн мобильных систем, влияния переотражений, многолучевости, погодных условий (рис. 2).

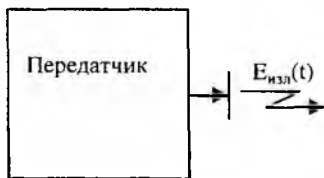


Рис. 1. Формирование сигнала

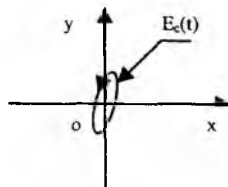


Рис. 2. Принимаемый сигнал

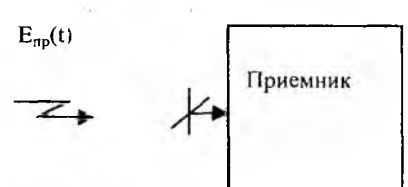


Рис. 3. Поляризационно-ортогональная антенна

Рассогласование изменяемых поляризационных параметров падающей волны и приемной антенны приводит к энергетическим потерям. Значительно уменьшить потери предлагается путем использования поляризационно-ортогональной антенны (рис. 3).

## Математическая модель изменяемых поляризационных параметров принимаемых волн

Реальный излучаемый сигнал характеризуется параметрами поляризационного эллипса – углом эллиптичности  $\alpha$  и углом ориентации большой полуоси эллипса [1]. Тогда, опуская множители круговой частоты, затухания и дальности, вектор напряженности электрического поля вблизи передающей антенны (рис. 1) можно представить в виде поляризационного вектора излучаемого сигнала

$$\vec{E}_{изл}(t) = H_{\alpha}^{T*} \cdot H_{\beta}^T \cdot (S(t) \cdot \vec{p}_1^0)^T, \quad (1)$$

где  $H_{\alpha} = \begin{pmatrix} \cos(\alpha) & -j \sin(\alpha) \\ -j \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{pmatrix}$  – матрица эллиптичности,  $\alpha = -45^0 \dots +45^0$ ;

$H_{\beta} = \begin{pmatrix} \cos(\beta) & -\sin(\beta) \\ \sin(\beta) & \cos(\beta) \end{pmatrix}$  – матрица ориентации,  $\beta = -90^0 \dots +90^0$ ;  $\vec{p}_1^0 = (1 \ 0)^T$  – горизонтальный орт линейного поляризационного базиса.

Заметим, что ввиду конечной развязки по поляризации реальной передающей антенны в (1) имеем

$$\alpha = \alpha_{изл} = 0 \pm \Delta\alpha_{изл} = \arctg\left(\frac{E_{крос\_изл}}{E_{осн\_изл}}\right), \quad (2)$$

где  $E_{крос\_изл}$  – кросс-поляризационная составляющая излучаемого поля (горизонтальная);  $E_{осн\_изл}$  – основная составляющая излучаемого поля (вертикальная).

Невертикальность угла ориентации передающей антенны  $\Delta\beta$  учитывается в (1) следующим образом:

$$\beta = \beta_{изл} = 90^0 \pm \Delta\beta_{изл}. \quad (3)$$

Вследствие особенностей распространения радиоволн, вектор напряженности принимаемого сигнала у приемной антенны покажем в виде

$$\vec{E}_{пр}(t) = \vec{E}_{изл}(t - \tau_0) \cdot \dot{K}_{r0}(t) + \sum_{i=1}^n \dot{R}_i(t - \tau_i) \cdot \dot{K}_{ri}(t - \tau_i) \cdot \vec{E}_{изл}(t - \tau_i), \quad (4)$$

где  $n$  – общее количество переотражений при распространении;  $\dot{K}_{r0}(t)$  и  $\dot{K}_{ri}(t - \tau_i)$  – множители затухания прямой и переотраженных волн;  $\tau_0$  и  $\tau_i$  – множители запаздывания прямой и переотраженных волн;  $\dot{R}_i(t - \tau_i)$  – матрица коэффициентов отражений.

Поляризационные параметры приемной антенны опишем с помощью поляризационного вектора (5) при углах эллиптичности и ориентации поляризационной диаграммы приемной антенны в соответствии с выражениями

$$\vec{p}_a = H_{\alpha}^{T*} \cdot H_{\beta}^T \cdot \vec{p}_1^0, \quad (5)$$

$$\alpha = \alpha_{пр} = 0 \pm \Delta\alpha_{пр} = \arctg\left(\frac{E_{крос\_пр}}{E_{осн\_пр}}\right), \quad \beta = \beta_{пр} = 90^0 \pm \Delta\beta_{пр}.$$

Учитывая выражения (4) и (5), найдем сигнал на выходе приемной антенны

$$\dot{U}_{пр}(t) = \vec{p}_a^{T*} \cdot \vec{E}_{пр}(t) \cdot K_a + \dot{U}_{ш}(t) = \dot{U}_c(t) + \dot{U}_{ш}(t), \quad (6)$$

где  $K_a$  – коэффициент, учитывающий потери и преобразующую роль приемной антенны (эффективная длина для вибраторов);  $\dot{U}_{ш}(t)$  – тепловой шум приемного канала.

Если потенциальное значение отношения мощности сигнала к мощности шума

$$h^2 = \frac{P_c}{P_{ш}}, \quad (7)$$

то реальное зависит от коэффициента поляризационного приема [1]

$$h_{\text{вых}}^2 = h^2 \cdot K_{np}, \quad (8)$$

который определяется так

$$K_{np} = \cos^2 \delta, \quad (9)$$

где  $\delta$  – угол между поляризационными векторами сигнала (4) и антенны (5), который представляет собой, по существу, рассогласование по поляризации между сигналом и антенной и находится в соответствии с выражением

$$\delta = \arccos(\vec{E}_{np}^T \cdot \vec{p}_a^*). \quad (9)$$

На практике удобнее использовать величину потерь мощности сигнала при рассогласовании, т.е. несовпадении поляризационных параметров принимаемой волны и антенны

$$K_{\text{потерь}} = 10 \cdot \log\left(\frac{1}{\cos^2 \delta}\right), \text{ дБ.} \quad (10)$$

Поэтому, реальное отношение мощности сигнала к мощности шума на выходе рассматриваемого канала передачи можно представить в виде

$$h_{\text{вых}}^2 = 10 \cdot \log\left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right) - K_{\text{потерь}}, \text{ дБ.} \quad (11)$$

Заметим, что потери будут минимальными при совпадении поляризационных параметров антенны и принимаемой волны

$$\alpha_a = \alpha_{np}, \quad \beta_a = \beta_{np}. \quad (12)$$

Указанное вынуждает управлять поляризационными параметрами приемной антенны с помощью фазовращателей и аттенюаторов [1], что предъявляет высокие требования к стабильности и широкополосности таких устройств.

### Обобщение влияния рассогласования по поляризации и степени поляризации волн на пропускную способность приемного канала SISO системы

Под степенью поляризации электромагнитной волны понимают зависимость во времени поляризационных параметров на интервале некоторого времени наблюдения, например сеанса передачи. Если с течением времени поляризационные параметры остаются неизменными, то говорят о полностью поляризованных сигналах, если изменяются с максимальной степенью хаотичности, – то о неполяризованных. В этом случае говорят об индексе либо степени поляризации падающей электромагнитной волны как отношении мощности полностью поляризованной составляющей поля к ее полной мощности [1]

$$m = \frac{P_{np}}{P_c} = 1 - \frac{P_{нп}}{P_{np} + P_{нп}}, \quad (13)$$

где  $P_{np}$  – полностью поляризованная составляющая полной мощности сигнала  $P_c$ ;  $P_{нп}$  – неполяризованная (хаотическая) составляющая полной мощности сигнала.

Реальные сигналы в свободном пространстве являются частично поляризованными, и индекс поляризации принимает значения  $m = 0 \dots 1$ . Поэтому, будем считать на практике, что при  $1 \geq m \geq 0,95$  волна является полностью поляризованной, при  $0,95 > m > 0,05$  – частично поляризованной, и при  $0,05 \geq m \geq 0$  – хаотически поляризованной.

Индекс поляризации можно рассчитать с использованием параметров Стокса [1] либо оценить в реальных условиях высокого энергетического параметра. При этом следует получить ковариационную матрицу вектора напряженности принимаемого сигнала у приемной антенны (4) по выборке из  $k$  нормально распределенных временных отсчетов. При гипотезе нулевого математического ожидания имеем

$$\dot{M} = \frac{1}{k-1} \sum_{i=1}^k \vec{E}_{np}(t) \cdot \vec{E}_{np}^{T*}(t). \quad (14)$$

Учитываем, что эта ковариационная матрица (КМ) является эрмитовой, а значит и положительно определенной. Поэтому, она относится к классу диагонализируемых матриц. Имеем

$$\dot{M} = \vec{B} \cdot \Lambda \cdot \vec{B}^{T*}, \quad (15)$$

где  $\vec{B} = \begin{pmatrix} \vec{b}_1 & \vec{b}_2 \end{pmatrix}$  – матрица собственных векторов, зависящая от  $H_\alpha$  и  $H_\beta$ ;  $\Lambda = \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{pmatrix}$  – матрица собственных значений, спектр КМ, причем,  $\lambda_1 \geq \lambda_2$ .

Заметим, что ранг КМ соответствует количеству ненулевых элементов матрицы собственных значений и свидетельствует степени поляризации принимаемой волны. При этом, если  $Rank(\dot{M})=1$  при  $\lambda_1 = P_c$  и  $\lambda_2 = 0$ , то волна является полностью поляризованной; если  $Rank(\dot{M})=2$  при  $\lambda_1 \neq 0$  и  $\lambda_2 \neq 0$ , то волна является частично поляризованной;  $Rank(\dot{M})=2$  при  $\lambda_1 = \lambda_2$ , то волна является хаотически поляризованной.

Исходя из свойства инвариантности КМ имеем

$$P_c = trace(\dot{M}) = trace(\Lambda) = \lambda_1 + \lambda_2. \quad (16)$$

Несложно показать, что если хаотическая составляющая полной мощности сигнала в (13) распределена равномерно и одинаково вдоль горизонтального и вертикального орта линейного поляризационного базиса, то

$$\Lambda = \begin{pmatrix} P_m + \frac{P_{nn}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{P_{nn}}{2} \end{pmatrix}. \quad (17)$$

Поэтому, учитывая (13) и свойство (16), получим оценку индекса поляризации

$$\hat{m} = \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} = \frac{\Delta\lambda}{P_c}. \quad (18)$$

Таким образом, индекс поляризации можно получить по данным оценочной КМ реального принимаемого сигнала у приемной антенны в условиях высокого энергетического параметра.

Для реального канала передачи в типовых условиях энергетического параметра оценка индекса поляризации на выходе приемных каналов будет зависеть также и от энергетического параметра, от отношения мощности сигнала к мощности шума. Считая шум стационарным и нормально распределенным в (6), основываясь на предыдущих выкладках, можно получить оценку индекса поляризации реального канала передачи с учетом влияния шумов

$$\hat{m}_p = \frac{m}{1 + m \cdot h^2}. \quad (19)$$

где  $m$  – индекс поляризации самой волны, без учета влияния шумов.

Откуда найдем истинный индекс поляризации самой волны

$$m = \frac{\hat{m}_p}{1 - \hat{m}_p \cdot h^2}. \quad (20)$$

Итак, коэффициент поляризационного приема канала передачи на основании (9), (13) и (17) определим в соответствии с формулой

$$K_{\text{кан}} = \frac{1 + m \cdot (2 \cos^2 \delta - 1)}{2}, \quad (21)$$

а энергетический параметр канала передачи при этом будет

$$h_{\text{вблх}}^2 = h^2 \cdot K_{\text{кан}}. \quad (22)$$

Определим пропускную способность приемного канала SISO системы с учетом влияния рассогласования по поляризации и степени поляризации волн с использованием соотношения Шенона [2, 3]

$$C = \Delta F \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right) = \Delta F \cdot \log_2 \left( 1 + h^2 \cdot K_{\text{кан}} \right), \quad (23)$$

где  $\Delta F$  – ширина полосы пропускания канала.

Или в общем виде

$$C = \Delta F \cdot \log_2 \left( 1 + h^2 \cdot \frac{1 + m \cdot (2 \cos^2 \delta - 1)}{2} \right). \quad (24)$$

Итак, полученное выражение определяет зависимость пропускной способности приемного канала SISO системы от рассогласования по поляризации – угла  $\delta$  и степени поляризации волны  $m$  при различных значениях потенциального энергетического параметра  $h^2$ .

Покажем также вероятность ошибок передачи информации такого канала [2]

$$P_{\text{ош}} = 1 - F \left( \sqrt{k \cdot h^2 \cdot \frac{1 + m \cdot (2 \cos^2 \delta - 1)}{2}} \right), \quad (25)$$

где  $k$  – коэффициент, связанный с видом модуляции (например,  $k = 4$  для двоичного бинарного фазового кодирования);  $F(x)$  – функция Лапласа.

### Исследование возможностей повышения пропускной способности за счет использования поляризационно-ортогональных приемных антенн

Рассмотрим двумерную функцию коэффициента поляризационного приема (21) и ее сечения (рис.4, 5).

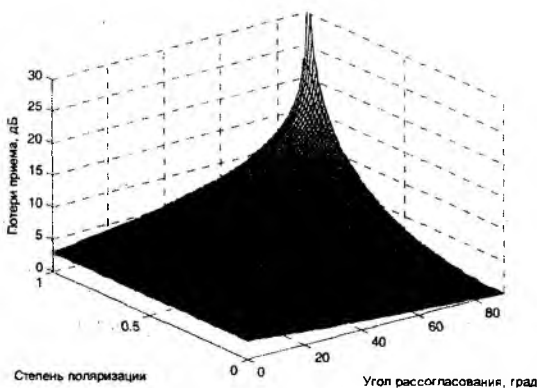


Рис. 4. Двумерная функция коэффициента поляризационного приема (потери)

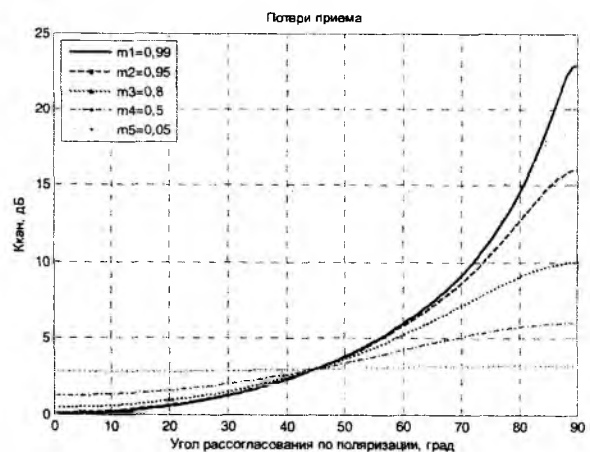


Рис. 5. Зависимости коэффициента поляризационного приема

Очевидно, что потери существенно возрастают при индексе поляризации  $m \geq 0,8$  и большом угле рассогласования  $80 - 90^\circ$ , в то же время, когда при  $m \leq 0,5$  такая зависимость

уменьшается. Слабо поляризованные волны при  $m \leq 0,05$  характеризуются потерями при приеме около 3 дБ и инвариантностью к углу рассогласования. Так, для типовых антенн с развязкой по поляризации 10 – 15 дБ и индекса поляризации  $m \geq 0,95$ , что характерно для стационарных систем, потери могут составлять величину до 16 дБ, в то время, когда для мобильных систем при индексе поляризации  $m = 0,5$  – до 6 дБ. Рассмотрим зависимости пропускной способности приемного канала (24) от рассогласования по поляризации при фиксированных значениях степени поляризации волны  $m$  (рис. 6), при этом значение энергетического параметра  $h^2 = 20$  дБ и ширина полосы пропускания канала  $\Delta F = 10$  МГц. Заметим, что пропускная способность сильно зависит от угла рассогласования при индексе поляризации  $m \geq 0,8$ . Для типовых антенн при индексе поляризации  $m \geq 0,95$  пропускная способность канала может уменьшиться почти в четыре раза, а при индексе поляризации  $m = 0,5$  только на 30 %. Вероятность ошибок передачи  $F$  при различном индексе поляризации  $m$  представлено на рис. 7. Отметим, что увеличение угла рассогласования более  $10^\circ$  приводит к значительному возрастанию ошибок, а при  $m \leq 0,8$  ошибки становятся неприемлемыми.

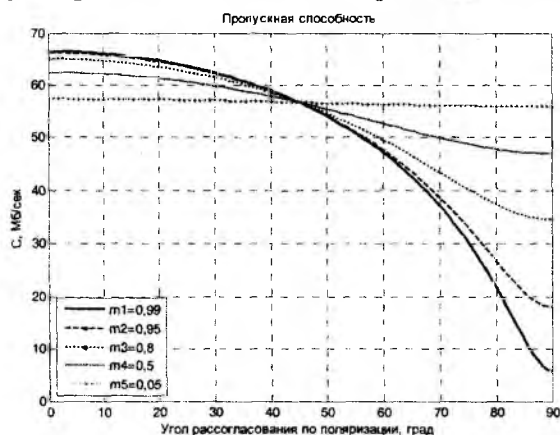


Рис. 6. Пропускная способность при различном индексе поляризации

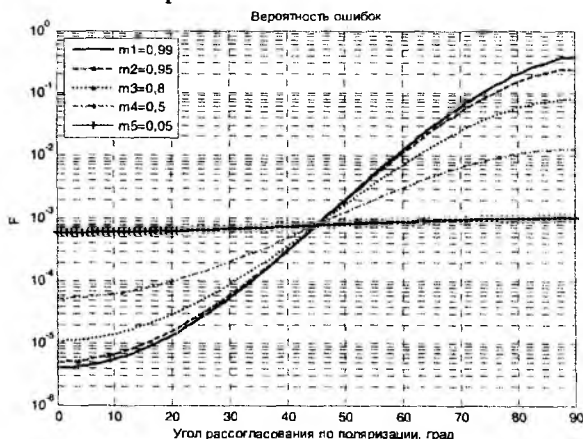


Рис. 7. Вероятность ошибок передачи при различном индексе поляризации

Таким образом, наличие угла рассогласования по поляризации сигнала и антенны более  $10^\circ$  при индексе поляризации  $m \leq 0,8$  существенно ухудшают пропускную способность и вероятность ошибок реального канала передачи в целом. На практике для повышения пропускной способности и снижения вероятности ошибок канала передачи целесообразно использование поляризационно-ортогональных приемных антенн с адаптивной подстройкой их поляризационных параметров, что позволит уменьшить угол рассогласования по поляризации и увеличить индекс поляризации за время обучения и подстройки.

## Выводы

Разработанная математическая модель изменяемых поляризационных параметров принимаемых волн позволяет исследовать влияния рассогласования по поляризации и степени поляризации волн на пропускную способность приемного канала SISO системы и исследовать возможности повышения пропускной способности за счет использования поляризационно-ортогональных приемных антенн, что представляет собой существенную практическую значимость.

**Список литературы:** 1. Родимов, А.П., Поповский, В.В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. – М. : Радио и связь, 1984. – 272 с. 2. Многоканальная электросвязь и телекоммуникационные технологии : учебник для студентов высших учебных заведений / Под общ. ред. В. В. Поповского. – Харьков : ООО «Компания СМИТ», 2006. – 596 с.

Харьковский национальный университет радиотехники

Поступила в редколлегию 06.02.2012

## ОТКАЗОУСТОЙЧИВОСТЬ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

### Введение

Возрастание сложности современных телекоммуникационных систем влечет за собой необходимость решения задач обеспечения требуемого уровня отказоустойчивости, надежности, робастности, производительности и быстрой адаптации к классу решаемых задач. Надежность, в общем случае, вероятность того, что система будет функционировать надлежащим образом в течение определенного промежутка времени. Надежность сети связи характеризует ее свойство обеспечить связь, сохраняя во времени значения установленных показателей качества в заданных условиях эксплуатации. Она отражает способность сохранять работоспособность сети связи при воздействии случайных отказов технических средств, вызываемых процессами старения, дефектами технологии изготовления или ошибками обслуживающего персонала.

Одним из эффективных путей достижения высоких показателей надежности телекоммуникационных систем является введение аппаратной, программной и временной избыточности, обеспечивающей их отказоустойчивость (свойство системы сохранять работоспособность при наличии в ней неисправностей определенного класса [1]).

Отказоустойчивость телекоммуникационной системы обеспечивается ее внутренними ресурсами путем использования аппаратно-программных средств диагностирования технического состояния и восстановления работоспособности системы при наличии отказов, дефектов обусловленных типов и кратности [2].

Системы распределенной обработки, или распределенные системы (РС), функционирующие в компьютерных сетях, являются одной из наиболее перспективных и быстро развивающихся областей информатики [1]. Такое место они заняли благодаря их существенным преимуществам по сравнению с изолированными системами, функционирующими на базе отдельных компьютеров. РС характеризуются потенциально более высокой надежностью, гибкостью использования вследствие представления пользователю широкого спектра информационных и вычислительных услуг, высокой степенью параллелизма обработки данных, то есть высокой производительностью. Однако достижение отмеченных достоинств сопряжено с решением комплекса проблем, связанных со значительным усложнением механизмов управления информационными процессами, особенно при децентрализации последнего. При этом особое значение имеет обеспечение целостности и не противоречивости распределенных баз данных (РБД) – одного из основных функциональных компонентов РС [2].

Примем следующую модель РС, реализующую транзактную обработку. В множестве узлов  $S = \{\overset{S_i}{i} = \overline{1, n}\}$  в каждый момент времени функционируют два подмножества:

$\{TM_i\}$  – подмножество узлов, иницирующих работы (транзакции);

$\{DM^k\}$  – подмножество узлов, выполняющих (обработывающих) транзакции.

Такое разделение соответствует разделению работы компьютеров в режиме client-server. При этом  $\{TM_i\} \subseteq S$ ,  $\{DM^k\} \subseteq S$ ,  $\{TM_i\} \cap \{DM^k\} \neq \emptyset$ .

Здесь последняя строка означает, что один и тот же узел может одновременно иницировать и выполнять транзакции. По завершении обработки транзакций и при появлении новых эти подмножества в общем случае изменяют свой состав.

Транзакции, инициированные узлом  $TM_i$ , будем обозначать  $T_i$ . В общем случае  $T_i$  выполняется в нескольких узлах  $DM^k$ . Ту часть  $T_i$ , которая выполняется в одном узле  $DM^k$ ,

будем называть подтранзакцией и обозначать  $T_i^k$ . Будем отождествлять транзакцию с множеством составляющих ее подтранзакций:  $T_i = \{T_i^1, \dots, T_i^{n_i}\}$ .

Каждая подтранзакция  $T_i^k$  перед началом своей работы должна захватить в узле  $DM^k$  локальную базу данных (ЛБД), которую будем называть информационным ресурсом данного узла, или просто ресурсом. Если  $\{DM_i^k\} \cap \{DM_j^k\} = \emptyset$ , то транзакции  $T_i$  и  $T_j$  не конфликтуют. Если  $\{DM_i^k\} \cap \{DM_j^k\} \neq \emptyset$ , то транзакции называются конфликтующими (конкурирующими) за ресурс узла  $DM^k$ . Во многих работах допускается функционирование в одном узле  $DM^k$  нескольких ЛБД.

### Основные понятия отказоустойчивости

Процесс функционирования каждой системы можно рассматривать как последовательность переходов из одного состояния в другое. Возможны переходы, приводящие к ошибочным состояниям, при которых проявляется неисправность.

Существует два типа неисправностей: физические (объективные) и нефизические (субъективные). Неисправности первого типа возникают вследствие внезапного изменения параметров аппаратуры системы и выхода их за допустимые пределы, что вызывает непредусмотренные изменения одной или нескольких числовых и/или логических переменных, используемых в вычислениях. Если изменения носят временный характер, то их называют сбоями, если же эти изменения постоянны, то – отказами. Отказы вызывают неисправность и имеют характер необратимого механического или иного разрушения аппаратуры. Сбои обусловлены временными неблагоприятными воздействиями окружающей среды на электронную аппаратуру. Они приводят к разовому искажению информации, обрабатываемой или хранимой в устройствах, подвергшихся данному воздействию. Неисправности второго типа связаны:

- с недостатками программного обеспечения системы, которые оставались не выявленными вплоть до момента обнаружения ошибки;
- неустраненными недостатками аппаратуры, которые являются следствием проектных недоработок конструкции, монтажа и последующих модификаций;
- неправильным взаимодействием человека-оператора с машиной и т.д. Такие неисправности вызваны не физическими явлениями, они происходят вследствие субъективных ошибок, допущенных людьми в ходе создания и эксплуатации системы обработки информации.

Возникновение как объективных, так и субъективных неисправностей, как правило, вызывает ошибку. Ошибкой системы принято называть отклонение ее поведения как логической машины от последовательности состояний, заданных программой, и переход к последовательности ошибочных состояний. Ошибка в системе оказывает влияние на процесс функционирования, вследствие чего возникает отказ. Таким образом, ошибка представляет собой проявление неисправности в системе, а отказ – это эффект влияния ошибки на процесс функционирования. Следовательно, причинами нарушений нормального функционирования системы являются объективные и субъективные неисправности. Именно они приводят систему в ошибочное состояние, при котором система не может правильно выполнять функции обработки информации. Простым путем выхода из ошибочного состояния является проведение технического обслуживания и ручного ремонта, что приводит к устранению причин неисправности. Затем система запускается вновь и работает до возникновения следующей неисправности или до запланированного профилактического ремонта.

Задача обеспечения надежности включает определение тех классов неисправностей, по отношению к которым должна быть обеспечена устойчивость, т.е. следует создавать такие системы, которые автоматически обнаруживают и идентифицируют отказы, устраняют их и продолжают нормальную работу.

В последнее время в рамках общей проблемы надежности возникло новое направление – отказоустойчивость системы. В связи с расширением потребности в отказоустойчивых системах и значительным снижением стоимости электронных компонентов в ближайшем будущем ожидается, что подобные системы найдут широкое применение. Для обеспечения эффективного функционирования систем необходима их полная устойчивость к небольшим отказам. При этом допускается некоторое уменьшение производительности системы.

Введение свойства отказоустойчивости позволяет несколько иначе подойти к решению проблемы неисправностей, возложив на саму систему функции устранения их влияния и восстановления нормального функционирования. Можно сказать, что отказоустойчивость обеспечивает жизнеспособность системы, так как ее задачей является возвращение из ошибочного состояния к регулярному состоянию системы, что обеспечивает возможность практически стопроцентного правильного функционирования.

Отказоустойчивость – одна из надежных характеристик компьютерных систем, отражающая способность выполнять возложенные на систему функции (быть может, не в полной мере) при отказах аппаратных средств.

При рассмотрении отказоустойчивости принимается, что основные характеристики надежности аппаратных средств заданы и рассматривают только негативные последствия сбоев и отказов аппаратных средств на функционирование системы и методы минимизации влияния этих последствий на выполнение основных функциональных задач. С этой точки зрения целесообразно было бы вместо термина “отказоустойчивость” применять термин “функциональная устойчивость системы к отказам”. Это подчеркивало бы тот факт, что для полной характеристики системы недостаточно знать коэффициенты готовности отдельных компонент аппаратных средств, но необходимо учитывать, как деградируют функции компьютерной системы за время отказа этих компонент и как деградация отдельных функций влияет на основную функциональную задачу системы.

Наиболее характерными классами компьютерных систем, для которых ведутся интенсивные поисковые исследования и инженерные разработки с целью повышения их отказоустойчивости, являются системы управления техническими и технологическими объектами, а также системы массового сервиса, как правило, реализующие транзактную технологию.

Для систем управления, как правило, удается ввести функцию убытка (штрафа), отражающую степень ухудшения управления в зависимости от времени простоя компьютерной системы. Хороший пример такого подхода содержится в [3-4]. Функция убытка монотонно возрастает во времени. Существуют системы, и их немало, характерные тем, что прекращение решений одной из функциональных задач на некоторое время, большее  $T$ , может привести к непоправимым последствиям, делающим дальнейшее функционирование системы бессмысленным. Такие системы получили название систем с жесткой средой реального времени [5]. В таких системах управление носит дискретный (скачкообразный) характер: если система осуществляет управление за  $T$ , то штраф отсутствует, если же не осуществляет (из-за отказа любой компоненты компьютерной системы), то штраф максимален.

В системах с транзактной обработкой в качестве функции убытка также рассматривается дискретная функция, характеризующая факт нарушения или ненарушения целостности РБД. Такая постановка вопроса, с одной стороны, является в настоящее время особенно актуальной в связи со всеобщей компьютеризацией общества и катастрофическими последствиями нарушения целостности больших РБД, а с другой стороны, делает более оправданным применение термина “отказоустойчивость”, а не “функциональная устойчивость”.

Свойством отказоустойчивости обладают многие технические системы, но компьютерные являются в данном случае наиболее характерными, так как они способны адаптироваться к изменяющимся условиям, т.е. перестраивать алгоритмы своего функционирования в широком диапазоне. Среди компьютерных систем свойство отказоустойчивости в наибольшей степени присуще, во всяком случае, потенциально, распределенным системам, функционирующим на основе компьютерной сети [6]. Мало того, можно утверждать, что полез-

ное функционирование распределенных системы, не обладающей свойством отказоустойчивости (или обладающей этим свойством в малой степени), попросту невозможно.

Службу отказоустойчивости представим как иерархическую систему, состоящую из следующих уровней:

- виртуального кольца;
- службы слежения;
- управления фиксацией транзакций;
- резервирования файлов.

В данной работе рассматривается уровень управления резервированными данными. Резервирование данных на уровне различных информационных объектов, например файлов, отношений реляционных БД (или их частей), применяется для достижения двух целей.

*Во-первых*, для приближения информации к пользователю. Тогда узлы будут быстрее реагировать на поступающие сообщения, а значит, будет быстрее функционировать вся РС.

*Во-вторых*, для повышения отказоустойчивости РБД, т.е. при отказе некоторого узла можно использовать копии данных, хранящихся в этом узле, но размещенные в других (функционирующих) узлах. Таким образом, обеспечивается высокая степень доступности данных, минимизируется влияние отказов узлов.

Обе эти цели не противоречат друг другу, но тем не менее в ряде случаев требуют различных механизмов работы с резервированными данными.

Ниже рассматривается алгоритм управления резервированными данными, обеспечивающий отказоустойчивость распределенной системы.

#### *Алгоритм.*

*Шаг 1.* Для каждого зарезервированного информационного объекта одна из копий объявляется основной. Транзакция инициируется и выполняется только с основной копией.

*Шаг 2.* После обработки транзакции, список проведенных изменений рассылается в узлы со вторичными копиями.

*Шаг 3.* Узлы со вторичными копиями получив список изменений выполняют и посылают узлу с основной копией подтверждение о выполнении действий.

*Шаг 4.* Если обнаружен отказ узла со вторичной копией, узел с основной копией запоминает список изменений в стабильной памяти и досылает его после восстановления узла со вторичной копией. При этом:

- а) узел с основной копией начинает следить за восстановлением узла;
- б) вписывает соответствующую запись в таблицу, которая содержит номер узла, вышедшего из строя, указатель на список изменений, номер версии, который должен быть сохранен.

*Шаг 5.* Как только узел со вторичной копией восстанавливается, он сообщает номер своей версии основной копии, и все задержанные списки изменения будут доставлены.

*Шаг 6.* Узлы со вторичными копиями как только получают уведомление, что узел с основной копией отказал, подмножество узлов, хранящих вторичные копии, выбирают новую основную копию, не дожидаясь восстановления указанного узла.

*Шаг 7.* После восстановления бывший узел основной копии посылает широковещательный запрос внутри указанного подмножества и выясняет, где теперь хранится основная копия, просит прислать ему список изменений и начинает функционировать уже в качестве узла, хранящего вторичную копию.

Для обоснования корректности данного алгоритма следует сделать два замечания. Во-первых, все узлы со вторичной копией имеют одну и ту же версию информационного объекта. Во-вторых, здесь не рассматривается возможность фрагментации сети.

#### **Заключение**

Таким образом, в работе рассматривается одна из проблем создания распределенных систем – проблема обеспечения отказоустойчивости системы. Приводится модель распределенной системы, реализующая транзактную обработку. Рассматриваются основные понятия

отказоустойчивости. Предлагается алгоритм управления резервированными данными, обеспечивающий отказоустойчивость распределенной системы.

**Список литературы:** 1. *Фатуллаев, Р.Э.* Отказоустойчивость распределенных систем // Информационные технологии моделирования и управления. – 2006. – №6(31). 2. *Мирошник, М.А., Котух, В.Г.* Разработка методов повышения отказоустойчивости и надежности функционирования компонентов телекоммуникационных систем и сетей // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С. 190–197., 3. *Ozsu, M.T., Valduries, P.* Principles of Distributed Database Systems, Prentice-Hall, 1999. 4. *Krishna, C.M., Shin, K.G., Lee, Y.H.* Optimization criteria for checkpoint placement // Comm.ACM. – 1984. – 27. – N10. – P.1008-1012. 5. *Leinbaugh, D.W., Yament, M.R.* Guaranteed response times in a distributed hard-realtime environment // IEEE Trans. of Software Eng. – 1986. – 12. – N12. – P.1139-1144. 6. *Flavin Cristan* Understanding Fault-Tolerant Distributed Systems // Comm.ACM.– 1991 – 43, N2. – P. 56-78.

*Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 25.02.2012*

*В.В. НАУМЕНКО, А.С. КРАВЧУК,  
В.Ф. СОЛОДОВНИК, канд. техн. наук, А.В. ТОЦКИЙ, д-р техн. наук*

### **МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ГЕНЕРАЦИИ СИГНАЛОВ-ТРИПЛЕТ ДЛЯ БИСПЕКТРАЛЬНО-ОРГАНИЗОВАННОЙ МОДУЛЯЦИИ**

Моментная функция третьего порядка и ее преобразование Фурье – биспектр широко используются в цифровой обработке сигналов при решении задач обнаружения и восстановления негауссовых процессов, наблюдаемых в аддитивном гауссовом шуме, а также распознавания образов и различения сигналов в системах радиолокации, астрономии, обработки биомедицинских сигналов и других приложениях [1]. Метод биспектрального оценивания позволяет выявить в наблюдении такие зависимости и свойства, которые невозможно определить, используя традиционные статистики второго порядка – корреляционную функцию и спектральную плотность. К достоинствам метода биспектральной обработки сигналов относятся возможность выявления и оценивания фазовых взаимосвязей спектральных компонент, высокая помехоустойчивость по отношению к аддитивному гауссову шуму и инвариантность к случайным задержкам сигнала [2]. Данные достоинства лежат в основе предложенного в статье [3] способа повышения помехоустойчивости цифровой системы связи, когда информацию при передаче бинарного сообщения «закладывают» не в виде классических изменений амплитуды, частоты или фазы несущей, а в виде частотных взаимосвязей в двух ортогональных частотных сигналах-триплетах, таких, что одна из частот в каждом триплете равна сумме двух других. Процесс демодуляции сводится к решению двухальтернативной задачи обнаружения триплета на фоне шума, когда правило принятия решения сводится к оценке максимума модуля биспектра в двумерном частотном пространстве.

Представим модулирующие сигналы-триплеты, ориентируясь на стандартный [4] формат частотной манипуляции (FSK) при двоичной передаче данных, в виде логического «0»:

$$S_0(t) = A_0 \sum_{k=1}^3 \cos(2\pi f_{0k}t + \varphi_{0k}), \quad (1a)$$

и логической «1»:

$$S_1(t) = A_0 \sum_{k=1}^3 \cos(2\pi f_{1k}t + \varphi_{1k}), \quad (1б)$$

где  $f_{03} = f_{01} + f_{02}$ ;  $\varphi_{03} = \varphi_{01} + \varphi_{02}$ ;  $f_{13} = f_{11} + f_{12}$ ;  $\varphi_{13} = \varphi_{11} + \varphi_{12}$ .

На рис. 1 приведена блок-схема биспектрально-организованного модулятора, предложенного в статье [3].

На вход электронного ключа (см. рис. 1) поступает цифровой сигнал  $x(t)$ , соответствующий последовательности битов в передаваемом сообщении. В зависимости от поступившего бита «0» или «1» ключ принимает соответственно верхнее или нижнее положение. Затем сигнал, разделенный на  $x_0(t)$  и  $x_1(t)$ , что соответствует передаче «0» или «1», поступает на перемножитель, где формируются колебания (1a) или (1б), модулирующие несущую  $s(t)$ .

Отметим, что частоты  $f_{03} = f_{01} + f_{02}$  и  $f_{13} = f_{11} + f_{12}$  в (1a, б) должны быть заданы таким образом, чтобы величина пикового значения модуля биспектра (биамплитуды) сигнала  $s_0(t)$  «хорошо» отличалась от пикового значения модуля биспектра сигнала  $s_1(t)$ , т.е. необходимо обеспечить требуемую ортогональность оценки биамплитуды в двумерном частотном пространстве.

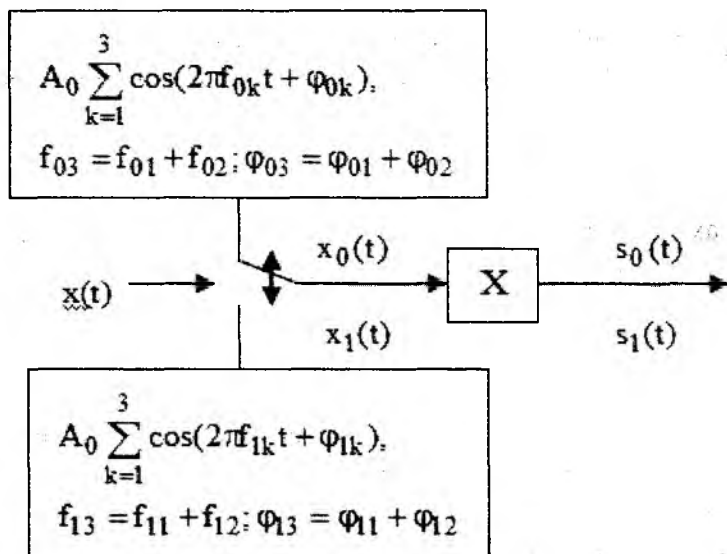


Рис. 1. Структура биспектрально-организованного модулятора:  
 $x(t)$  – поток битов;  $s(t)$  – высокочастотная несущая

На рис. 2 представлена блок-схема биспектрального демодулятора [5].

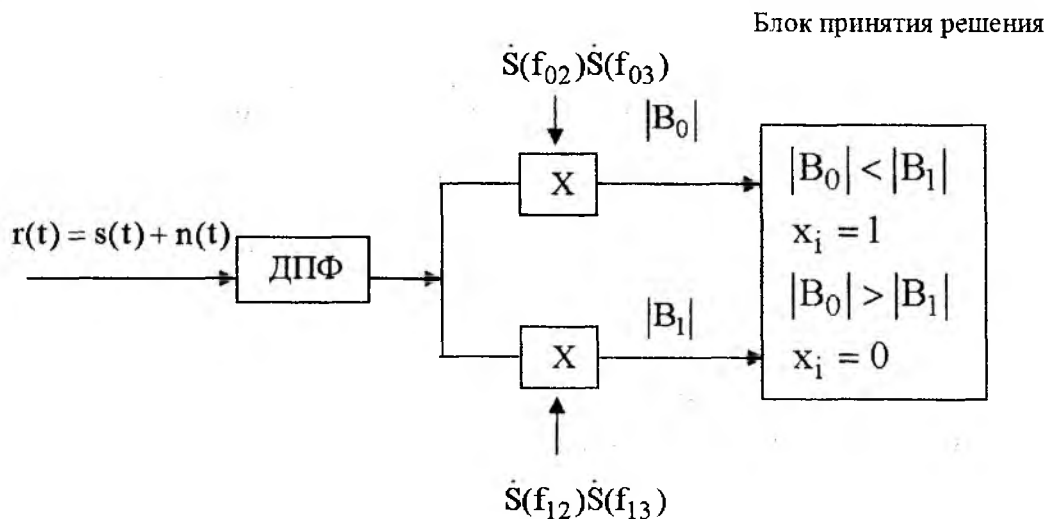


Рис. 2. Блок-схема биспектрального демодулятора  
 (ДПФ – дискретное преобразование Фурье)

Подход, предложенный в работе [3], позволяет улучшить помехоустойчивость цифровой системы связи с помощью метода биспектральной обработки сигналов. Однако важные вопросы, касающиеся практической возможности генерации сигналов-триплет, ранее не рассматривались.

Поэтому, цель настоящей статьи сопряжена со схемными решениями задачи генерации триплет в системе связи с биспектрально-организованной модуляцией при распознавании принятого сообщения в канале связи с шумом по максимуму амплитудного биспектра на выходе демодулятора.

### Исследование возможности применения многочастотных кварцевых генераторов

Рассмотрим основные свойства и возможности многочастотных кварцевых автогенераторов на одном активном элементе [6]. В таких возбудителях при наличии двухрезонансной

колебательной системы, например содержащей два моночастотных кварцевых резонатора с частотами  $f_1$  и  $f_2$ , формируются полигармонические комбинационные колебания частот

$$f_{\text{комб}} = mf_1 + nf_2, \quad (2)$$

где  $m = \pm 1$ ,  $n = \pm 1$  и  $p = |m| + |n|$  – порядок комбинационных составляющих.

Наибольшие амплитуды имеют комбинационные составляющие второго порядка ( $p = 2$ ), т.е. составляющие разностной и суммарной частот

$$f_p = f_1 - f_2, \quad (3)$$

$$f_c = f_1 + f_2. \quad (4)$$

В многочастотных кварцевых автогенераторах на одном активном элементе источник флуктуаций частот  $f_1$  и  $f_2$  генерируемых колебаний один и тот же – шум активного элемента. Поэтому, общая и изменяющаяся по случайному закону реактивность активного элемента генератора является причиной флуктуаций частот  $f_1$  и  $f_2$ . Следовательно, данные частоты единично коррелированы, а коэффициент корреляции вариаций этих частот

$$\rho_{12}(\tau) = \frac{R_{12}(\tau)}{\sigma_1 \sigma_2} = 1, \quad (5)$$

где  $R_{12}(\tau)$  – взаимная корреляционная функция частот  $f_1$  и  $f_2$ ,  $\sigma_1$  и  $\sigma_2$  – СКО флуктуаций (случайных вариаций) частот  $f_1$  и  $f_2$ .

При выполнении условия (5) частоты и вариации этих частот связаны детерминированными соотношениями через соответствующие коэффициенты взаимосвязи

$$\beta_f = \frac{f_1}{f_2} \text{ и } \beta_\sigma = \frac{\sigma_1}{\sigma_2}. \quad (6)$$

При  $\rho_{12}(\tau) = 1$  дисперсии суммарной  $f_c$  и разностной  $f_p$  частот определяются соответственно соотношениями вида

$$\sigma_c^2 = \sigma_{12} + \sigma_{22} + 2\sigma_1\sigma_2 = (\sigma_1 + \sigma_2)^2, \quad (7)$$

$$\sigma_p^2 = \sigma_{12} + \sigma_{22} - 2\sigma_1\sigma_2 = (\sigma_1 - \sigma_2)^2, \quad (8)$$

и, следовательно, соотношениями для СКО

$$\sigma_c = \sigma_1 + \sigma_2, \quad (9)$$

$$\sigma_p = \sigma_1 - \sigma_2. \quad (10)$$

Если  $\rho_{12}(\tau) = -1$ , что реализуется в двухчастотных параметрических генераторах [6], то дисперсии суммарной  $f_c$  и разностной  $f_p$  частот соответственно

$$\sigma_c^2 = \sigma_{12} + \sigma_{22} - 2\sigma_1\sigma_2 = (\sigma_1 - \sigma_2)^2, \quad (11)$$

$$\sigma_p^2 = \sigma_{12} + \sigma_{22} + 2\sigma_1\sigma_2 = (\sigma_1 + \sigma_2)^2, \quad (12)$$

а СКО равны

$$\sigma_c = \sigma_1 - \sigma_2, \quad (13)$$

$$\sigma_p = \sigma_1 + \sigma_2. \quad (14)$$

При  $\beta_\sigma = 1$ , т.е. при равенстве между собой вариаций частот  $\delta f_1 = \delta f_2$  и, следовательно, их СКО  $\sigma_1 = \sigma_2$ . Тогда с учетом (10) получаем  $\delta f_p = 0$  и  $\sigma_p = 0$ , т.е. разностная частота  $f_p$  оказывается постоянной при ненулевых вариациях частот  $f_1$  и  $f_2$ . С учетом (13) получаем

$\delta f_c = 0$  и  $\sigma_c = 0$ , т.е суммарная частота  $f_c$  оказывается постоянной при ненулевых вариациях частот  $f_1$  и  $f_2$ .

На рис. 3 приведена предлагаемая схема двухчастотного кварцевого автогенератора.

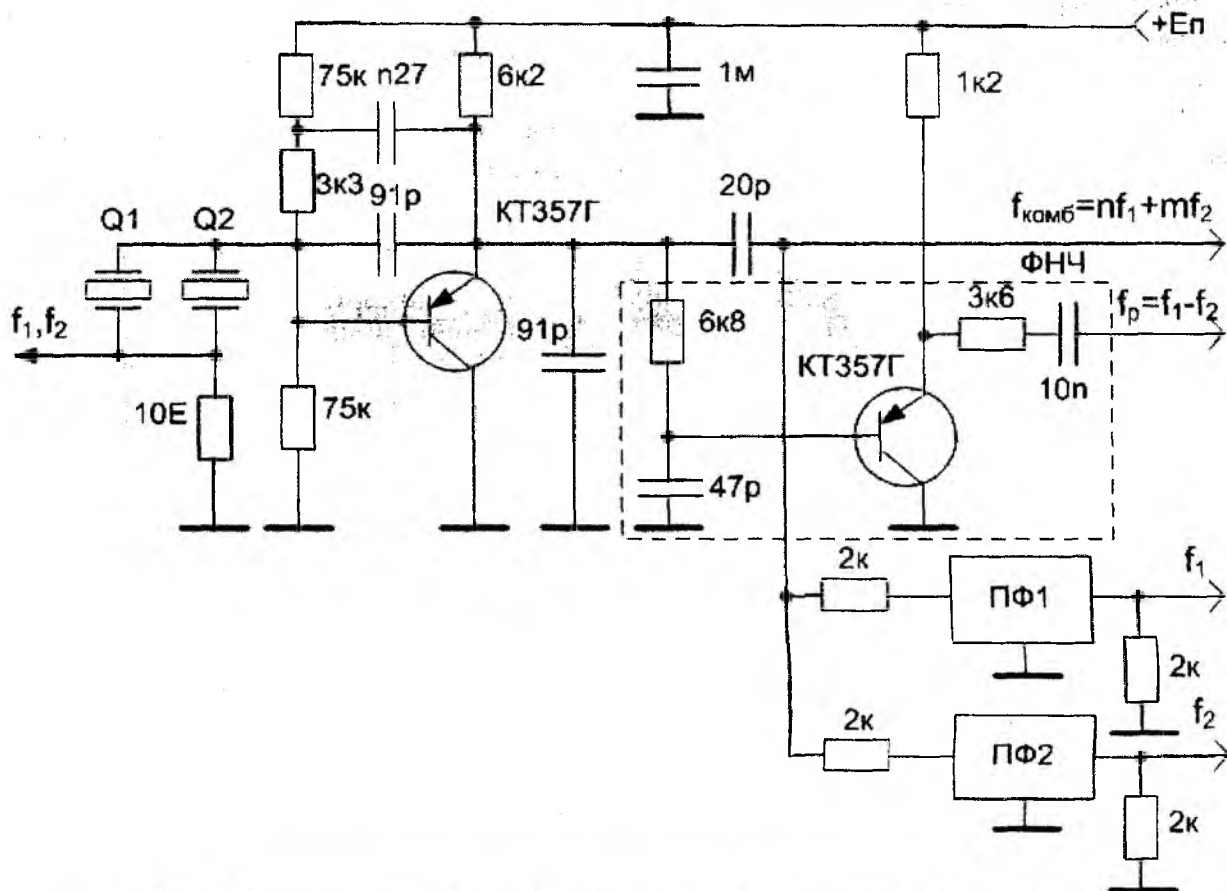


Рис. 3. Принципиальная схема двухчастотного кварцевого автогенератора

Автогенератор выполнен на биполярном транзисторе по схеме емкостной трехточки. Частотоподающими элементами являются кварцевые резонаторы с частотами основных резонансов вблизи 5,5 и 6,5 МГц. В схеме имеются также элементы обеспечения устойчивости многочастотных асинхронных колебаний и фильтры: полосовые пьезокерамические частот вблизи 5,5 и 6,5 МГц и нижних частот (ФНЧ) на биполярном транзисторе по схеме эмиттерного повторителя с частотой среза 1,5 МГц.

Для проведения экспериментальных исследований использован АЦП PV6501 с частотой дискретизации 100 МГц, разрядностью 8 бит и встроенным программным обеспечением для получения и визуализации на мониторе персонального компьютера осциллограмм, спектрограмм и амплитудно-частотных характеристик. Спектрограммы получают путем расчета БПФ на сетке 8192 отсчетов в окне Хана.

На спектрограмме (см. рис. 4) показан амплитудный спектр колебаний частот  $f_{комб} = mf_1 + nf_2$ , где  $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, M$ ,  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, N$  порядка  $p = |m| + |n|$  комбинационных составляющих, формируемых на эмиттере транзистора генератора (шаг на горизонтальной оси равен 1,25 МГц, по вертикальной оси – 10 дБ). Составляющие спектра частот  $f_1$ ,  $f_2$  и  $f_{комб} = f_1 - f_2 = f_p$  превышают по амплитуде примерно на 10 дБ вклады других комбинационных составляющих многочастотного спектра  $f_{комб}$ .

На рис. 5 и 6 показаны спектры сигналов на выходах полосовых пьезофильтров в окрестностях 5,5 и 6,5 МГц. При этом другие комбинационные колебания, включая и колебание

второго порядка частоты  $f_{комб} = f_1 - f_2 = f_p$ , подавлены относительно основных генерируемых (кварцованных) колебаний на 20 – 25 дБ.

На рис. 7 показана спектрограмма сигнала, отфильтрованного самими кварцевыми резонаторами на резисторе 10 Е (см. рис. 3). Здесь преобладают по амплитуде более чем на 25 дБ основные колебания частот  $f_1$  и  $f_2$ , т.е. преобладающим является основное бигармоническое колебание.

На рис. 8 приведена спектрограмма сигнала на выходе ФНЧ, где колебание разностной частоты  $f_p = f_1 - f_2$  имеет большую примерно на 10 дБ амплитуду.

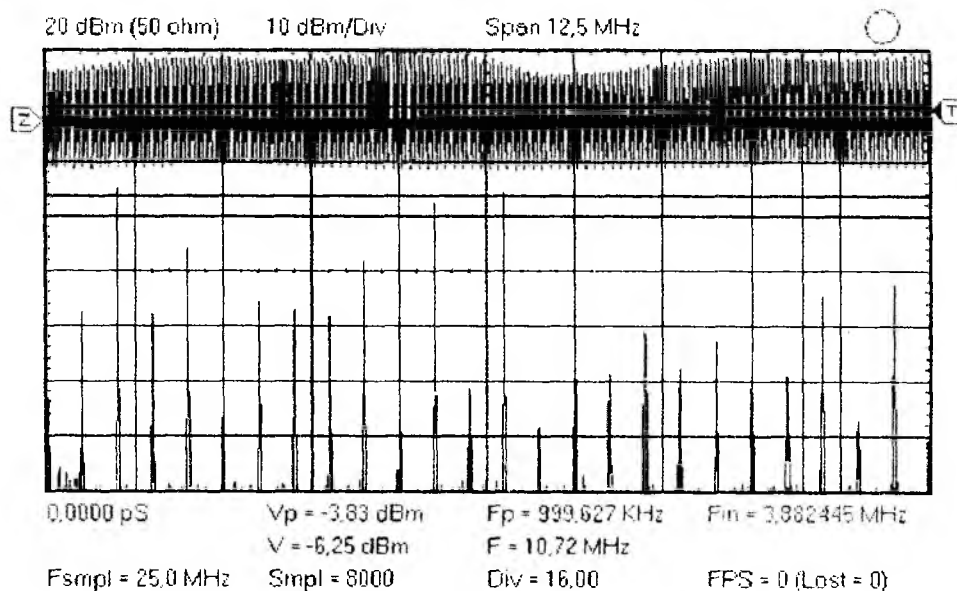


Рис. 4. Спектрограмма (эмиттер транзистора автогенератора)

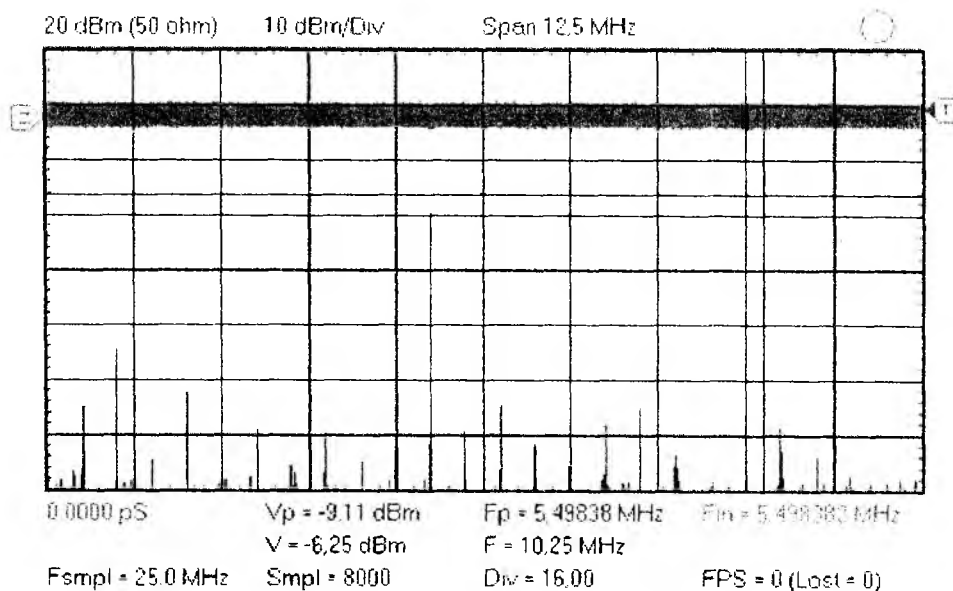


Рис. 5. Спектрограмма (выход пьезофильтра)

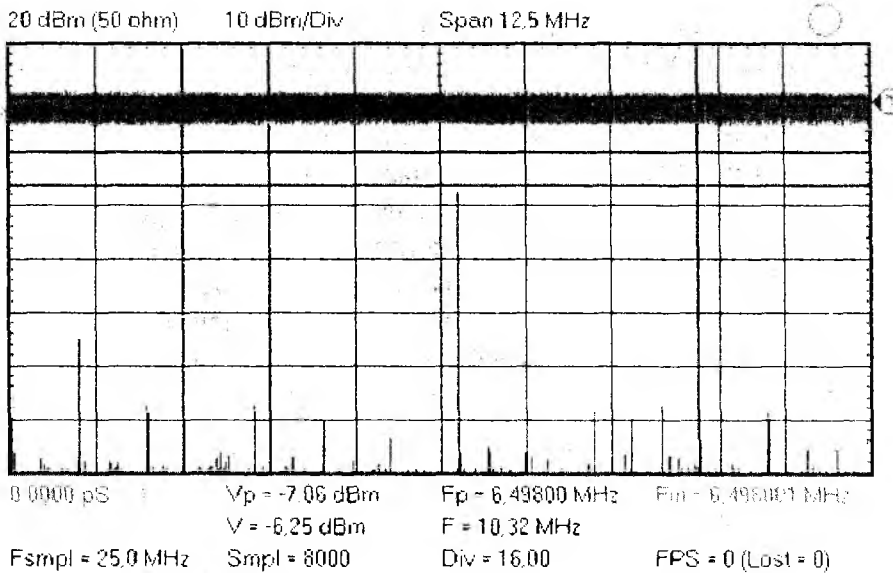


Рис. 6. Спектрограмма (выход пьезофилтра)

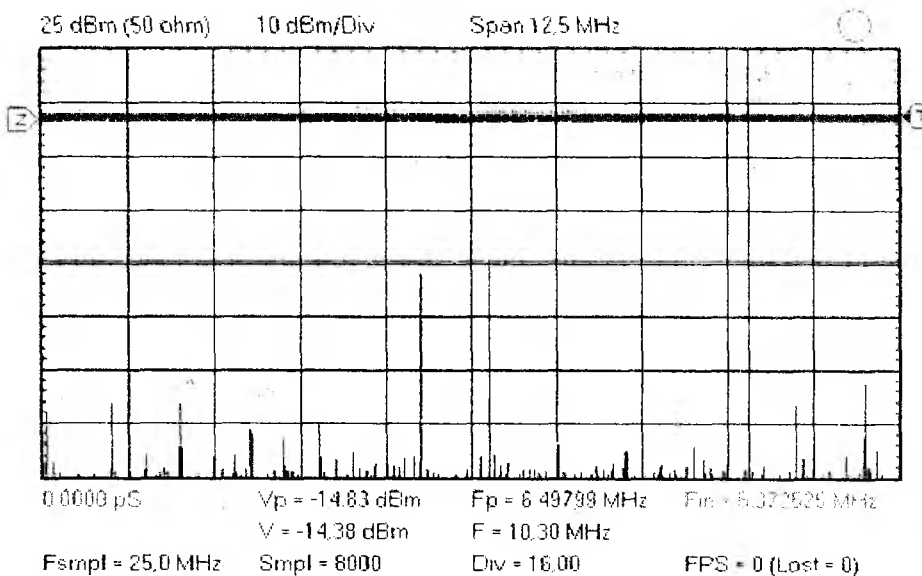


Рис. 7. Спектрограмма (сигнал, отфильтрованный кварцевыми резонаторами)

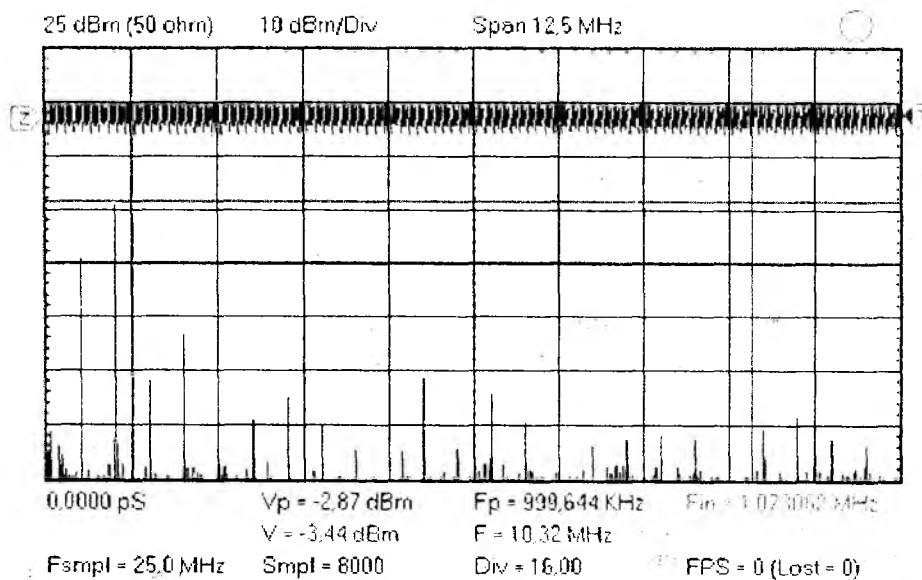


Рис. 8. Спектрограмма (сигнал на выходе ФНЧ)

Многочастотные кварцевые генераторы на одном активном элементе [6] могут быть использованы в качестве возбудителей полигармонических и шумоподобных сигналов трансиверов широкополосных цифровых систем связи и передачи данных. Рассмотрим, например, модель радиоканала передачи данных, реализующего способ приема с частотным разносом (см. рис. 9). В таком канале передача данных осуществляется одновременно в двух частотных FDMA-каналах. При этом, если разнос частот каналов превышает 200 – 300 кГц, то обеспечивается компенсация быстрых замираний сигналов при перемещении абонента мобильной радиосвязи в условиях городской застройки из-за многолучевого распространения радиоволн и, следовательно, ярко выраженной интерференцией принятых сигналов.

В передатчике (ПРД) радиоканала (рис. 9) используется двухчастотный кварцевый генератор, управляемый напряжением (ГУН), формирующий два FSK колебания на частотах  $f_1$  и  $f_2$ . При этом передача в радиоканале осуществляется на двух несущих частотах. В приемнике (ПРМ) после преобразования частоты осуществляется последетекторное суммирование канальных данных с весовой обработкой в контроллере.

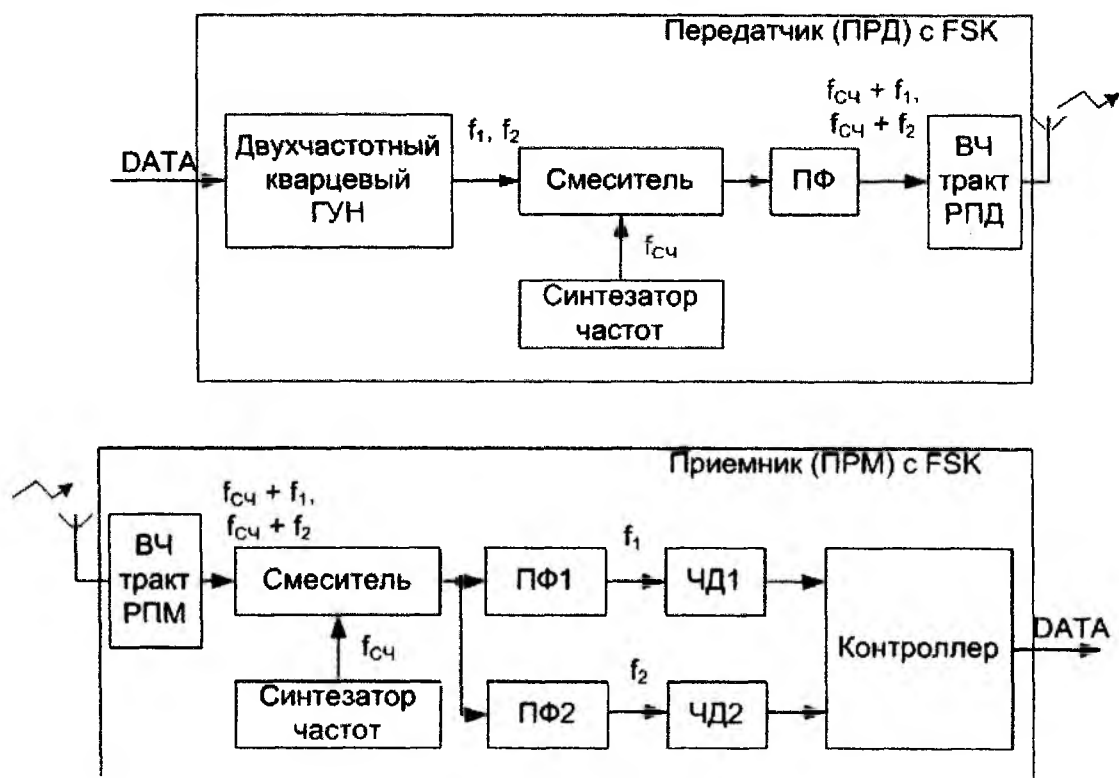


Рис. 9. Структуры передачи и приема с частотным разносом

Передатчик на рис. 9 содержит формирователь FSK сигнала прямым способом с использованием ГУН. На рис. 10 показан фрагмент передатчика с формирователем FSK сигнала косвенным способом двумя фазовыми модуляторами FSK и неуправляемым двухчастотным кварцевым генератором.

В трактах с передатчиками (см. рис. 9, 10) возможно также формирование GMSK сигналов, если длительность  $T_b$ , бита данных DATA и смещения частот FSK удовлетворяют соотношениям  $f_{"1"1} - f_{"0"1} = \frac{T_b}{2}$  и  $f_{"1"2} - f_{"0"2} = \frac{T_b}{2}$  (первый индекс частот  $f_1$  и  $f_2$  – это "0" или "1" данных DATA).

В трактах с передатчиками (рис. 9, 10) могут быть использованы двухчастотные кварцевые ГУН (см. рис. 11) и неуправляемый (опорный) двухчастотный кварцевый генератор (рис. 12). В них бигармоническое колебание на выходе " $f_1, f_2$ " двухчастотного кварцевого ГУН

и колебания частот  $f_1$ ,  $f_2$  опорного генератора выделяются по амплитуде более чем на 25 дБ по сравнению с другими комбинационными колебаниями (см. рис. 5 – 7).

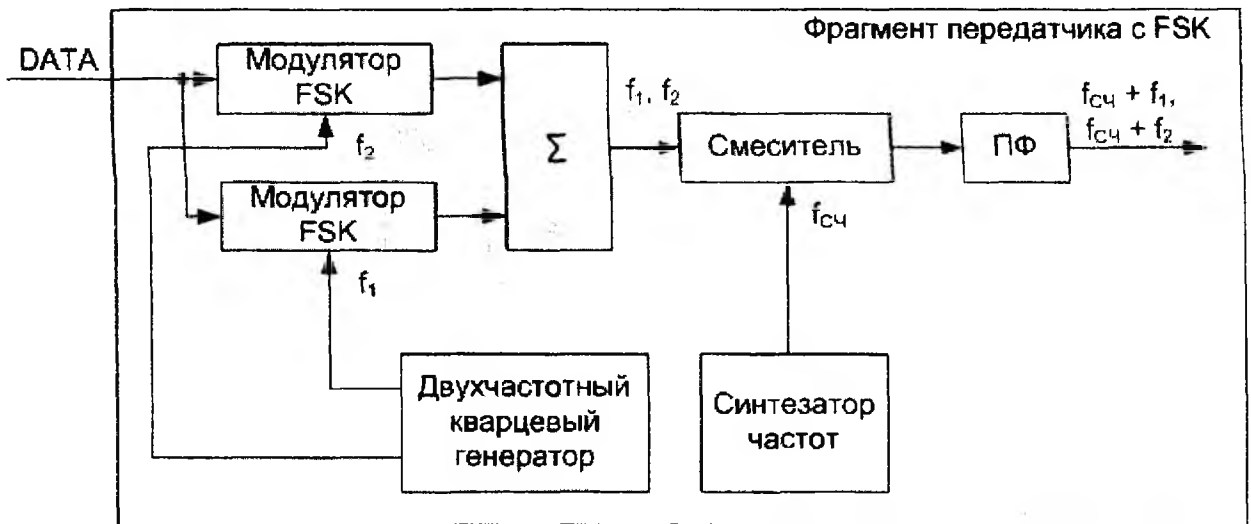


Рис. 10. Структура фрагмента передатчика с формирователем FSK сигнала

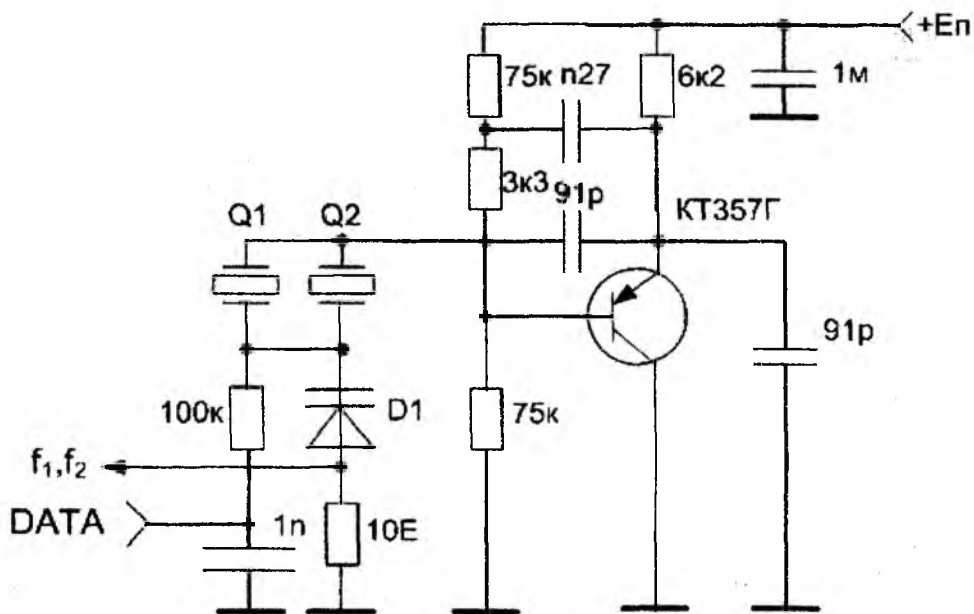


Рис. 11. Генератор, управляемый напряжением

В этих генераторах обеспечивается коэффициент взаимосвязи вариаций кварцованных частот, близкий к  $\beta_{\sigma} = 1$ , т.е. реализовано равенство между собой вариаций частот  $\delta f_1 = \delta f_2$  и  $f_2$  и, следовательно, их СКО  $\sigma_1 = \sigma_2$  и с учетом (9)  $\delta f_p = 0$  и  $\sigma_p = 0$ . В результате, разностная частота  $f_p$  оказывается постоянной при ненулевых флуктуациях частот  $f_1$  и  $f_2$ . Поэтому при изменении управляющего напряжения от  $E_y = 0B$  до  $E_y = E_n = 9B$  частоты  $f_1$  и  $f_2$  изменялись в одну сторону примерно на 3 кГц, а разностная частота изменялась на величину не превышающую 10 Гц.

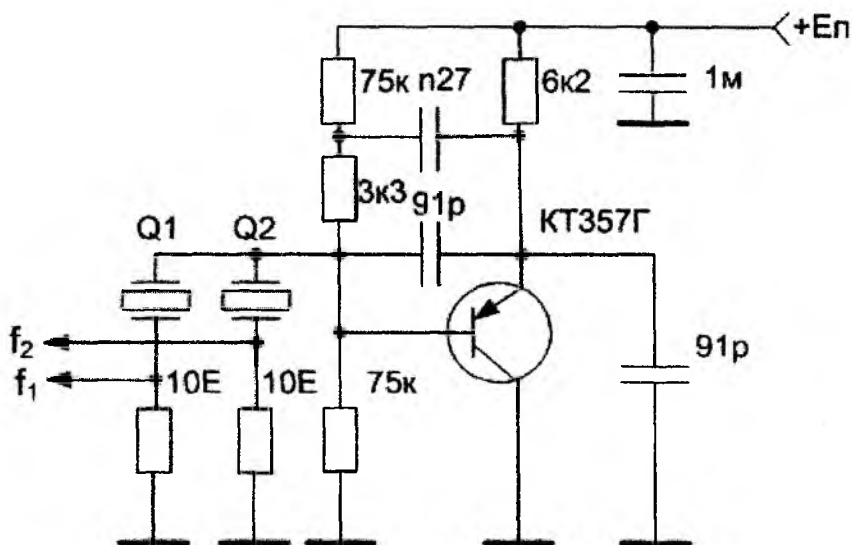


Рис. 12. Двухчастотный кварцевый генератор

### Исследование возможности применения цифрового синтезатора сигналов

Цифровой вычислительный синтезатор (ЦВС), известный еще как схема прямого цифрового синтеза (Direct Digital Synthesis – DDS), – это электронный прибор, предназначенный для синтеза сигналов произвольной формы и частоты с помощью единственной опорной частоты, поставляемой генератором тактовых импульсов. Характерной особенностью ЦВС является то, что отсчеты синтезируемого сигнала вычисляются цифровыми методами, после чего передаются на цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), где и происходит их преобразование в аналоговую форму (напряжение или ток). Этим ЦВС отличается от синтезаторов частоты, основанных на иных принципах, например, ФАПЧ [7].

Основными функциональными блоками ЦВС являются: аккумулятор фазы (АФ), преобразователь фаза-амплитуда (ПФА) и ЦАП. ЦВС содержит также устройство памяти (П), служащее для хранения параметров синтезируемого сигнала, таких как частота, фаза, амплитуда и др. В каждом такте опорной частоты АФ увеличивает свое значение на величину, записанную в ячейку памяти, которую обычно называют приращением фазы. В результате, величина фазы в АФ линейно увеличивается со временем. Затем вычисленная таким образом в каждом такте величина фазы преобразуется в значение амплитуды. В принципе, данное преобразование может быть произвольным и зависит от приложения. В наиболее распространенном на практике случае, для синтеза гармонических колебаний, вычисляется синус текущего значения фазы. Результат вычисления подается на вход ЦАП (см. рис. 13).

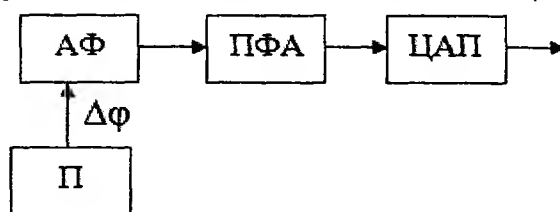


Рис. 13. Структура ЦВС

Технология DDS быстро завоевывает популярность в качестве средства синтеза сигналов как в телекоммуникационных, так и в низкочастотных радиотехнических системах, благодаря тому, что стало возможным реализовать на одной микросхеме программируемый генератор с высоким разрешением по частоте и с высоким качеством сигнала. Кроме того, непрерывное совершенствование технологии и схемотехники привело к тому, что стоимость

микросхем и их энергопотребление снизились до величин, немислимых в прошлом. Например, программируемый генератор DDS AD9834 при работе от источника питания 5,5 В и при частоте кварцевого резонатора 25 МГц потребляет не более 20 мВт.

Синтезаторы DDS, подобные вышеупомянутой ИС AD9834, управляются посредством быстродействующего последовательного порта SPI, при этом для генерации синусоидального сигнала требуется только тактовый сигнал. Доступные в настоящее время синтезаторы DDS способны генерировать сигнал на частотах от 1 Гц до 400 МГц (при тактовой частоте 1 ГГц). Преимущества, предоставляемые малым энергопотреблением, низкой стоимостью и малыми размерами корпусов, в сочетании с отличным качеством сигнала и возможностью цифрового управления делают синтезаторы DDS чрезвычайно привлекательными устройствами по сравнению с гораздо менее гибкими схемами на дискретных элементах.

Генерация сигналов методом прямого цифрового синтеза широко используется сегодня в различных областях электроники. Особенно часто DDS синтезаторы приходится применять в области цифровой обработки сигналов.

DDS генераторы позволяют:

- Формировать сигналы от фиксированного источника опорной частоты с большим диапазоном перестройки (от нуля до сотен МГц) при одновременно очень малым шагом перестройки (сотые доли герца).
- Генерировать квадратурные сигналы, с произвольным сдвигом фазы.
- Реализовать перестройку частоты выходных сигналов без переходных процессов с очень большой скоростью.
- Генерировать периодические сигналы произвольной формы.

Конечно, такие широкие функциональные возможности сделали привлекательными цифровые синтезаторы DDS для применения в самых различных приложениях. Одним из таких приложений является цифровая обработка сигналов.

На рис. 14 приведена схема генерации сигналов-триплет с помощью двух DDS AD9834 и нелинейного четырехполюсника. Поступающий на вход FSEL сигнал устанавливает соответствующие частоты генератора. Так при поступлении «0»  $f_{01} = 490 \text{ Гц}$ ,  $f_{02} = 710 \text{ Гц}$ , где  $f_{01}, f_{02}$  – частоты на выходе синтезаторов DDS1 и DDS2 соответственно; при поступлении «1»  $f_{11} = 490 \text{ Гц}$ ,  $f_{12} = 710 \text{ Гц}$ . С помощью нелинейного четырехполюсника формируются требуемые частотные связи в сигналах-триплетах.

На рис. 15 и 16 приведены спектрограммы сигналов-триплет, соответствующие символам «0» и «1» и выбранным частотам.

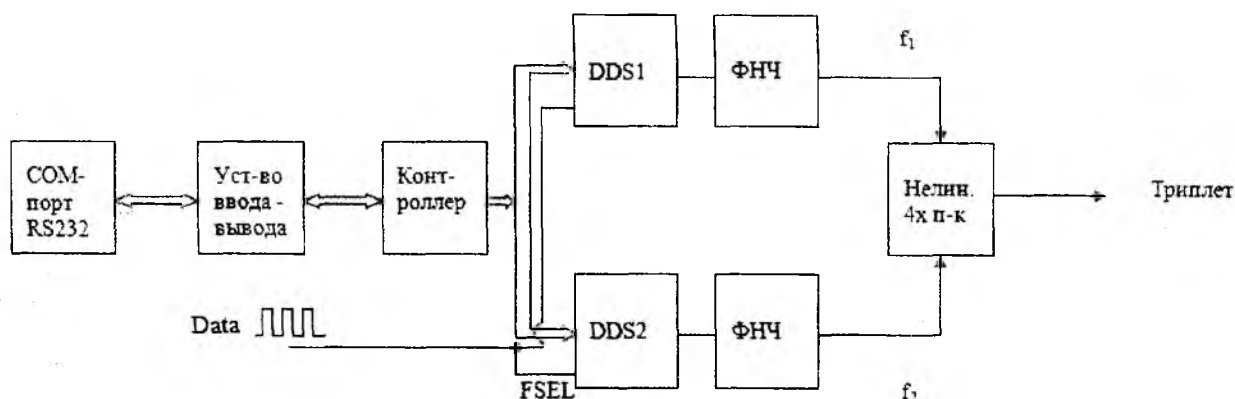


Рис. 14. Схема генерации сигналов-триплет

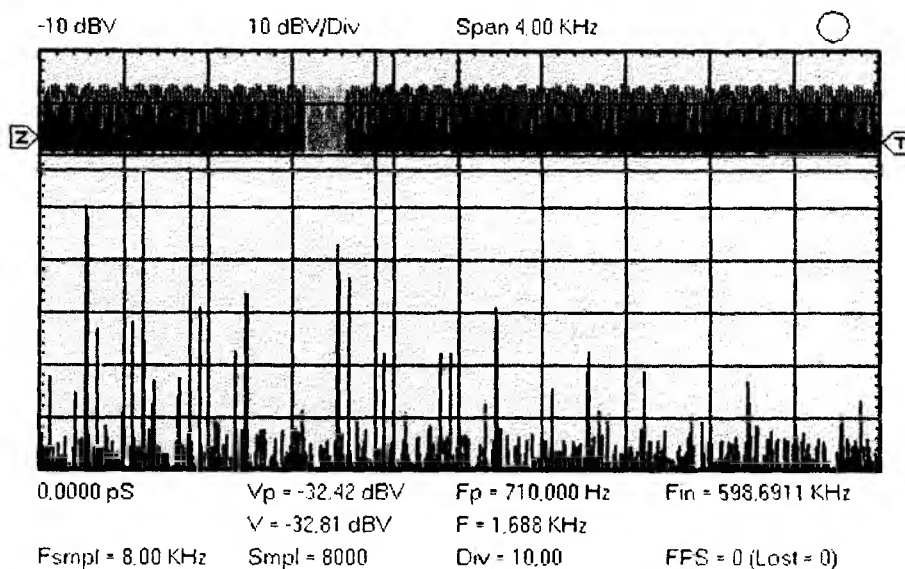


Рис. 15. Спектрограмма сигнала-триплета, соответствующего «0»

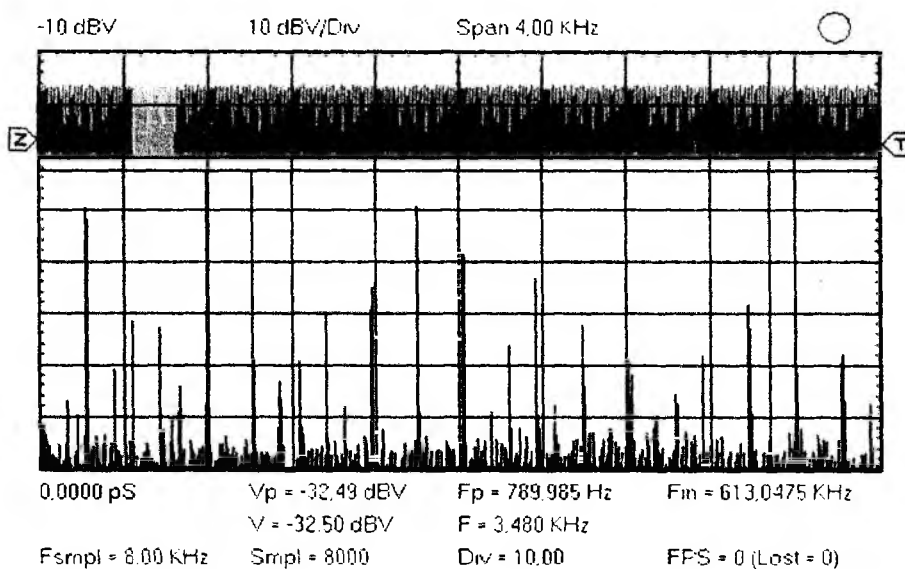


Рис. 16. Спектрограмма сигнала-триплета, соответствующего «1»

На спектрограммах (см. рис. 15, 16) показаны амплитудные спектры колебаний частот  $f_{комб} = mf_1 + nf_2$ , где  $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, M$ ,  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, N$  порядка  $p = |m| + |n|$  комбинационных составляющих, формируемых с помощью двух DDS AD9834 и нелинейного четырехплюсника (шаг на горизонтальной оси равен  $1,25 \text{ МГц}$ , по вертикальной оси  $-10 \text{ дБ}$ ). Составляющие спектра частот  $f_1$ ,  $f_2$  и  $f_{комб} = f_1 - f_2 = f_p$  превышают по амплитуде примерно на  $10 \text{ дБ}$  вклады других комбинационных составляющих многочастотного спектра  $f_{комб}$ .

### Заключение

Предложены варианты построения генераторов сигналов-триплет на основе кварцевых автогенераторов и цифровых синтезаторов для их использования в качестве модулирующих колебаний в системах цифровой беспроводной связи. Рассмотрены две принципиальные схемы генерации сигналов-триплет, основанные на кварцевых автогенераторах и цифровых синтезаторах. Выполнены экспериментальные исследования предложенных схем. Преимуществом схемы на кварцевых генераторах является возможность получения высокостабильных колебаний. К недостаткам относится малый диапазон перестройки частот, при необхо-

димости увеличения которого с помощью включения в схему построечных конденсаторов и делителя частоты в схеме ФАПЧ, увеличиваются флуктуации частоты и фазы (возрастает величина так называемого «джиттера»). Экспериментально продемонстрировано, что цифровой синтезатор обеспечивает большой диапазон перестройки частоты при отсутствии переходных процессов и возможность генерации сигналов-триплет различной формы.

**Список литературы:** 1. *Зеленский, А.А.* Биспектральный анализ в приложении к цифровой обработке сигналов / А.А. Зеленский, В.В. Лукин, А.В. Тоцкий // Цифровая обработка сигналов и изображений в радиофизических приложениях. – Москва : ФИЗМАТЛИТ, 2007. – С. 92-173. 2. *Nikias, C.L., Raghuvveer, M.R.* Bispectral estimation: A digital signal processing framework / C.L. Nikias, M.R. Raghuvveer // Proc. IEEE, Vol. 75, No. 7, 1987, P. 869-891. 3. *Тоцкий, А.В.* Способ повышения помехоустойчивости цифровой системы связи на основе биспектрально-организованной модуляции [Текст] / А.В. Тоцкий, В.В. Науменко // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2010. – №2 (43). – С. 27 – 32. 4. *Скляр, Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд. ; Пер. с англ. / Б. Скляр. – М. : Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с. 5. *Тоцкий, А.В.* Способ повышения помехоустойчивости цифровой системы связи на основе биспектрально-организованной модуляции / А.В. Тоцкий, В.В. Науменко // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2010. – №2 (43). – С. 27-32. 6. *Зеленский, А.А., Солодовник, В.Ф., Шевелев, В.А.* Многочастотные кварцевые генераторы : учеб. пособие по курсовому и дипломному проектированию. – Харьков : ХАИ, 1999. – 128 с. 7. [Электронный ресурс] – Режим доступа: [http://ru.wikipedia.org/wiki/Direct\\_Digital\\_Synthesizer](http://ru.wikipedia.org/wiki/Direct_Digital_Synthesizer). – 12.11.2011г.

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

*Поступила в редколлегию 09.02.2012*

## ЭФФЕКТИВНОСТЬ СПЕКТРАЛЬНОГО ОЦЕНИВАНИЯ МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫМИ МОДЕЛЯМИ ЛИНЕЙНОГО ПРЕДСКАЗАНИЯ

### Введение

Для решения широкого круга прикладных задач статистической радиотехники необходим синтез и анализ моделей сложных случайных процессов. Известные модели линейного предсказания описывают сложные процессы, состоящие из нескольких связанных или независимых процессов, интегрально, как процессы с многомодовым спектром. Такой подход недостаточно полно и точно описывает такие процессы. Поэтому необходимы исследования для создания новых конструктивных моделей линейного предсказания, позволяющих учитывать тонкую структуру сложных процессов.

Некоторые случайные процессы, исследуемые в статистической радиотехнике, получаются в результате последовательного линейного инерционного преобразования порождающего процесса набором формирующих фильтров (ФФ) [1]. В случае использования мультипликативных моделей линейного предсказания [2], параметры формирующих фильтров рассчитываются по классическим или обобщенным моделям линейного предсказания [3]. Мультипликативные процессы могут быть получены с помощью составного формирующего фильтра линейного предсказания, на вход которого подается гауссов либо негауссов белый шум (БШ). Такие процессы будем называть истинными мультипликативными процессами линейного предсказания, т.к. априори известен порядок использованных моделей и коэффициенты передачи звеньев цифровых формирующих фильтров. В работах [2, 3] показано, что мультипликативную модель негауссовых процессов можно описывать одним разностным уравнением, учитывающим статистики второго и высших порядков. Параметры моделей рассчитываются по корреляционным и моментным функциям путем анализа ошибок предсказания.

В статье исследуется эффективность применения мультимodelей для задачи обеления сложных случайных процессов. В качестве меры эффективности использовалось значение дисперсии ошибки на выходе обеляющего мультипликативного фильтра. Проведена оценка эффективности использования мультимodelей для обеления сложного случайного процесса при помощи классической модели авторегрессии (АР), синтезированной по методу Юла-Уолкера. Эксперименты проводились методом статистического моделирования.

### Мультипликативные процессы линейного предсказания

Некоторые гауссовы и негауссовы процессы в природе и технике получаются в результате последовательного преобразования фильтрами порождающего процесса [2]. Если для таких процессов полагать, что порождающим процессом является гауссов или негауссов БШ, а линейные фильтры имеют рациональную передаточную функцию, то их можно описать при помощи мультипликативной АР модели линейного предсказания

$$x[t] = \Phi_1^{-1}(z)\Phi_2^{-1}(z)\dots\Phi_k^{-1}(z)a[t], \quad (1)$$

где  $\Phi_i(z)$  – оператор АР,  $a[t]$  – ошибка предсказания модели АР типа БШ. Параметры этих фильтров задаются либо из требуемой формы спектра выходного процесса  $x[t]$ , либо вычисляются в результате анализа выборочных значений моделируемого реального процесса. Блок-схема формирователя мультипликативного процесса с рациональной

системной функцией  $H(z)$ , представляющего собой последовательное соединение двух формирующих АР фильтров, приведена на рис. 1.

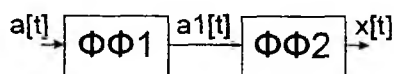


Рис. 1

Системная функция мультипликативного линейного АР фильтра (рис. 1), описываемая мультипликативной моделью  $AP_1 \times AP_2$ , равна произведению системных функций составляющих его АР фильтров:

$$H(z) = H_{AP_1}(z)H_{AP_2}(z).$$

Для авторегрессионных моделей

$$H(z) = \left(1 - \sum_{i=1}^{p_1} \Phi_1[i]z^{-i}\right)^{-1} \left(1 - \sum_{i=1}^{p_2} \Phi_2[i]z^{-i}\right)^{-1}, \quad (2)$$

где действие оператора сдвига  $z^{-k}$  определяется выражением  $z^{-k} \cdot x[t] = x[t-k]$ . Исходя из блок-схемы формирователя мультипликативного процесса (рис. 1) с учетом (2) разностное уравнение модели  $AP_1 \times AP_2$  можно представить в виде

$$a[t] = x[t] - \sum_{i=1}^{p_2} \Phi_2[i]x[t-i] - \sum_{n=1}^{p_1} \Phi_1[n]a_1[t-n]. \quad (3)$$

Коэффициенты АР уравнения (3) можно рассчитать несколькими способами [4]. В данной работе коэффициенты АР получены в два этапа. На первом этапе для выбранного порядка модели  $AP_2$  процесса  $x[t]$  с помощью уравнения Юла – Уолкера рассчитывают коэффициенты  $\Phi_2[i]$ . Затем находят остаток предсказания  $a_1[t]$ , пропуская процесс  $x[t]$  через обеляющий фильтр на основе модели  $AP_2$ . На втором этапе для процесса  $a_1[t]$  с помощью уравнения Юла – Уолкера рассчитывают коэффициенты  $\Phi_1[i]$  для модели  $AP_1$ . Порядки моделей  $AP_1$  и  $AP_2$  определяют по минимуму дисперсии ошибки предсказания  $a[t]$ . Решение уравнений Юла-Уолкера в матричном виде имеет вид

$$\bar{\Phi} = R^{-1}\bar{R},$$

где

$$\bar{R} = \begin{bmatrix} R[1] \\ R[2] \\ \vdots \\ R[p] \end{bmatrix}, \quad R = \begin{bmatrix} R[0] & R[1] & \dots & R[p-1] \\ R[1] & R[0] & \dots & R[p-2] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R[p-2] & R[p-3] & \dots & R[1] \\ R[p-1] & R[p-2] & \dots & R[0] \end{bmatrix}, \quad \bar{\Phi} = \begin{bmatrix} \Phi[1] \\ \Phi[2] \\ \vdots \\ \Phi[p] \end{bmatrix}.$$

Корреляционная матрица и вектор  $\bar{R}$  составлены из значений функций корреляций, полученных для процессов  $x[t]$  и  $a_1[t]$  соответственно.

Чтобы получить выражения для расчета параметрических спектров мультипликативных процессов, необходимо сделать замену в (1)  $z \rightarrow e^{j2\pi fT}$ . Тогда выражение для оценки спектральной плотности мощности (СПМ) случайного процесса на выходе мультипликативной модели записывается в виде

$$P(f) = \left|H_{AP_1}(f)\right|^2 \left|H_{AP_2}(f)\right|^2 \cdot D_a, \quad (4)$$

где  $D_a$  – дисперсия порождающего БШ  $a[t]$ . Из (4) с учетом (2) получим формулу для спектральной оценки модели  $AP_1 \times AP_2$

$$P(f) = \frac{D_a}{\left| 1 - \sum_{i=1}^{p_1} \Phi_1[i] e^{-j2\pi f iT} \right|^2 \left| 1 - \sum_{n=1}^{p_2} \Phi_2[n] e^{-j2\pi f nT} \right|^2}$$

Оценку спектральной плотности мощности мультипликативного случайного процесса можно получить и при использовании классической модели АР. Однако, как будет показано в данной работе, в некоторых случаях более эффективным является применение мультипликативной модели АР, учитывающей составляющие ее модели  $AP_1$  и  $AP_2$ . Такими случаями можно считать спектральные оценки случайных процессов, имеющих многомодовый спектр, а также спектральные оценки случайных процессов, не являющихся истинными мультипликативными процессами линейного предсказания.

### Статистическое моделирование

Точность спектрального оценивания по мультипликативной модели можно оценить по минимальной мощности ошибки предсказания. Ошибку предсказания мультипликативной модели  $a[t]$  получают на выходе обеляющего мультипликативного фильтра. Целью проведенных экспериментов являлось доказательство того, что для некоторых мультипликативных процессов мультипликативная модель АР более эффективна, чем классическая модель. Для этого сравнивались мощности ошибки предсказания процессов, не являющихся истинными процессами линейного предсказания, на выходе мультипликативного и классического АР обеляющих фильтров. Параметры АР моделей вычислялись по уравнениям Юла – Уолкера.

Мультипликативный процесс был получен пропуском порождающего случайного процесса типа гауссова БШ последовательно через два линейных формирующих фильтра. Первый фильтр ФФ1 на рис. 1 имел дискретную импульсную характеристику [5]

$$c[k] = \frac{\sigma\sqrt{2g}}{4\pi} e^{-2g^2 k^2}, \quad g \leq 1/2.$$

Отсчёты случайного процесса на выходе такого фильтра рассчитываются по формуле свертки

$$a_1[n] = \sum_{k=-v}^v c[k] a[n-k].$$

Первый формирующий фильтр позволяет получать случайные процессы  $a_1[t]$  с гауссовой формой корреляционной функции. Эти процессы имеют спектры, сосредоточенные в области низких частот с пиком на нулевой частоте, экспоненциально спадающие с ростом частоты. На рис. 2 показаны оценки корреляционных функций процессов  $a_1[t]$ , полученные на выходе ФФ1 для параметров:  $g_1=0,3$ ,  $v_1=25$  (кривая 1) и  $g_2=0,5$ ,  $v_2=40$  (кривая 2). Хотя полученные процессы  $a_1[t]$  не являются истинными процессами АР, их можно моделировать моделями АР.

Второй формирующий фильтр ФФ2 на рис. 1 представлял собой авторегрессионный фильтр четвертого порядка, коэффициенты которого рассчитывались по заданным частотам и ширинам полос спектральных пиков согласно методике, изложенной в [4]. При моделировании задавались центральные частоты пиков 15 и 25, а ширины полос спектральных пиков составляли 1 и 2 соответственно, при частоте дискретизации 100. Порождающим процессом для ФФ2 являлся  $a_1[t]$ . Параметрические АР спектральные оценки двух сформированных процессов  $x[t]$  показаны на рис. 3.

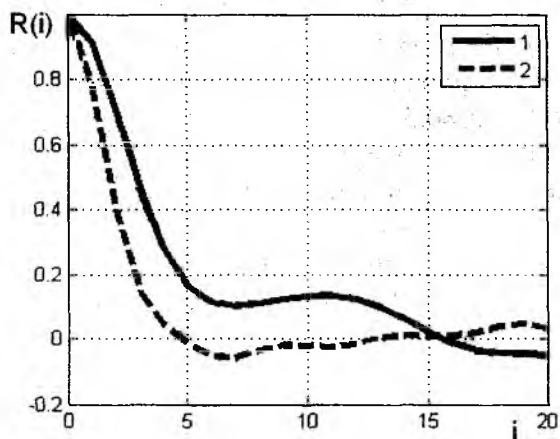


Рис. 2. Корреляционные функции процессов на выходе формирующих фильтров ФФ1

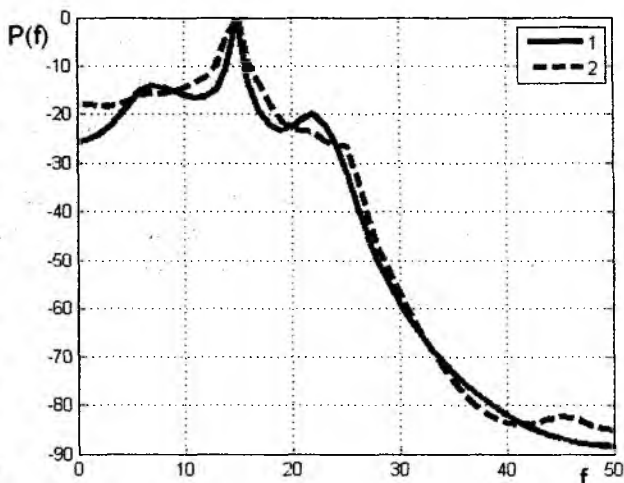


Рис. 3. Параметрические оценки СПМ, полученные при помощи модели АР 6-го порядка

Мультипликативные процессы, полученные описанным выше способом, не являются истинными процессами АР. Точность оценки параметров АР таких процессов ниже, чем для истинных процессов АР. Поэтому представляет практический интерес сравнение эффективностей их описания мультипликативными и классическими моделями АР. Коэффициенты усиления обесцараживающего АР фильтра определяются параметрами модели АР. Поэтому дисперсии ошибки предсказания обесцараживающего АР фильтра могут использоваться для оценки эффективности применения для спектрального оценивания мультимodelей АР. Дисперсии ошибки предсказания позволяют также судить об эффективности обесцараживания коррелированных помех.

Для нахождения ошибок предсказания полученный мультипликативный процесс пропускался через классический АР и мультипликативный обесцараживающий фильтры. Мультипликативный обесцараживающий фильтр состоял из двух включённых последовательно обесцараживающих авторегрессионных фильтров АР<sub>2</sub> и АР<sub>1</sub>. Порядок АР<sub>2</sub> фильтра был фиксированным  $p_2 = 4$ , а порядок АР<sub>1</sub> изменялся. Для получения достоверных значений дисперсии ошибки предсказания  $D_a$  использовались выборки по 1000 отсчётов. Результаты вычислений оценок  $D_a$  усреднялись по 50 выборкам.

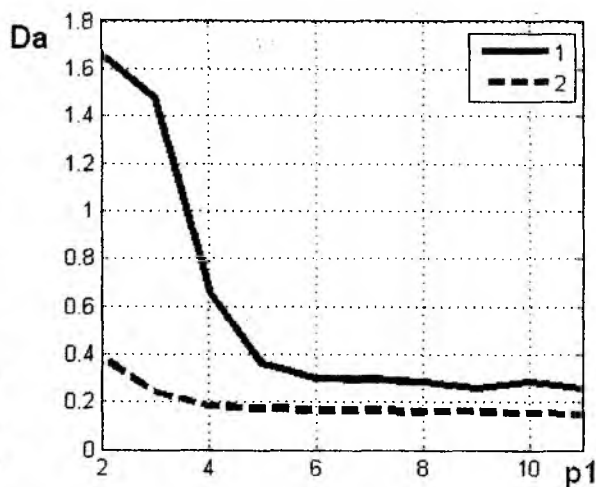
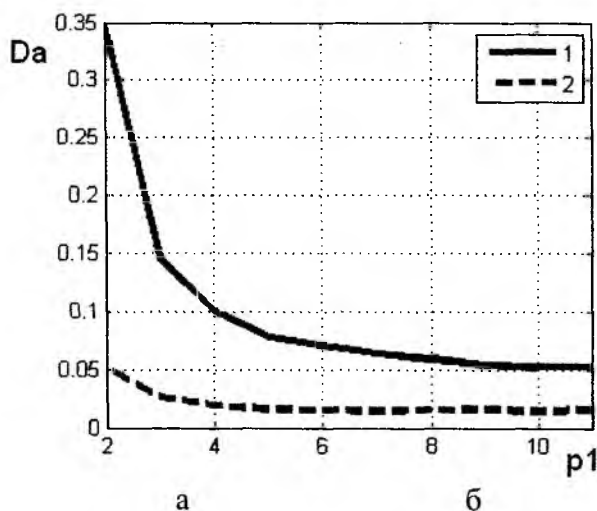


Рис. 4. Дисперсия ошибки предсказания на выходе мультипликативных и классических моделей АР: а – для мультипликативного процесса, сформированного при параметрах ФФ1  $g_1=0,3, v_1=25$ ; б – для мультипликативного процесса, сформированного при параметрах ФФ1  $g_2=0,5, v_2=40$

На рис. 4 представлены зависимости дисперсии ошибки  $D_a$  от порядка  $p_1$  фильтра  $AP_1$  при фиксированном порядке обеляющего фильтра  $AP_2$   $p_2 = 4$ . Данные на рис. 4 получены для двух мультипликативных процессов, при формировании которых использовались различные параметры формирующего фильтра ФФ1:  $g_1=0,3$ ,  $v_1=25$  (рис. 4а) и  $g_2=0,5$ ,  $v_2=40$  (рис. 4, б). Из графиков на рис. 4 следует, что применение мультипликативной модели дает заметное преимущество при всех порядках модели  $AP_1$ . Полученные результаты показывают, что с ростом порядка классической модели  $AP$  (кривые 1) нельзя добиться снижения дисперсии обеляющего фильтра до уровня мультипликативного обеляющего фильтра. Применение мультипликативных моделей  $AP$  для синтеза обеляющих фильтров снижает дисперсию выходного процесса (кривые 2).

### **Выводы**

Исследования, проведенные в данной работе, показывают, что в случае, когда анализируемые случайные процессы не являются истинными процессами  $AP$ , ошибка предсказания на выходе классической модели  $AP$  может быть слабо коррелирована. Применение последовательно включенных обеляющих фильтров на основе мультипликативной модели  $AP$ , параметры которой рассчитываются методом Юла-Уолкера, снижает дисперсию выходного процесса. Таким образом, для повышения качества спектрального оценивания имеет смысл применять мультипликативную модель  $AP$ , которая обеспечивает значительно меньшую дисперсию ошибки предсказания. В серии экспериментов доказано, что мультипликативные модели больше подходят для описания сложных мультипликативных случайных процессов, чем классические модели линейного предсказания.

**Список литературы:** 1. Гольденберг, Л.М., Матюшкин, М.Н., Поляк, М.Н. Цифровая обработка сигналов : справочник. – М. : Радио и связь, 1985. – 312 с. 2. Тихонов, В.А., Кудрявцева, Н.В. Синтез и анализ мультипликативных процессов линейного предсказания // Радиотехника. 2010, №162. С. 140-143. 3. Тихонов, В. А., Кудрявцева, Н. В. Присоединенные комбинированные модели линейного предсказания – обобщенного линейного предсказания негауссовых процессов // Радиотехника. – 2008. – №154. – С. 152-155. 4. Тихонов, В.А., Русановский, Д.Е., Тихонов, Д.В. Генерирование узкополосных имитационных случайных процессов // Радиотехника и информатика. – 1999. – №4. – С. 83–85. 5. Быков, В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. – М. : Сов. радио, 1971. – 328 с.

*Харьковский национальный  
университет радиотехники*

*Поступила в редакцию 05.02.2012*

*В.М. КАРТАШОВ, д-р техн. наук, И.В. КОРЫТЦЕВ, канд. техн. наук,  
Г.И. СИДОРОВ, канд. техн. наук, А.П. ШАМРАЙ*

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКОЙ ОБСТАНОВКИ ДЛЯ МУЛЬТИМЕДИЙНОГО СТРЕЛКОВОГО КОМПЛЕКСА

### Введение

Универсальный мультимедийный стрелковый комплекс (УМСК) обеспечивает формирование навыков стрельбы из огнестрельного оружия, а также из макетов оружия с лазерными вставками.

Стрелок производит выстрел из огнестрельного или пневматического оружия по экрану, на который проецируется изображение видеомишеней, либо видеосюжеты, хранящиеся в памяти компьютера. В тканевом или пленочном экране образуется пробоина. Координаты пробоины оцениваются видеоизмерителем. Положение пробоины сопоставляется с положением мишени или видеосюжета и оценивается результат стрельбы [1] (рис. 1).

При стрельбе из макета оружия с лазерным излучателем "пробоиной" является кратковременное пятно, образуемое лазерным лучом на экране.

Важными параметрами мультимедийного стрелкового комплекса являются:

- точность определения координат пробоины;
- промежуток между выстрелами;
- количество одновременно обрабатываемых целей.

Назначение и возможности УМСК определяются в значительной степени содержанием проецируемых на экран видеосюжетов или видом используемых мишеней. При этом могут использоваться различные типы мишеней – обычная, с концентрическими кругами, грудная мишень человека и др. Перемещаться мишени могут по различным траекториям, например дискретно из одной точки экрана в другую, либо плавно в пределах экрана по траектории определенного вида: по прямой, параболе, по отрезкам прямых, сопряженных с виражами.

Содержание проецируемого на экран изображения далее будем называть динамической обстановкой. Предметом данной статьи является рассмотрение вопросов моделирования динамической обстановки универсального мультимедийного стрелкового комплекса, проецируемой на экран УМСК.

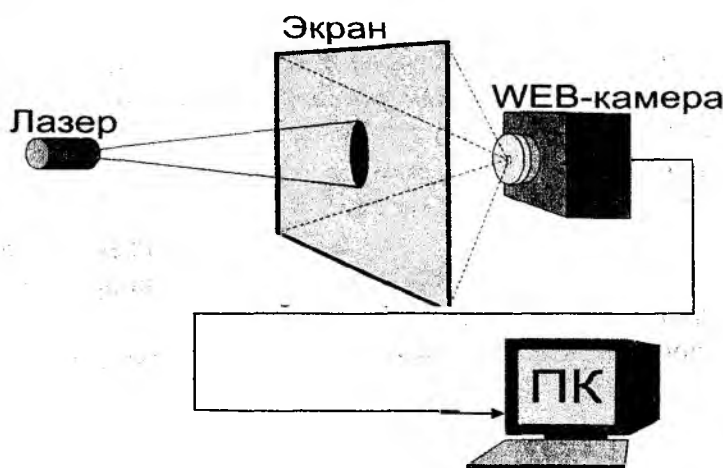


Рис. 1. Упрощенная структура системы обработки сигналов мультимедийного стрелкового комплекса

Задача моделирования динамической обстановки распадается на моделирование последовательности моментов времени и координат точек появления мишеней, моделирование типа и скорости перемещения цели, моделирование траектории перемещения мишени в зоне экрана УМСК.

### Моделирование последовательности моментов времени и координат точек появления мишеней

Моменты времени появления мишеней в зоне экрана УМСК образуют случайный поток событий. В установившемся режиме работы УМСК на достаточно продолжительном интервале времени этот поток можно представить в виде потока однородных событий, обозначаемых  $t_{01}, t_{02}, \dots, t_{0k}$ .

Последовательность  $\{t_{0k}\}$  можно представить в следующем виде

$$\begin{aligned} t_{01} &= \tau_1, \\ t_{02} &= \tau_1 + \tau_2, \\ t_{03} &= \tau_1 + \tau_2 + \tau_3, \\ t_{0k} &= \tau_1 + \tau_2 + \dots + \tau_i + \dots + \tau_k. \end{aligned} \quad (1)$$

где  $\tau_i$  – случайная величина, определяющая длину временного интервала между последовательными моментами  $t_{0i}$ .

Для определения этой последовательности должен быть задан закон распределения  $\tau_i$ . В частности, можно предположить, что поток мишеней, появляющихся в зоне экрана УМСК, описывается экспоненциальным законом [2]

$$\omega(\tau) = \Lambda \exp(-\Lambda\tau), \tau > 0, \quad (2)$$

где  $\Lambda$  – параметр потока, равный математическому ожиданию числа целей, появляющихся в зоне экрана УМСК в единицу времени.

Случайные числа  $\{\tau_i\}$  с плотностью распределения  $\omega(\tau)$  могут быть получены с помощью компьютера путем преобразования последовательности псевдослучайных чисел  $\{\xi_i\}$ , равномерно распределенных в интервале (0, 1).

В случае потока, описываемого выражением (2), между случайными числами  $\xi_i$  и  $\tau_i$  существует следующая аналитическая зависимость

$$\tau_i = -(\ln(1 - \xi_i))/\Lambda, \quad (3)$$

которая позволяет решить поставленную задачу [3].

Таким образом, моделирование моментов появления мишеней в зоне экрана УМСК сводится к выполнению следующих операций: выборки последовательности случайных чисел, равномерно распределенных в интервале (0, 1); вычисления значений  $\tau_i$  по формуле (3); определения моментов появления  $t_{0i}$  по формуле (1).

Кроме моментов времени появления мишеней, необходимо также моделировать координаты точки появления каждой цели в зоне экрана УМСК. Появление и перемещение целей на экране УМСК имеет случайный характер. Прямоугольные координаты целей получаются при помощи псевдослучайных чисел  $\xi_i$ .

Прямоугольные координаты точки появления  $i$ -й цели определяются с помощью формул

$$\begin{cases} x_{0i} = a \xi_i \\ y_{0i} = b \xi_i \end{cases}, \quad (4)$$

где  $a$  и  $b$  – длина и ширина экрана УМСК соответственно.

Данные о моменте времени  $t_{0i}$  и координатах точки появления  $x_{0i}, y_{0i}$  характеризуют начальную опорную точку траектории перемещения  $i$ -й мишени и используются в дальнейшем при расчете координат точек нахождения мишени в зоне экрана.

## Моделирование типа и скорости перемещения цели

При создании модели динамической обстановки необходимо исходить из того, что в зоне экрана могут появляться мишени различных типов и различных скоростей перемещения. Учет разнотипности целей может быть произведен следующим образом:

Составляется таблица, в которой для всех предполагаемых типов мишеней записываются скорости движения:

Тип мишени	Скорость				
1	$V_1$	$V_2$	$V_3$	...	$V_m$
2					
...					
k					

Эта таблица хранится в ЗУ компьютера. Далее считается, что появление в зоне экрана мишени того или иного типа носит вероятностный характер, поэтому исходя из анализа предполагаемой динамической обстановки заранее устанавливаются вероятности появления указанных в таблице типов мишеней. Обозначим эти вероятности  $p_1, p_2, \dots, p_k$  и предположим, что выполняется условие нормировки

$$\sum_{i=1}^k p_i = 1. \quad (5)$$

Тогда процедура моделирования типа мишени состоит в сравнении случайного числа  $\xi_l$ , распределенного по равномерному закону в интервале  $(0, 1)$ , с величинами  $P_{l-1}$  и  $P_l$ , определяемыми по формулам

$$P_{l-1} = \sum_{i=1}^{l-1} p_i, \quad P_l = \sum_{i=1}^l p_i, \quad (l = \overline{1, k}).$$

Выбирается тот тип мишени  $l$ , для которого выполняется условие [4]

$$P_{l-1} \leq \xi_l < P_l.$$

После того как выбран тип мишени, выбирается скорость ее перемещения. Согласно таблице изначально может быть задано  $k$  типов мишеней. Каждому типу мишени может быть присвоено любое из заданных значений скорости перемещения, в том числе с помощью алгоритма случайного выбора, использованного при выборе типа мишени.

Таким образом, в процессе моделирования типа и скорости движения мишени получается модуль вектора скорости движения мишени. Эти данные также используются при формировании новых точек траектории перемещения мишени.

## Моделирование траектории перемещения мишени в зоне экрана УМСК

При моделировании траектории движения мишени в зоне экрана УМСК могут быть приняты следующие исходные предпосылки (рис. 2):

1. Начальной точкой траектории в зоне экрана является точка появления мишени, координаты которой имеют случайный характер.

2. Вся траектория движения мишени в зоне экрана УМСК состоит из участков прямолинейного движения и участков виража.

Уточним некоторые из перечисленных предпосылок для детализации и упрощения задачи. Изложенные выше общие соображения и предпосылки относятся к построению модели траектории перемещения мишени, появляющейся в зоне экрана УМСК. Вся площадь экрана разбита на четыре зоны, условно обозначенные цифрами 1, 2, 3, 4.

Наметим теперь формульную схему расчета параметров траектории движения мишеней в зоне экрана УМСК. Очевидно, траектория будет задана, если будут известны:

- координаты начальной точки траектории A ( $x_0, y_0$ ),
- скорость  $V_n$  движения на прямолинейном участке и угол  $\alpha_0$ ,
- координаты конечной точки траектории D ( $x_2, y_2$ ),
- скорость движения на участке виража  $V_m$ ,
- радиус виража  $R_m$ ,
- координаты центра окружности виража C ( $x_m, y_m$ ),
- координаты точки сопряжения прямолинейного и криволинейного участков траектории B ( $x_1, y_1$ ),
- глубина виража  $\varphi_m$ .

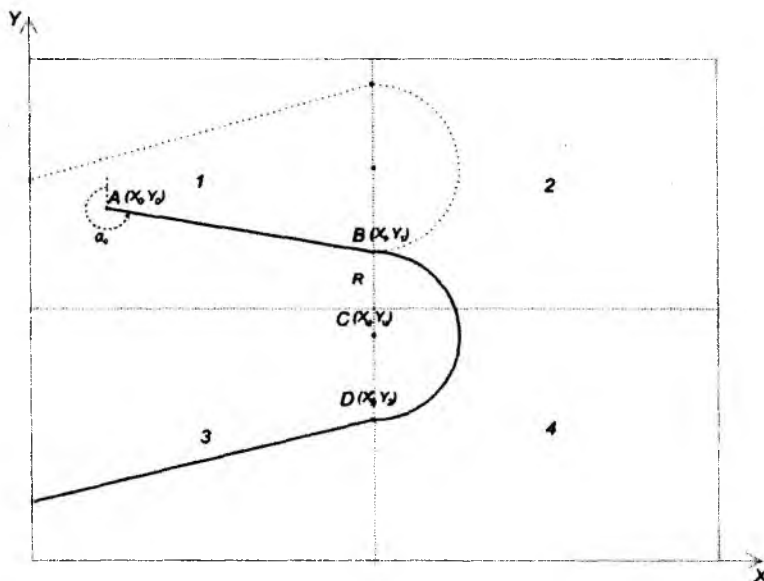


Рис. 2. Моделирование траекторий в зоне экрана УМСК

Такие параметры, как координаты начальной и конечной точек траектории, скорость на прямолинейном участке и на участке виража, радиус виража должны быть заданы в исходных данных. Координаты точки сопряжения прямолинейного и криволинейного участков траектории определяются по достижении траектории границ области. Расчет остальных параметров производится в следующей последовательности.

1. Определение координаты центра окружности виража:

$$\begin{aligned} x_m &= x_2 + R_m, \text{ (если вираж левый),} \\ x_m &= x_2 - R_m, \text{ (если вираж правый).} \end{aligned}$$

2. Глубина виража  $\varphi_m$  находится по одной из следующих формул:

а) если маневр правый,

$$\varphi_m = \pi - \operatorname{arctg} \frac{x_1 - x_m}{y_1 - y_m} \quad \text{при } x_1 \leq x_m, \quad y_1 > y_m.$$

$$\varphi_m = \frac{\pi}{2} + \operatorname{arctg} \frac{y_1 - y_m}{x_1 - x_m} \quad \text{при } x_1 > x_m, \quad y_1 \leq y_m.$$

$$\varphi_m = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \frac{y_m - y_1}{x_1 - x_m} \quad \text{при } x_1 > x_m, \quad y_1 \geq y_m.$$

б) если маневр левый,

$$\varphi_m = \pi - \operatorname{arctg} \frac{x_m - x_1}{y_m - y_1} \quad \text{при } x_1 \leq x_m, \quad y_1 < y_m.$$

$$\varphi_{\alpha} = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \frac{y_{\alpha} - y_1}{x_1 - x_{\alpha}} \quad \text{при } x_1 > x_{\alpha}, \quad y_1 \leq y_{\alpha},$$

$$\varphi_{\alpha} = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \frac{y_1 - y_{\alpha}}{x_1 - x_{\alpha}} \quad \text{при } x_1 > x_{\alpha}, \quad y_1 \geq y_{\alpha}.$$

3. Угол  $\alpha_0$ , определяющий направление движения мишени на линейном участке траектории, определяется из соотношений (для правого выража):

$$\alpha_0 = \frac{\pi}{2} + \operatorname{arctg} \frac{y_0 - y_1}{x_0 - x_1}, \quad \text{при } x_0 > x_1, \quad y_0 > y_1,$$

$$\alpha_0 = \pi \quad \text{при } x_0 = x_1, \quad y_0 > y_1,$$

$$\alpha_0 = \pi + \operatorname{arctg} \frac{x_1 - x_0}{y_0 - y_1}, \quad \text{при } x_1 > x_0, \quad y_0 > y_1,$$

$$\alpha_0 = \frac{3\pi}{2} \quad \text{при } y_0 = y_1, \quad x_1 > x_0,$$

$$\alpha_0 = \frac{3\pi}{2} + \operatorname{arctg} \frac{y_1 - y_0}{x_1 - x_0}, \quad \text{при } x_1 > x_0, \quad y_1 > y_0.$$

Аналогичные выражения для случая левого выража могут быть получены непосредственно из рис. 2.

После вычислений в ЗУ компьютера записываются отдельно параметры линейного участка траектории ( $x_0, y_0, V_{\pi}, \alpha_0, N_{\pi}$ ) и участка выража ( $x_1, y_1, V_{\pi}, \varphi_{\alpha}, N_{\alpha}$ ).

Таким образом, в рассматриваемом случае процесс моделирования траектории в зоне экрана УМСК состоит в следующем. Сначала моделируется момент появления мишени в зоне экрана как очередное событие случайного потока однородных событий. Затем при фиксированном моменте  $t_{\pi}$  моделируются плоскостные координаты начальной точки траектории ( $x_0, y_0$ ) и скорость  $V_{\pi}$  движения мишени. Далее траектория мишени строится в виде сопряженных участков: прямолинейного и кругового.

### Заключение

В статье разработана математическая модель формирования динамической обстановки для мультимедийного стрелкового тренажера, предназначенного для выполнения развлекательных функций или для тренировки сотрудников специальных подразделений. Алгоритм моделирования включает:

- моделирование последовательности моментов времени и координат точек появления мишеней;
- определение одного из совокупности заданных типов мишеней;
- выбор скорости перемещения мишени в пределах экрана;
- определение вида траектории: прямолинейный участок, прямолинейный участок и выраж, прямолинейный участок и два выража и параметров выбранной траектории.

Разработанные в статье математические модели позволяют формировать динамическую обстановку на экране УМСК в соответствии с предъявляемыми к комплексу требованиями.

**Список литературы:** 1. *Способ* визначення координат точки влучення кулі у відеомішень при навчанні стрільби та пристрій для його здійснення : Патент на винахід №95007. Україна. МПК F41G3/26 / О.В. Зубков, І.В. Коритцев, Г.І. Сидоров, Я.Г. Сидоров – №а2009 12569; Заяв. 04.04.2009; Опубл. 25.06.2011, Бюл. №12. – 3 с. 2. *Ситнік, О.В., Карташов, В.М.* Радіотехнічні системи. – Х. : СМІТ, 2009. – 448 с. 3. *Коростелев, Л.А.* Пространственно временная теория радиосистем. – М. : Радио и связь, 1987. – 319 с. 4. *Поляк, Ю.Г.* Вероятностное моделирование на электронных вычислительных машинах. – М. : Сов. радио, 1971. – 400 с.

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.01.2012

## МЕХАНИЗМ ГЕНЕРАЦИИ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ В СОВРЕМЕННЫХ AD HOC СЕТЯХ

### Введение

Одними из показателей, обеспечивающих успех современных военных операций, являются живучесть, надежность и безопасность систем связи и информатизации современных вооруженных сил. По результатам последних исследований, таким требованиям отвечают беспроводные самоорганизующиеся сети [7]. Беспроводные самоорганизующиеся сети (другие названия: беспроводные ad hoc сети, беспроводные динамические сети) – децентрализованные беспроводные сети, не имеющие постоянной структуры [7].

Возросшие требования к безопасности информации в современных информационно-телекоммуникационных системах и невозможность дальнейшего развития военных систем связи без внедрения технологий построения беспроводных самоорганизующихся сетей вызвали противоречие. Для его разрешения применяется ряд подходов [7, 8], основанных на использовании механизмов криптографической защиты информации, в частности механизмов генерации псевдослучайных последовательностей (ПСП). Недостатком существующих подходов является отсутствие таковых к применению криптографических механизмов для генерации теоретически стойких ПСП в ad hoc сетях.

Благодаря большому доверию к криптопреобразованиям с теоретически доказуемой стойкостью основное внимание современных исследований устремлено на разработку криптографических методов на основе преобразований в группе точек эллиптической кривой (ЭК). Ярким примером являются алгоритмы генерации ПСП на ЭК. Однако существующие алгоритмы построения генераторов ПСП на ЭК [1 – 4] отличаются высокой вычислительной сложностью, что существенно ограничивает их применение.

Цель данной работы – разработка нового метода генерации ПСП на основе арифметики ЭК, что позволит увеличить количество внутренних состояний генератора за счет использования множества изоморфизмов базовой ЭК и, как следствие, сложность восстановления закона формирования ПСП. Это, в свою очередь, позволит уменьшить характеристику поля Галуа и снизить вычислительные затраты при генерации ПСП без снижения криптографической стойкости генератора ПСП.

### Основные результаты работы

Пусть гладкая ЭК над простым полем Галуа характеристики  $p \neq 2, 3$  [5],  $E[F_p]$  задана уравнением в канонической форме:

$$EC: y^2 = x^3 + a_4x + a_6 \pmod{p}, \text{ где } a_4, a_6 \in F_p. \quad (1)$$

Точки кривой представлены двумя координатами  $\{X, Y\} \in F_p$ , удовлетворяющими уравнению (1),  $P_i = (X_{P_i}, Y_{P_i}) \in E_p$ , где  $E_p$  – абелева группа точек ЭК. Базовой операцией является скалярное произведение точки<sup>1</sup>.

Для ЭК в форме (1) существует изоморфная трансформация  $\varphi: \{u, r, s, t\}$  [6]:

$$\varphi(u, r, s, t) = \begin{cases} X = u^2 X' + r, \\ Y = u^3 Y' + su^2 X' + t, \end{cases} \quad (2)$$

<sup>1</sup> Скалярное произведение точки кривой является сложением точки  $P$  с собой  $k$  раз,  $kP = \underbrace{P + P + \dots + P}_{k \text{ раз}} \pmod{p}$ , где  $k < \#P$ ,  $\#P$  – порядок точки  $P$ .

где переменные  $u, r, s, t \in F_p, u \neq 0$  пробегает все значения:  $0..p-1$ .

Используя для базовой кривой  $EC$  фиксированный изоморфизм  $\varphi(u, r, s, t)$ , получим изоморфную кривую  $EC'$ . В таком случае, можем любую точку кривой  $EC$  однозначно трансформировать в точку изоморфной кривой  $EC'$ . Наличие изоморфной кривой дает возможность получить эквивалентную группу точек кривых, которая не является автоморфизмом базовой группы. Это означает, что последовательности точек изоморфных групп эквивалентны, но отличаются друг от друга. Представим изоморфные трансформации группы точек базовой кривой в виде матрицы:

Точки $EC$ изоморфной трансформации	$Q_1$	$Q_2$	$Q_3$	...	$Q_n$
$\varphi_1$	$P^1_1$	$P^2_1$	$P^3_1$	...	$P^n_1$
$\varphi_2$	$P^1_2$	$P^2_2$	$P^3_2$	...	$P^n_2$
...	...	...	...	...	...
$\varphi_{Nec}$	$P^1_{Nec}$	$P^2_{Nec}$	$P^3_{Nec}$	...	$P^n_{Nec}$

Следовательно, количество различных последовательностей точек будет расти пропорционально числу трансформаций ЭК  $N_{EC}$ , что даст положительный эффект при построении генераторов ПСП. В существующих методах [2, 3, 6] для генерации ПСП используются точки из одной группы, соответствующей  $\varphi_i$  из таблицы, кроме метода [1, 4], в котором предлагается использовать две изоморфные кривые для построения однонаправленной функции. Как показали оценки мощности множества трансформаций ЭК, для канонической формы она растет пропорционально характеристике  $p$  поля Галуа, а для трансформации в нормальную форму рост происходит пропорционально  $p^4$ . Это свойство ЭК планируется использовать для увеличения числа внутренних состояний генератора ПСП на ЭК, что позволит увеличить нижнюю границу числа выходов генераторов этого класса.

### Существующие методы генерации ПСП на основе механизма DRBG

В источниках [1 – 4, 6] представлен ряд подходов к построению генераторов ПСП на основе сложения точек кривой, скалярного произведения, использования однонаправленных функций на двух ЭК [1, 4]. Однако принятым в качестве стандарта является генератор Dual\_EC\_DRBG [6]. В нем задача восстановления закона формирования ПСП сводится к решению задачи дискретного логарифмирования в группе точек ЭК. Структура генератора RBG представлена следующей моделью (рис.1).

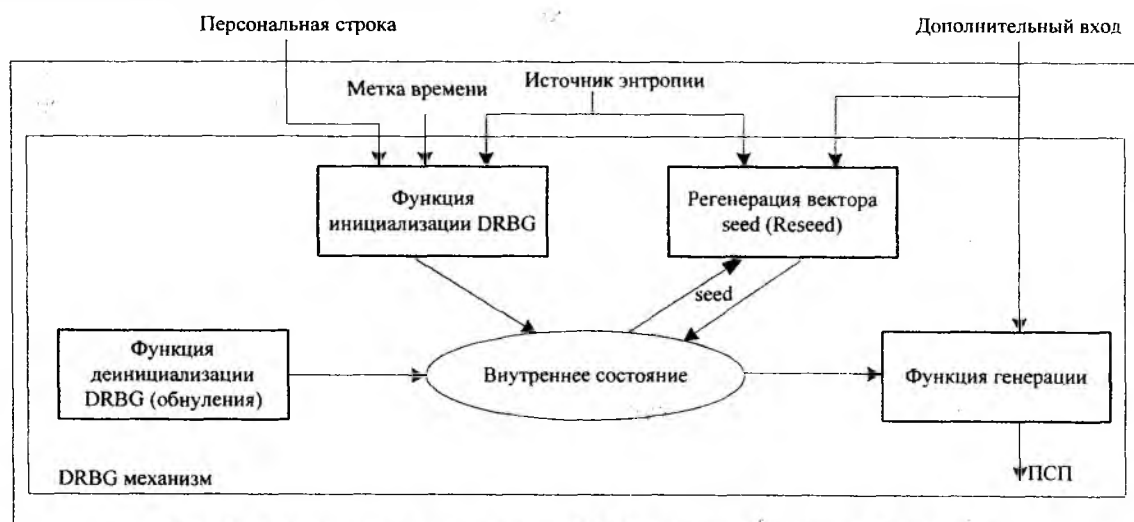


Рис. 1. Функциональная модель RBG – генератора случайных бит

Одним из значимых компонентов такого механизма является источник энтропии, определяемый реализацией DRBG. Функция преобразования метки seed (Reseed) обеспечивает секретность выхода DRBG, если seed или внутреннее состояние стало известным.

Энтропия источника влияет на количество внутренних состояний (рис.2), следовательно, и на нижнюю границу множества выходных состояний DRBG. Увеличение числа внутренних состояний позволит увеличить сложность восстановления закона формирования ПСП злоумышленником. Рассмотрим функциональную модель генератора Dual\_EC\_DRBG [6].

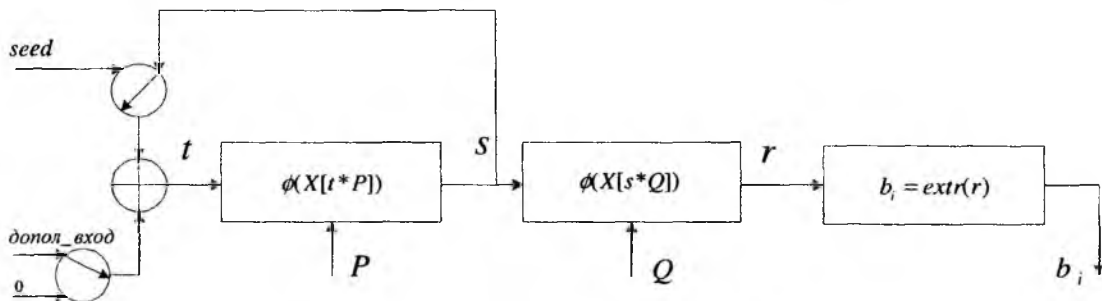


Рис. 2. Модель генератора Dual\_EC\_DRBG

Внутреннее состояние генератора определяется параметрами:  $(s, seedlen, p, a, b, n, P, Q, security\_strength, prediction\_resistance\_flag, reseed\_counter)$  [6], где  $P, Q$  – базовые точки кривой порядка  $n$ ,  $s$  – секретный скаляр.

Функция генерации представлена выражением

$$r_i = \phi(X[\phi(X[t_{i-1} * P]) * Q]), \quad (3)$$

где  $s$  – секретное число;  $t_0 = seed = hash(s)$ ;  $r_i$  – выход генератора.

Число выходов генератора Dual\_EC\_DRBG равно числу координат точек циклической группы точки  $Q$ , т.е. ограничено сверху порядком базовой точки,  $n = \#Q$ .

Нижняя граница числа выходов Dual\_EC\_DRBG определяется количеством внутренних состояний. Для обеспечения требуемой стойкости эта граница должна быть не ниже  $n$ . Учитывая, что внутренние состояния генератора определяет значение  $X[t * P]$ , число различных состояний не более  $n/2$ . Таким образом, возникает ситуация, когда период ПСП будет равен числу различных  $X[t * P]$ , следовательно и числу различных  $\phi(X[t * P])$ .

Рассмотрим одну из возможностей, позволяющих увеличить число внутренних состояний генератора Dual\_EC\_DRBG.

### Метод генерации ПСП на основе изоморфных трансформаций точек ЭК

Пусть задана базовая ЭК в канонической форме,  $EC$ . Изоморфные трансформации этой кривой заданы выражением (2). Для описания алгоритма генерации генератора (рис. 3) зафиксируем следующие структурные элементы:

1. Базовая эллиптическая кривая  $EC$ .
2. Базовые точки кривой –  $P$  и  $Q$ .
3. Операция получения изоморфной базовой точки  $P_i = \phi_i(P)$ .
4. Операция получения текущей точки кривой:  $f(P_{i-1}, P_i) = P' = t_i * P_i$ .
5. Операция извлечения битов из координаты  $X$  текущей точки кривой:  $r_i = \phi(X[P_i])$  согласно [6].

Представим функцию генерации текущей точки  $P'$ :

$$f(P_{i-1}, \phi_j(P)) = P' = t_i * \phi_i(P). \quad (4)$$

Используя выражение (4) представим функцию генерации:

$$r_i = \phi'(X[\phi(X[P_i]) * Q]) = \phi'(X[(\phi(X[t_i * \phi_i(P)]) * Q)], \quad (5)$$

где  $\phi^t$  – функция сжатия точки кривой (либо извлечения блока бит),  $t$  есть метка времени (в данной работе влияние  $t$  не учитывается).

Изначально устанавливается состояние генератора: вводится характеристика  $p$  поля Галуа, коэффициенты базовой кривой  $EC$ , базовые точки  $P$  и  $Q$ , требуемая длина ПСП  $l_{ПСП}$  ( $l_{ПСП}$  задает количество итераций). С помощью однократного преобразования базовой точки кривой  $EC$  (скалярного умножения) получаем на каждой итерации новую точку  $P' = t_i * \phi_i(P)$ . Последовательность таких точек кривой будет обладать периодом, равным порядку циклической группы точек  $n$ . Кроме операции над базовой точкой в своей группе будем каждую итерацию трансформировать точку базовой кривой в изоморфную группу,  $P_i = \phi_i(P)$  (2), результат  $b_i = extr(\phi^t(X(s_i * Q)))$  является элементом ПСП (рис.3). При получении значения  $P' = t_i * P_i$  функция пробегает все значения из таблицы.

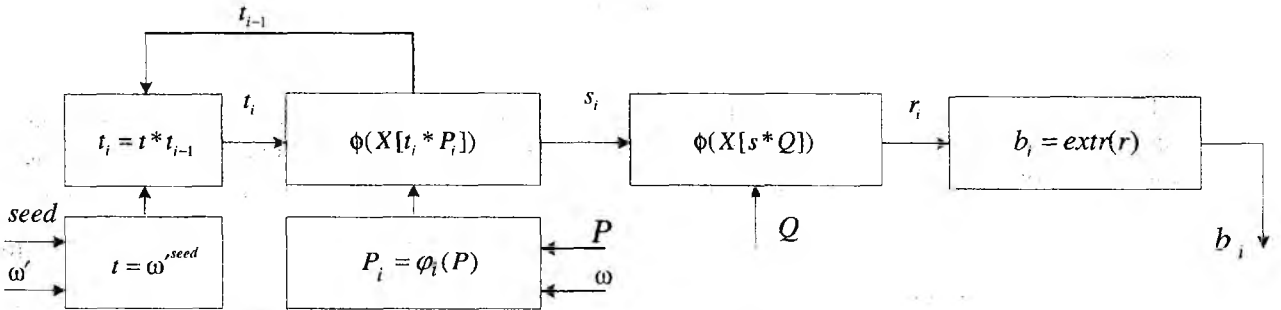


Рис. 3. Модель модифицированного генератора Dual\_EC\_DRBG

С целью повышения сложности восстановления внутренних состояний DRBG изоморфизм можно выбирать специальной функцией, задающей параметры изоморфизма  $\phi_i = \{u_i, r_i, s_i, t_i\}$  определенным образом. Другими словами, можно пробегать все значения  $\phi_i$  таблицы по случайному закону или в определенном порядке. Далее рассмотрим один из вариантов функции, генерирующей значения  $u_i$  изоморфизма  $\phi_i = \{u_i, r_i, s_i, t_i\}$ .

Для получения текущей базовой точки  $P_i$  зафиксируем генератор  $\omega$  группы  $Z_p$ , где  $p$  – характеристика поля Галуа. Затем, учитывая, что  $u$  пробегает все значения вычетов в поле  $p$ , текущее значение  $u_i$  получим из выражения

$$u_i = \omega^{2^i} \bmod p = u_{i-1} * \omega^2 \bmod p. \quad (6)$$

Число изоморфных точек базовой точки  $N_{EC} = \frac{1}{2}(p-1)$ . Параметр  $u$  пробегает все значения  $\{1, \dots, N_{EC}\}$ .

Для получения текущего значения скаляра  $t$  будем использовать генератор  $\omega'$  группы  $Z_n$ , где  $n$  – порядок циклической группы точек кривой (простое число), которой принадлежат точки  $P$  и  $Q$ .

Текущее значение скаляра  $t_i$  получим следующим образом:

$$t_i = t_{i-1} * t \bmod n, \quad (7)$$

где  $t$  – генератор мультипликативной группы  $Z_n$ .

Для обеспечения криптографической стойкости генератора (рис. 3) значение  $\omega'$  будем использовать в преобразованном виде. Для этого выбирается секретное число  $seed$ , так что  $(seed, n) = 1$ . Число  $t$  определяется выражением (8).

$$t = \omega'^{seed} \bmod n, \quad (8)$$

где  $t$  – генератор порядка  $n$ .

Учитывая выражение (8) выражение для  $t_i$  примет вид:

$$t_i = t_{i-1} * t \bmod n = t_{i-1} * \omega^{r_{seed}} \bmod n \quad (9)$$

Очевидно, что  $t_i$  пробегает все значения группы  $Z_n$ .

Учитывая граничные значения числа изоморфизмов ЭК в канонической форме,  $N_{EC} = \frac{1}{2}(p-1)$ , число внутренних состояний модифицированного генератора Dual\_EC\_DRBG:

$$N = \frac{1}{2}(p-1) * n, \quad (10)$$

где  $n$  – порядок циклической группы точек кривой;  $p$  – характеристика поля Галуа.

### Выводы

Таким образом, разработан новый метод генерации ПСП на основе применения изоморфных трансформаций точек ЭК. Получено аналитическое выражение (9) для оценки числа внутренних состояний генератора Dual\_EC\_DRBG с использованием предложенного метода. Полученный метод позволяет в  $\frac{1}{2}(p-1)$  раз увеличить число внутренних состояний генератора Dual\_EC\_DRBG, что увеличивает сложность вскрытия закона формирования ПСП злоумышленником. Применение разработанного метода ECTORS также позволяет избежать существующих недостатков Dual\_EC\_DRBG.

Для обеспечения более высокой криптографической стойкости полученного метода генерации ПСП значение  $u_i$  можно получать аналогичным образом, на основе секретного числа *seed*.

При фиксированном значении числа внутренних состояний генератора Dual\_EC\_DRBG разработанный метод позволит сократить битовую длину характеристики  $p$  поля при фиксированной стойкости генератора. Следует также отметить применимость полученного метода ко всем генераторам ПСП на ЭК.

**Список литературы:** 1. *Burton S. One-Way Permutations on Elliptic Curves* / Burton S. Kaliski, Jr. // Journal of Cryptology (1991) International Association for Cryptologic Research. 1991. – P.187-199. 2. *R. Impagliazzo. Pseudo-random generation from one-way functions* / R. Impagliazzo, L. Levin, and M. Luby // Proceedings of the 21st Annual ACM Symposium on Theory of Computing, ACM, New York, 1989, pp. 12-24. 3. *B. S. Kaliski Jr. A pseudo-random bit generator based on elliptic logarithms* / B. S. Kaliski Jr. // Advances in Cryptology: Proceedings of Crypto '86 (Lecture Notes in Computer Science, vol. 263), Springer-Verlag, New York, 1987, pp. 84-103. 4. *Gjøsteen K. Comments on Dual-EC-DRBG/NIST SP 800-90, Draft December 2005* / Kristian Gjøsteen // March 16, 2006. 5. *Husemøller D. Elliptic Curves, Second Edition* // Springer – 2002 / Dale Husemøller; with appendices by Stefan Theisen, Otto Forster, and Ruth Lawrence. – p. cm. – (Graduate texts in mathematics; 111) Includes bibliographical references and index. ISBN 0-387-95490-2 (alk. paper). 6. *NIST Special Publication 800-90 Recommendation for Random Number Generation Using Deterministic Random Bit Generators (Revised)* / Elaine Barker, John Kelsey // Computer Security Division Information Technology Laboratory National Institute of Standards and Technology. – March 2007. 7. *Yang Y. A Secure Hop-by-Hop Data Aggregation Protocol for Sensor Networks* / Y. Yang, X. Wang, S. Zhu, and G. Cao, // In Proceedings of the 7th ACM international symposium on Mobile ad hoc networking and computing (MobiHoc'06), 2006, pp. 356 – 367. 8. *W. Y. Chang. Wireless Sensor Networks and Applications. In Network-Centric Service-Oriented Enterprise*, pages 157–209. 2008.

**МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ АУДИТА ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ**

Аудит информационной безопасности – системный процесс получения объективных качественных и количественных оценок о текущем состоянии информационной безопасности компании в соответствии с определенными критериями и показателями безопасности.

В качестве объекта аудита может выступать как информационно-телекоммуникационная система (ИТС) организации в целом, так и ее отдельные сегменты, обеспечивающие обработку информации, которая подлежит защите.

Для того чтобы оценить реальное состояние защищенности ресурсов ИТС и ее способность противостоять внешним и внутренним угрозам безопасности, необходимо регулярно проводить аудит информационной безопасности. Но при такой регулярности возникает проблема проведения качественного аудита в наиболее сжатые сроки. Очевидно, что аудит информационной безопасности (ИБ) проводится не спонтанно, а в соответствии с жестко выделенной последовательностью этапов. [1, 2]

Работы по аудиту безопасности включают в себя последовательность действий, которые можно структурировать в виде ряда этапов. Далее приведены этапы проведения аудита ИБ (рис. 1).

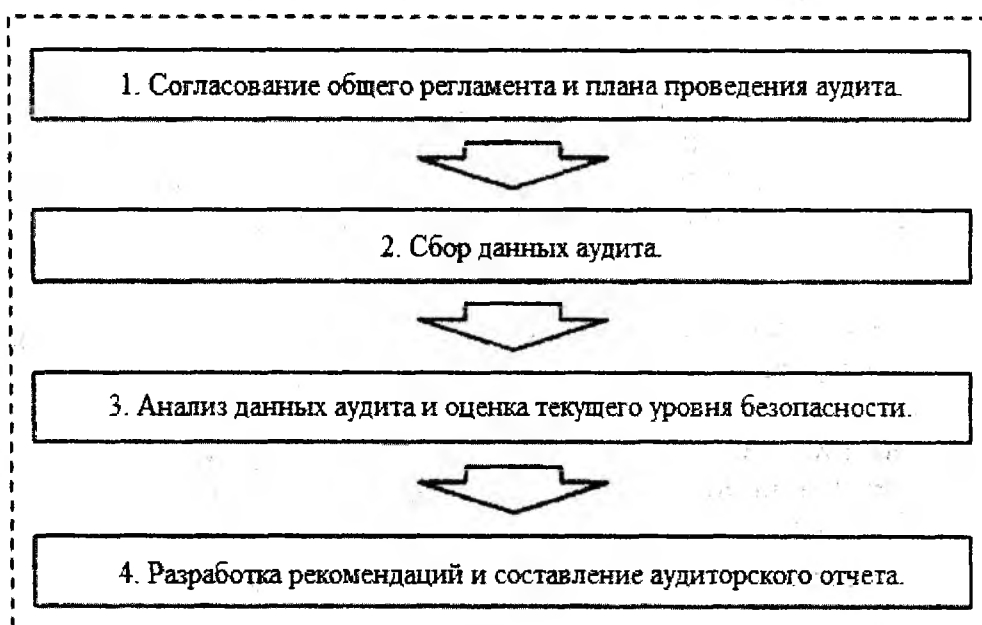


Рис. 1

**Согласование общего регламента и плана проведения аудита**

Аудит ИБ проводится по инициативе руководства компании, которое в данном вопросе является основной заинтересованной стороной. Поддержка руководства компании является необходимым условием для проведения аудита.

Аудит представляет собой комплекс мероприятий, в которых помимо самого аудитора оказываются задействованными представители большинства структурных подразделений компании. Действия всех участников этого процесса должны быть скоординированы [1].

Регламент как раз и является тем документом, который определяет обязанности сторон во время проведения аудита [3].

Как правило, регламент содержит следующую основную информацию:

- состав рабочих групп от исполнителя и заказчика, участвующих в процессе проведения аудита;
- обязательства сотрудников компании оказывать содействие аудитору и предоставлять всю необходимую для проведения аудита информацию;
- перечень информации, которая будет предоставлена исполнителю для проведения аудита;
- порядок решения спорных вопросов;
- сроки проведения работ.

На первом этапе также должны быть определены границы (некоторые из подсистем могут оказаться некритичными, другие же могут оказаться недоступными для аудита из-за соображений конфиденциальности) и план проведения обследования.

В данных документах определяется следующее:

- список и местоположение помещений заказчика, подлежащих аудиту;
- список обследуемых физических, программных и информационных ресурсов;
- перечень ресурсов, которые рассматриваются в качестве объектов защиты (информационные активы, программные ресурсы, физические ресурсы и т.д.);
- модель угроз информационной безопасности, на основе которой проводится аудит.

Как правило, утверждение регламента и плана проведения аудита обсуждаются на рабочем собрании, в котором должны участвовать аудиторы, руководство компании и руководители структурных подразделений.

### **Сбор данных аудита**

Этап сбора данных аудита является достаточно сложным и крайне важным. Компетентные выводы относительно текущего положения информационной безопасности на предприятии могут быть сделаны аудитором только при условии наличия всех необходимых исходных данных для анализа. Получение информации об организации, функционировании и текущем состоянии информационной системы (ИС) осуществляется с помощью:

- предоставления опросных листов, заполняемых сотрудниками заказчика;
- интервьюирования сотрудников заказчика, обладающих необходимой информацией;
- анализа существующей организационно-технической документации, используемой на предприятии, в том числе документации на ИС [3].

Подготовка значительной части документации на ИС обычно осуществляется уже в процессе проведения аудита. Когда все необходимые данные по ИС собраны и подготовлены, можно переходить к их анализу.

### **Анализ данных аудита и оценка текущего уровня безопасности**

После сбора необходимой информации проводится её анализ для оценки текущего уровня защищённости системы.

Анализ данных основывается на методах анализа рисков. Это требует высокой квалификации аудитора и тесно связано с субъективным фактором. При оценивании рисков возможно использование приведенного ниже метода, состоящего из двух этапов [4].

#### **1) Этап определения вероятности.**

Этап определения вероятности необходим для подсчета уровня вероятности успешной атаки – это зависит от потенциала угрозы, которая создается активным источником угрозы.

Данные в табл. 1 демонстрируют пороговый эффект, который связан с преодолением защиты. Пороговый эффект получен на основе операции алгебраической разности.

#### **2) Этап определения рисков.**

Целью этапа является определение максимального уровня риска ИБ при успешной реализации атаки от  $i$ -го источника по отношению к  $j$ -й уязвимости.

Относительно простой способ получения оценки риска для каждой из пар угроза/уязвимость заключается в перемножении вероятности реализации угрозы и ущерба от успешной реализации угрозы с последующим ранжированием полученных значений.

Таблица 1

Эффективность защиты $Z(i,j)$	Потенциал угрозы $U(i,j)$				
	1	2	3	4	5
0 (защита отсутствует)	1	2	3	4	5
1	0	1	2	3	4
2	0	0	1	2	3
3	0	0	0	1	2
4	0	0	0	0	1
5	0	0	0	0	0

Результаты перемножения величин  $P(i,j)$  и последующего ранжирования полученных значений уровня вероятности реализации угрозы и ущерба от успешной реализации угрозы приведены в табл. 2 (числа – результат перемножения  $P(i,j)$  та  $S(i,j)$ , а буквенные индексы отображают результат ранжирования).

Таблица 2

Ущерб от реализации угрозы $S(i,j)$	Уровень вероятности реализации угрозы $P(i,j)$				
	1 (Н)	2 (Н)	3 (С)	4 (С)	5 (В)
1	1 (Н)	2 (Н)	3 (Н)	4 (С)	5 (С)
2	2 (Н)	4 (Н)	6 (С)	8 (В)	10 (В)
3	3 (Н)	6 (С)	9 (В)	12 (В)	15 (К)
4	4 (С)	8 (В)	12 (В)	16 (К)	20 (К)
5	5 (С)	10 (В)	15 (К)	20 (К)	25 (Д)

В шкале для оценивания рисков ИБ использованы следующие уровни (табл. 2):

- Н – низкий (отвечает значениям от 1 до 3);
- С – средний (от 4 до 6);
- В – высокий (от 8 до 12);
- К – критический (от 15 до 20);
- Д – очень высокий (от 21 до 25).

Также при анализе данных аудиторы опираются на использование стандартов информационной безопасности. Международные стандарты определяют базовый набор требований безопасности для широкого класса ИС, который формируется в результате обобщения мировой практики. В качестве базового стандарта целесообразно рассматривать стандарт ISO/IEC 17799:2005 [4]. В соответствии с данным стандартом, полученная информация анализируется на соответствие следующим требованиям информационной безопасности:

- к составу и назначению политики информационной безопасности;
- организационной структуре управления информационными технологиями;
- применяемым средствам антивирусной защиты;
- порядку взаимодействия с ресурсами сети Интернет;
- порядку применения средств криптографической защиты информации;
- системе управления информационной безопасностью;
- анализу рисков информационной безопасности заказчика;
- политике информационной безопасности;
- организационным мерам информационной безопасности и другие. [5]

Данные о соответствии различных областей функционирования ИС требованиям стандарта, обычно, представляются в форме таблицы, из которой видно, какие требования безо-

пасности в системе не реализованы. Исходя из этого делаются выводы о соответствии обследуемой ИС требованиям стандарта и даются рекомендации по реализации в системе механизмов безопасности, позволяющих обеспечить такое соответствие.

Задача управления рисками заключается в выборе обоснованного набора контрмер, позволяющих снизить уровни рисков до приемлемой величины.

### **Разработка рекомендаций и составление аудиторского отчета**

На последнем этапе проведения аудита разрабатываются рекомендации по совершенствованию и доработке организационно-технического обеспечения информационной безопасности на предприятии заказчика аудита. Эти рекомендации должны быть конкретными и применимыми к данной ИС, а также экономически обоснованными и аргументированными.

Рекомендации входят в состав отчета о проведении аудита. Аудиторский отчет является основным результатом проведения аудита. Структура отчета может существенно различаться в зависимости от характера и целей проводимого аудита. Помимо рекомендаций в отчете должны быть такие разделы:

- описание целей проведения аудита;
- характеристика ИС;
- указание границ проведения аудита и используемых методов;
- результаты анализа данных аудита.

### **Выводы**

Аудит безопасности является одной из наиболее эффективных мер, позволяющих повысить уровень информационной безопасности компании. В данной работе представлена структурированная методика проведения аудита информационной безопасности с описанием каждого из этапов проведения и аргументированием их необходимости в процессе проведения аудита информационной безопасности. В соответствии с международными стандартами, внешний аудит ИБ, методике проведения которого посвящена данная работа, должен проводиться не реже одного раза в год.

**Список литературы:** 1. *Симонов, С.В.* Аудит безопасности информационных систем. – М. : Jet Info, 1999. №9. 2. *Беккер, Й., Вилков, Л.* Менеджмент процессов. – М. : Эксмо, 2007. – 358 с. 3. *Сердюк, В.А.* Аудит информационной безопасности как мера для повышения уровня защиты компании. / А.В.Сердюк // ТСотт спецвыпуск по ИБ, 2009. – С.24-26 4. *Замула, А.А.* Необхiднiсть моделi структурування при оцiнюваннi ризикiв інформацiйної безпеки / А.А.Замула, В.И.Черныш, К.И.Иванов // Зб. наук. праць Харк. ун-ту Повiтряних Сил. – Харкiв : ХУПС, 2011. – № 3(29). – С.110 – 113. 5. *ISO/IEC 17799:2005* "Information technology – Security techniques – Code of practice for information security management".

*Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 11.03.2012*

## МЕТОД КОМПЬЮТЕРНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ ПЛАСТИЧЕСКИХ ВМЕШАТЕЛЬСТВ НА ЛИЦЕ ЧЕЛОВЕКА ЗА СЧЕТ ИЗМЕНЕНИЯ ОБЪЕМНЫХ ТОМОГРАФИЧЕСКИХ ДАННЫХ

### Введение

Планирование любых хирургических операций состоит в определении точной последовательности действий хирурга, приводящих к требуемому результату. В случае пластических операций таким результатом может являться исправление эстетических изъянов внешности человека, устранение дефектов и патологий, как врожденных, так и приобретенных в процессе жизни. Моделирование конечного результата операции до её проведения [1] даст возможность пациенту уточнить требования по изменению своей внешности, а пластическому хирургу – лучше понять пожелания пациента. В свою очередь, планирование операции позволяет хирургу не только заранее лучше подготовиться к вмешательству, но и сделать его менее инвазивным и опасным для пациента, а также снизить вероятность осложнений. Важно также то, что при операциях на лице человека в операционную область помимо анатомических структур самого лица часто вовлекаются верхние отделы дыхательной системы. Вследствие этого, к задачам, решаемым на этапе планирования, добавляются выбор оптимального доступа к оперируемым внутренним анатомическим структурам и сохранение их функциональных особенностей.

### Актуальность темы

Пластическая хирургия сегодня – одна из самых востребованных областей медицины. Количество и сложность совершаемых пластических операций ежегодно растет. Однако совершенствование методов планирования такого рода вмешательств происходит значительно медленнее. В связи с этим актуальной задачей становится разработка новых методов компьютерного планирования пластических вмешательств на лице человека, которые бы позволили пластическим хирургам повысить уровень предоперационного планирования.

*Цель работы* - создание нового компьютерного метода планирования хирургических вмешательств на лице человека, позволяющего за счет изменения объемных томографических данных производить предоперационное моделирование результат операции.

### Модель, используемая для планирования вмешательств и ее обсуждение

На сегодняшний день самой распространенной интроскопической методикой, используемой пластическим хирургом на этапе подготовки к операции, является компьютерная томография. Она обеспечивает пространственное и контрастное разрешение, достаточное для определения формы и размеров внутренних и поверхностных анатомических структур пациента. Если полученные томографические изображения пациента не содержат в себе результатов воздействия различного рода помех и артефактов, то, как правило, возможна точная сегментация мягких и твердых тканей на срезах за счет применения пороговой классификации элементов изображения [2].

Однако одного набора плоских томографических изображений обычно недостаточно врачу для точного представления анатомических особенностей пациента и определения оптимального алгоритма хирургического вмешательства. Помочь хирургу в этом случае могут различные методы визуализации томографических данных [3], отображающие в трехмерном пространстве объемные модели, построенные по результатам интроскопического исследования.

Большинство существующих методов планирования хирургических операций основано на простом изменении внешних контуров модели оперируемого объекта (морфинге) [4]. К преимуществам данного метода можно отнести возможность точной коррекции деталей

трехмерной модели и интерактивность отображения вносимых изменений. Такие недостатки морфинга, как высокая трудоемкость процесса изменения геометрии модели, возможность работы только с полигональными трехмерными моделями и игнорирование типа изменяемой ткани, не позволяют при применении простейших реализаций этого метода обеспечить необходимую точность и эффективность планирования пластических вмешательств.

Исходный томографический датасэт можно представить в виде дискретной функции интенсивности  $V(i, j, k)$ , где  $i, j$ , и  $k$  являются целочисленными переменными, определяющий воксельные координаты. Область определения функции  $V$  :

$$\begin{cases} i \in [0..w-1], \\ j \in [0..h-1], \\ k \in [0..d-1]; \end{cases} \quad (1)$$

где  $w, h, d$  - размеры датасэта в вокселях.

Функция  $V$  принимает целые неотрицательные значения, лежащие в диапазоне  $[0..V_{MAX}]$ . Величина  $V_{MAX}$  зависит от разрядности  $N$  датасэта и определяется по формуле (2). В свою очередь  $N$  обычно принимает значения от 8 до 16 в зависимости от томографа и протокола исследования. Таким образом, один воксель может занимать в памяти или 1, или 2 байта, что существенно усложняет эффективную обработку томографических данных и требует написания программных реализаций для обеих разрядностей вокселя.

$$V_{MAX} = 2^N - 1 \quad (2)$$

Кроме трехмерного массива значений яркости, определяемого поглощением рентгеновского излучения в заданном элементе объема, в памяти компьютера создается вспомогательный целочисленный массив маски вокселя. Назначение такого массива – хранить в себе результаты различных операций по классификации элементов датасэта (выделение фона на изображении, сегментации тканей различного рода и т.д.). Размерность массива маски совпадает с размерами датасэта. Разрядность такого вспомогательного массива целесообразно подбирать от 1 до 8 бит, исходя из соображений эффективности доступа к элементам и объема доступной оперативной памяти. Для оптимальной адресации такого массива размер его элемента должен составлять целую степень числа 2. В разрабатываемой программе на основе массива маски строятся трехмерные полигональные модели (рис. 5). Также массив маски используется в интерактивном отображении результатов сегментации на трехмерных моделях, основанных на принципе отбрасывания лучей. Применительно к рассматриваемому методу основное назначение этого буфера – дифференцировать воксели по типу ткани, к которой они принадлежат.

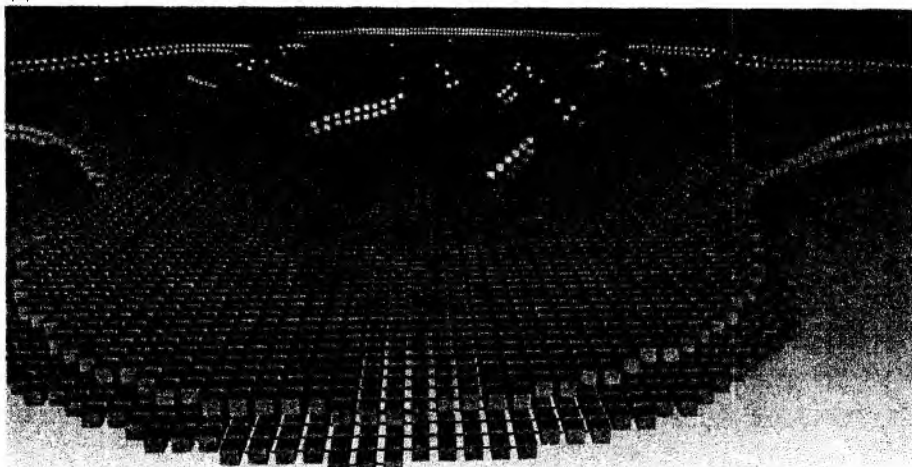


Рис. 1

Предлагаемый новый метод рассматривает набор томографических срезов как трехмерную структуру, состоящую из большого количества взаимосвязанных вокселей, соответствующих сегментированным участкам изображения (рис.1). В исходном состоянии соседние воксели не примыкают плотно друг к другу, а разделяются пустым пространством. Для того чтобы изменение положения одного вокселя передавалось другим элементам объемного датасэта, каждый воксель имеет связь с двумя соседними вокселями в каждом измерении. Таким образом, каждый воксель может иметь в общей сложности до 6 таких соседей. Связь вокселей одного среза схематически изображена на рис. 2. Очевидно, что такое представление совокупности вокселей не соответствует обычной воксельной модели, построенной по томографическим данным, и описанные выше допущения сделаны исключительно для возможности изменения формы объектов, изучаемых с помощью томографии.

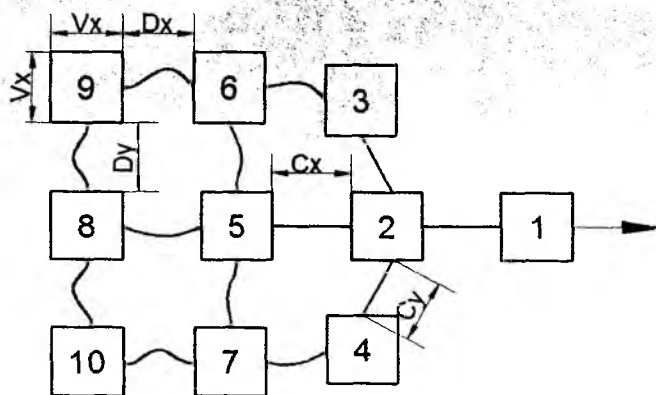


Рис. 2

Основными параметрами такой системы вокселей являются: координаты центра вокселя ( $V_{Cx}, V_{Cy}, V_{Cz}$ ), размеры вокселя ( $V_x, V_y, V_z$ ), расстояния между краями соседних вокселей в каждом измерении ( $D_x, D_y, D_z$ ) и длины соединителей ( $C_x, C_y, C_z$ ). Варьируя эти величины можно изменять «вытягиваемость» тканей, т.е. определять как будут взаимодействовать между собой элементы, расположенные вдоль определенных осей координат. Возможность задавать данные параметры для всех видов тканей независимо друг от друга позволяет проводить моделирование хирургически сложного вмешательства с воздействием сразу на несколько видов тканей.

Характер соединения и взаимодействия вокселей может быть разным. В данной работе предлагается представить соединитель вокселей в виде неупругой нити, связывающей противоположные грани соседних вокселей. Длина такой нити несколько больше расстояния между вокселями в своем исходном состоянии. Именно за счет того, что длина соединителя т.е. нити, соединяющей воксели, больше исходного расстояния между ними, достигается плавное затухание величины сдвига вокселя по мере передачи взаимодействия при увеличении перемещения вокселя-инициатора этого перемещения.

Допустим, перемещение вокселя №1 задается вектором  $\vec{A}$ , а перемещение связанного вокселя №2 – вектором  $\vec{B}$ . Тогда  $\vec{B}$  можно вычислить согласно выражению

$$\vec{B} = \left( \frac{|\vec{A}|}{C_y} - 1 \right) \cdot \vec{A}. \quad (3)$$

Рассмотрим характер взаимодействия вокселей в разрабатываемой системе более подробно. На рис. 2 воксель под номером 1 является инициатором движения системы, т.е. пользователь программы с помощью манипулятора перемещает именно этот элемент. На первых этапах передвижения этого вокселя, его смещение относительно исходного положения не ведет к изменению координат вокселей, связанных с ним, поскольку имеется некоторый запас длины соединителя. Но как только расстояние между соединенными точками соседних

вокселей становится большим длины соединителя, перемещение инициатора движения сразу приводит к перемещению связанного вокселя. Рис. 2 наглядно иллюстрирует состояние двухмерной системы из 10 вокселей. Так, передвигаемый воксель №1 смещает за собой воксель №2, а он в свою очередь приводит в движение воксели под номером 3, 4 и 5. Остальные элементы системы все еще находятся в исходном состоянии. Нумерация вокселей на рис. 2 сделана в порядке убывания влияния перемещения первого вокселя на движение остальных элементов рассматриваемой системы. Результат применения данного метода к вокселям среза отображен на рис.3.



Рис. 3

Важным моментом при создании программной реализации описанного метода является правильное проектирование используемых структур данных. Так как при планировании пластических вмешательств на лице человека при использовании томографов последнего поколения количество сегментированных вокселей датасета может составлять несколько десятков миллионов, то структура, описывающая один воксель (таблица), должна быть максимально компактной. В разработанной программе, описываемой здесь, удалось сократить объем памяти, требуемый для хранения информации о вокселе до 41 байта.

Поля структуры, описывающей воксель

Назначение поля	Тип данных	Разрядность, байт
Воксельные координаты (X и Y составляющая 11 бит, Z составляющая 10 бит)	dword	4
Смещение связанного элемента в предыдущей строке массива	word	2
Смещение связанного элемента в следующей строке массива	word	2
Указатель на связанный элемент в предыдущем срезе	указатель	4
Указатель на связанный элемент в следующем срезе	указатель	4
Текущие координаты центра вокселя	float[3]	12
Координаты центра вокселя до последней манипуляции	float[3]	12
Битовый массив флагов (наличие связанных вокселей в данной строке, был ли воксель смещен, является ли воксель фиксированным)	byte	1

В описываемом методе изменения объемных данных можно выделить следующие основные этапы:

- 1) Посрезовое преобразование сегментированных элементов томографических изображений, в систему взаимосвязанных вокселей;
- 2) Изменение пользователем программы положения отдельных элементов;

- 3) Пересчет положения вокселей системы;
- 4) Преобразование модифицированной системы вокселей в набор растровых изображений срезов.

Преобразования, проводимые в пунктах 1 и 4, по сути являются обратными. В связи с тем, что модифицированная система вокселей после второго и третьего этапов уже не является регулярной сеткой, обратное преобразование вокселей в растр не может быть выполнено аналогично тому, как это производится на первом этапе.

Возникшая проблема решается следующим образом. Для каждой тройки связанных вокселей образуется треугольник (рис. 4, а). Вершины всех таких треугольников находятся в центре соответствующего вокселя. Для всех пикселей среза, попавших внутрь треугольника, происходит трехступенчатая линейная интерполяция значений яркости по трем вершинам. Яркость вокселей 1-3 определяется как  $V(x_1, y_1, z_1)$ ,  $V(x_2, y_2, z_2)$  и  $V(x_3, y_3, z_3)$ . Чтобы определить искомую яркость в точке  $P$ , воспользуемся вспомогательными точками  $P_1$  и  $P_2$ , лежащими на разных ребрах треугольника и имеющими такую же ординату, как и точка  $P$ . Яркость в этих точках находится в соответствии с формулами (4), (5).

$$V_{P_1} = V(x_1, y_1, z_1) \cdot \frac{y_2 - y_{P_1}}{y_2 - y_1} + V(x_2, y_2, z_2) \cdot \frac{y_{P_1} - y_1}{y_2 - y_1} \quad (4)$$

$$V_{P_2} = V(x_1, y_1, z_1) \cdot \frac{y_3 - y_{P_2}}{y_3 - y_1} + V(x_3, y_3, z_3) \cdot \frac{y_{P_2} - y_1}{y_3 - y_1} \quad (5)$$

Итак, яркость элемента растра, центр которого находится в точке  $P$ , вычисляется по формуле (6). Растровое изображение одного томографического среза, модифицированное указанным методом, представлено на рис. 4, б.

$$V_P = V_{P_1} \cdot \frac{X_{P_2} - X_P}{X_{P_2} - X_{P_1}} + V_{P_2} \cdot \frac{X_P - X_{P_1}}{X_{P_2} - X_{P_1}} \quad (6)$$

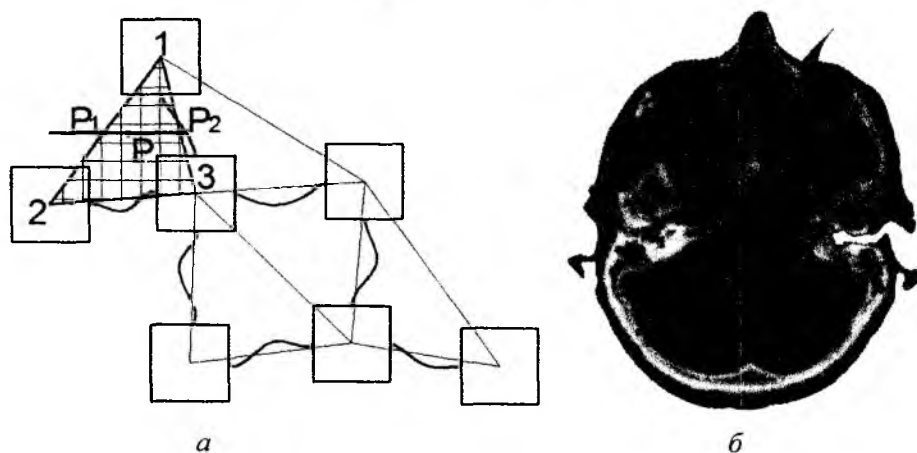


Рис. 4

Также при проведении планирования вмешательств полезной может оказаться возможность закрепления в своем исходном положении вокселей, соответствующих костным тканям. В данном случае, если такой воксель должен быть перемещен из-за связи с другим сдвигаемым вокселем, то данная манипуляция на модели считается недопустимой, и вся система вокселей восстанавливает свое предыдущее состояние.

Описанный метод имеет ряд преимуществ по сравнению с морфингом. Он позволяет изменять объемные данные за меньшее количество итераций и модифицировать связанные области на соседних срезах одновременно. Кроме того, поскольку данный метод работает с воксельными данными, возможно его совместное использование с другими методами, оперирующими трехмерными полигональными моделями, построенными по измененным объемным данным.

Для примера на рис. 5 стрелкой отмечены результаты визуализации измененных объемных данных методом растеризации полигональной модели. Отметим, что такая модель также может использоваться в сочетании с методом 3D морфинга.



Рис.5

### Выводы

Пластические вмешательства на лице человека часто предусматривают изменения формы не только кожных покровов, но также и модификацию формы костно-хрящевого каркаса. Описанная методика планирования пластических операций решает проблему отдельной модификации мягких и твердых тканей лица, что, в частности, обуславливает возможность при фиксации костной основы ограничить перемещение связанных элементов мягких тканей. Вследствие этого разработанный метод является более предпочтительным при моделировании сложных вмешательств, затрагивающих лицевые ткани разного рода.

Перспективой работы является усложнение модели взаимодействия вокселей датасета между собой [5] для повышения физической достоверности и качества проводимого планирования пластических вмешательств на лице человека.

**Список литературы:** 1 *Girod, B. Keeve, E., Girod, S.* Craniofacial surgery simulation. In Proceedings of the 4th International Conference on Visualization in Biomedical Computing VBC'96, pages 541-546, Hamburg, Germany, September 1996. 2. *Keith Waters.* A physical model of facial tissue and muscle articulation derived from computer tomography data. In Visualization in Biomedical Computing (VBC'92), Chappel Hill, NC, 1992. 3. *Книгавко, Ю.В., Аврунин, О.Г.* Алгоритмы программного рендеринга трехмерной графики для задач медицинской визуализации // Технічна електродинаміка. – Вип. «Силовa електроніка та енергоефективність». – Ч. – С. 258-261. 4. *Sabine Coquillart.* Extended free-form deformation. A sculpturing tool for 3D geometric modeling. In Forest Baskett, editor, Computer Graphics (SIGGRAPH '90 Proceedings), pages 187-196, August 1990. 5. *Fung, Y. C.* Biomechanics Mechanical Properties of Living Tissues. Springer-Verlag, second edition.

Харьковский национальный  
университет радиотехники

Поступила в редакцию 28.01.2012

## МЕТОДИКА СТАТИСТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ УЗИ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ РЕПРОДУКТИВНОЙ ФУНКЦИИ КРС

### Введение

Основной задачей сельского хозяйства является расширение и стабильное воспроизводство количества голов крупного рогатого скота (КРС) для обеспечения населения продуктами животного происхождения. Несмотря на многочисленные разработки методов управления процессами размножения животных, проблемы профилактики бесплодия и получения здорового приплода продолжают оставаться одними из важнейших проблем ветеринарной науки [1].

### Актуальность

Одной из причин снижения репродуктивности коров являются заболевания, которые связаны с уплотнением гонад. Поэтому на сегодняшний день в ветеринарии актуальным является определение плотности этих органов, а также выявление заболеваний, связанных с их уплотнением.

### Материалы и методы исследования

Исследования проводились в период с 2010 – 2012 гг. на коровах молочной породы с помощью ультразвукового диагностического прибора SLE -101PC с использованием трансректального датчика. В результате исследований было получено 62 сканограммы гонад (32- норма, 30-патология (уплотнение)). В среде Delphi было разработано программное средство, которое выполняет в автоматизированном режиме обработку полученных ультразвуковых данных и определяет их плотность.

*Цель работы* – статистическая обработка экспериментальных данных плотности гонад, полученных с помощью программного обеспечения для нахождения показателей, характеризующих особенности эмпирических совокупностей и обеспечивающих возможность их сравнения.

### Методика статистических расчетов

Все необходимые вычисления проводились с помощью компьютерной программы Maple 9.

Для исследования было отобрано  $n = 32$  образца (норма) в диапазоне изменения плотности  $x$  от 1010 до 1100  $кг/м^3$ . Согласно формуле Стерджеса:  $m = 1 + 3,322 \lg n$  весь диапазон был разбит на шесть интервалов с одинаковой шириной 15  $кг/м^3$ . Частоты попадания в интервалы  $m_i$ , относительные частоты  $P_i$  и плотности относительных частот  $f_i$  представлены в табл. 1.

Определили следующие параметры: средневыворочное  $\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^6 m_i \bar{x}_i = 1059,69$ ; исправленная выборочная дисперсия  $s^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^6 m_i (\bar{x}_i - \bar{x})^2 = 398,29$  и стандартная ошибка  $s = 19,96$ .

По этим данным рассчитывали плотности теоретических частот  $f_{Ti}$ , соответствующие значениям плотностей вероятности нормального распределения:  $f_{Ti} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}s} e^{-\frac{(\bar{x}_i - \bar{x})^2}{2s^2}}$ . (табл.1). Затем от плотностей относительных частот переходим к теоретическим частотам:

$m_{Ti} = f_{Ti}n\Delta x$ , где  $\Delta x$  – ширина интервала в табл. 1. В последней строке приводятся соотношения  $\frac{(m_i - m_{Ti})^2}{m_{Ti}}$ , сумма которых составляет эмпирическое значение критерия Пирсона:

$\chi_{эмп}^2 = 1,385$  для проверки гипотезы о нормальном законе полученного распределения плотностей. Это значение сравним с критическими для числа степеней свободы  $k = n - 3 = 29$  и доверительной вероятностью 0,95 и 0,99:  $\chi_{кр}^2(29;0,95) = 17,71$  и  $\chi_{кр}^2(29;0,99) = 14,26$ ;  $\chi_{кр}^2(27;0,999) = 13,12$ ;  $\chi_{эмп}^2 < \chi_{кр}^2(29;0,999)$ . Поэтому на уровне доверительной вероятности  $P > 0,999$  распределение плотностей образцов (норма) совпадает с нормальным [3].

Таблица 1

Интервалы изменения $x$	1010–1025	1025–1040	1040–1055	1055–1070	1070–1085	1085–1100	Сумма
Среднеинтервальное $\bar{x}_i$	1017,5	1032,5	1047,5	1062,5	1077,5	1092,5	-
$m_i$	2	3	7	10	7	3	32
$m_{Ti}$	1,03	3,79	7,96	9,50	6,44	2,48	31,2
$P_i$	0,0625	0,0938	0,2188	0,3125	0,2188	0,0938	1
$f_i$	0,0042	0,0063	0,0146	0,0208	0,0146	0,0063	-
$f_{Ti}$	0,0021	0,0079	0,0166	0,0198	0,0134	0,0052	-
$\frac{(m_i - m_{Ti})^2}{m_{Ti}}$	0,921	0,166	0,116	0,026	0,048	0,107	1,385

Аналогичные вычисления были проведены для  $n = 30$  образцов (патология) в диапазоне изменения плотности  $x$  от 1120 до 1170  $кг/м^3$ . Весь диапазон был разбит на пять интервалов с одинаковой шириной 10  $кг/м^3$ . Частоты попадания в интервалы  $m_i$ , относительные частоты  $P_i$  и плотности относительных частот  $f_i$  представлены в табл. 2:

Таблица 2

Интервалы изменения $x$	1120–1130	1130–1140	1140–1150	1150–1160	1160–1170	Сумма
Среднеинтервальное $\bar{x}_i$	1125	1135	1145	1155	1165	-
$m_i$	2	6	11	8	3	30
$m_{Ti}$	1,55	6,38	11,06	8,04	2,46	29,49
$P_i$	0,067	0,200	0,367	0,267	0,100	1
$f_i$	0,0067	0,0200	0,0367	0,0267	0,01	-
$f_{Ti}$	0,0052	0,0213	0,0368	0,0268	0,0082	-
$\frac{(m_i - m_{Ti})^2}{m_{Ti}}$	0,130	0,024	0,000	0,000	0,118	0,272

Средневыборочное  $\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^5 m_i \bar{x}_i = 1146,33$ ; исправленная выборочная дисперсия

$s^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^5 m_i (\bar{x}_i - \bar{x})^2 = 115,40$  и стандартная ошибка  $s = 10,74$ .

Далее рассчитали плотности теоретических частот  $f_{Ti}$ . Затем от плотностей относительных частот перешли к теоретическим частотам:  $m_{Ti} = f_{Ti}n\Delta x$ . Результаты вычислений занесли в табл. 2. Эмпирическое значение критерия Пирсона составляет:  $\chi_{эмп}^2 = 0,272$ . Это значение сравним с критическими для числа степеней свободы  $k = n - 3 = 8$  и доверительной вероятностью 0,95 и 0,99:  $\chi_{кр}^2(27;0,95) = 16,16$ ;  $\chi_{кр}^2(27;0,99) = 12,88$ ;  $\chi_{кр}^2(27;0,999) = 11,81$ . Следовательно,  $\chi_{эмп}^2 < \chi_{кр}^2(27;0,999)$ .

Исходя из полученных данных на уровне доверительной вероятности  $P > 0,999$ , можно говорить, что распределение плотностей образцов при патологии совпадает с нормальным.

### Проверка гипотезы о достоверности разности средневывборочных для двух групп образцов

После проверки гипотезы о соответствии статистических распределений первой (норма) и второй (патология) групп образцов нормальным, проверяем гипотезу о достоверности разности средневывборочных для двух групп образцов [4]. Для проверки воспользуемся  $t$ -критерием Стьюдента.

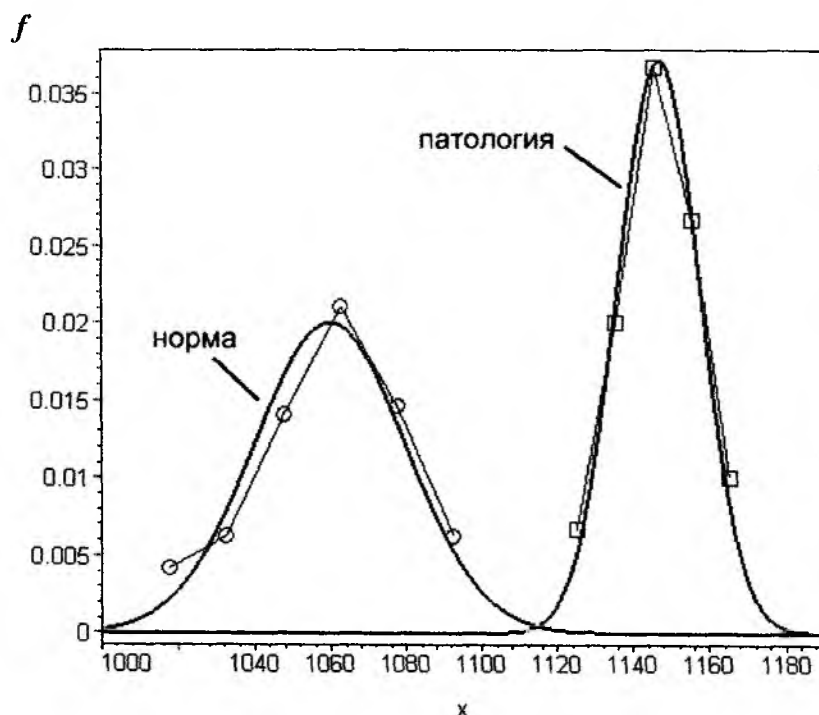
Составим фактическое значение коэффициента Стьюдента:

$$T = \frac{\sqrt{\frac{n_1 n_2 k}{(n_1 + n_2) H}} \cdot |\bar{x}_1 - \bar{x}_2|}{\sqrt{(n_1 - 1)S_1^2 + (n_2 - 1)S_2^2}},$$

где  $n_1 = 32$  – объем первой группы;  $n_2 = 30$  – объем второй группы;  $k = n_1 + n_2 - 2 = 60$  – число степеней свободы;  $\bar{x}_1$  и  $\bar{x}_2$  – средневывборочные двух групп;  $S_1$  и  $S_2$  – выборочные оценки средних квадратических отклонений для первой и второй групп соответственно.

Полученное значение  $T = 21,08$  сравним с критическими значениями для  $k = 60$   $t(60;0,95) = 2,00$ ;  $t(60;0,99) = 2,66$ ;  $t(28;0,999) = 3,46$ .

Так как  $T > t$ , то можно говорить о том, что различие средневывборочных достоверна и она есть следствием различий генеральных совокупностей из которых формировались выборки (группы).



Таким образом, на уровне доверительной вероятности  $P > 0,999$  принимается гипотеза о различии средневыворочных для двух групп. Это наглядно видно на уровне «трех сигм» из рисунка для распределений первой группы (кружки) и второй группы (квадраты).

### **Выводы**

При статистической обработке экспериментальных данных плотностей гонад двух групп (норма и патология) определено, что распределения совпадают с нормальным законом распределения. Из распределений видно, что средневыворочное значение плотности для нормы составляет  $1059,69 \text{ кг/м}^3$ , для патологии –  $1146,33 \text{ кг/м}^3$ . Выполнена проверка гипотезы о достоверности различия средних значений в двух выборочных совокупностях и установлено, что выборки относятся к разным генеральным совокупностям. Достоверно определены различия в плотности гонад в норме и патологии.

Перспективой работы является определение дискриминантных характеристик различных методов неинвазивной диагностики нарушений репродуктивной функции КРС.

**Список литературы:** 1. Яблонский, В. А. Практичне акушерство, гінекологія та біотехнологія відтворення тварин з основами андрології. – К. : Мета, 2002 – 319с. 2. Довідник з репродуктивної біотехнології великої рогатої худоби / Буркат В.П., Влізло В.В., Кравців Р.Й. та ін. ; за ред. С.Г. Шаловило. – Львів : Нові перспективи, 2004 – 149с. 3. Кремер, Н.Ш. Теория вероятностей и математическая статистика : учебник для вузов. – 2-е изд. – М. : ЮНИТИ-ДАНА, 2004. – 573. 4. Вольф, В.Г. Статистическая обработка опытных данных. – М. : КОЛОС, 1966. – 254. 5. Гмурман В.Е. Теория вероятности и математическая статистика. – 10-е изд. – М. : Высш. шк., 2004. – 479. 6. Кудрявцев, В.А., Демидович, Б.П. Краткий курс высшей математики. – М. : Наука, 1989. – 656 с. 7. Засуха, В.А., Лисенко, В.П., Голуб, Б.Л. Прикладная математика : підручник. – 2-е вид. – К. : Арістей, 2005. – 302с.

*Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 12.02.2012*

А.И. СТРЕЛКОВ, д-р техн. наук, Е.И. ЖИЛИН, канд. техн. наук,  
Т.А. СТРЕЛКОВА, канд. техн. наук, А.П. ЛЫТЮГА, канд. техн. наук, Т.В. БУТРЫМ

## ОСОБЕННОСТИ МАТЕМАТИЧЕСКОГО ОПИСАНИЯ ПРОЦЕССОВ ОСЛАБЛЕНИЯ ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Оптико-электронные устройства являются сложными техническими системами, функции которых реализуются посредством преобразования оптических и электрических сигналов конструктивными элементами системы.

Важным элементом практически любой оптико-электронной системы являются ослабители оптического излучения, предназначенные для ослабления оптического излучения на входе приемника (рис. 1).

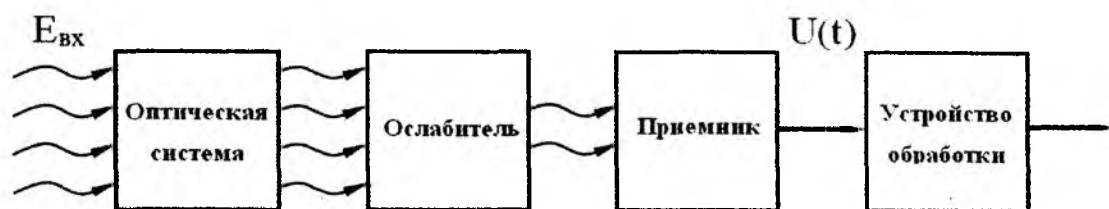


Рис. 1. Структурная схема оптико-электронной системы

Независимо от особенностей технической реализации ослабителей их основным назначением является согласование интенсивности оптического излучения на входе оптико-электронной системы  $E_{вх}$  с динамическим диапазоном приемника (рис. 1). Это связано с тем, что условия функционирования большинства типов оптико-электронных систем характеризуются широким диапазоном изменения интенсивностей входных воздействий, который в естественных условиях наблюдения может составлять 90 Дб, в то время как динамический диапазон современных приемников оптического излучения лежит в пределах 50 – 60 Дб.

Кроме этого, ослабление оптического сигнала от источника излучения происходит и вдоль трассы его распространения. В этом случае схема оптико-электронной системы (рис. 1) может быть представлена рис. 2.

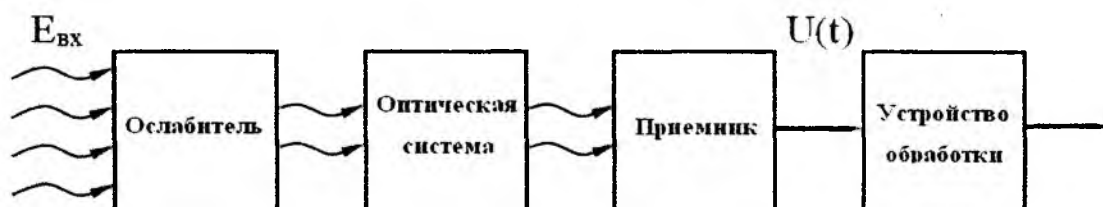


Рис. 2. Структурная схема оптико-электронной системы

В общем виде процесс ослабления оптического сигнала вдоль трассы распространения, а также с элементами оптико-электронного тракта, включая ослабители оптического излучения, описывается законом Бугера [1]

$$I_{l\lambda} = I_{o\lambda} e^{-\alpha_{\lambda} l} = I_{o\lambda} \tau_{l\lambda}^1 = I_{o\lambda} \tau_{\lambda}, \quad (1)$$

где  $I_{l\lambda}$  – сила излучения, прошедшего путь  $l$ ;  $I_{o\lambda}$  – сила излучения в начале трассы;  $\alpha_{\lambda}$  – показатель ослабления;  $\tau_{l\lambda} = e^{-\alpha_{\lambda} l}$  – коэффициент прозрачности среды;  $\lambda$  – длина волны.

Проанализируем процесс ослабления оптического излучения, представляя ослабитель в виде черного ящика. В этом случае охарактеризуем процесс ослабления оптического сигнала коэффициентом  $k$ , связывающим характеристики сигнала на входе  $\xi(t)$  и выходе  $\eta(t)$  ослабителя.

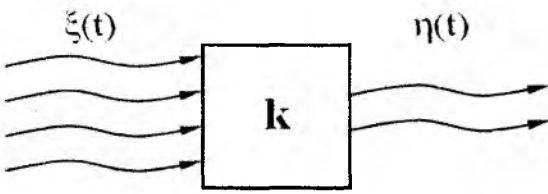


Рис. 3. Ослабление светового потока

Абстрагируясь от влияния других элементов оптико-электронной системы путем их идеализации и допуская, что они не оказывают существенное влияние на качество сигналов, представим схему обработки оптических сигналов в упрощенном виде (рис. 3). Такой подход к описанию процесса ослабления позволяет провести качественный анализ его влияния на характеристики оптических сигналов, оценить эффективность самого процесса ослабления и рассмотреть особенности его математического описания. Таким образом, схема, представленная на рис.3, удовлетворяет цели исследований, которая состоит в проведении анализа и акцентировании внимания специалистов на существующих различиях в применении корпускулярного и волнового подходов к математическому описанию процессов ослабления оптических сигналов.

В соответствии с основными положениями статистической радиотехники необходимым условием синтеза оптимальных (квазиоптимальных) методов обработки сигналов является наличие априорных знаний об их статистической природе [2, 3]. Часто для оценки эффективности обработки сигналов и анализа характеристик обнаружения  $F$ ,  $D$  (условная вероятность правильного обнаружения и ложной тревоги) на выходе устройства обработки (рис.1, 2) достаточно знать первый начальный и второй центральный моменты распределения сигналов на выходе устройства [2]. Это же справедливо и при анализе энергетических характеристик качества сигнала, например отношения сигнал/шум  $\varphi$ . [3]

В зависимости от доминирующих свойств (корпускулярные или волновые), проявляемых оптическим сигналом, рассмотрим два подхода к математическому описанию процесса его ослабления.

Исходя из практических соображений и учитывая большое количество факторов, оказывающих влияние на сигнал в процессе его распространения, обработки и регистрации, в данном случае можно воспользоваться гипотезой о нормальной статистике некогерентного оптического излучения. В этом случае математическое ожидание сигнала на входе  $\overline{\xi(t)}$  и выходе  $\overline{\eta(t)}$  устройства ослабления, а также их дисперсии  $\sigma_{\xi}^2$  и  $\sigma_{\eta}^2$  являются исчерпывающими характеристиками для ряда задач синтеза. [3]

В случае волнового представления оптического излучения, сигнал на входе оптической системы может быть описан, в соответствии с теорией Максвелла, как непрерывная функция вида [4, 5]

$$\xi(t) \sim A \cos(\omega t - s\lambda). \quad (2)$$

В рамках анализа волновой модели светового потока опишем схему, представленную на рис. 3. На физическое устройство, подобное нейтральному фильтру или диафрагме (рис. 3), поступает непрерывный сигнал  $\xi(t)$ . Устройство ослабляет его в  $k$ -раз. На выходе наблюдается ослабленный сигнал  $\eta(t)$ . Для характеристики сигнала воспользуемся отношением сигнал/шум, которое является важным энергетическим показателем качества его обработки [6]:

$$\varphi = \frac{\text{сигнал}}{\text{шум}} = \frac{\overline{\xi(t)}}{\sqrt{\sigma_{\xi}^2}}, \quad (3)$$

где  $\varphi$  – отношение сигнал/шум;  $\overline{\xi(t)}$  – среднее значение входного потока;  $\sigma_{\xi}^2$  – дисперсия входного потока;

$$\eta(t) = \frac{\xi(t)}{k} \quad (4)$$

где  $\eta(t)$  – выходной (ослабленный) поток;  $\xi(t)$  – входной поток;  $k$  – коэффициент ослабления.

Учитывая свойства числовых характеристик непрерывной случайной величины, из (4) получим, что математическое ожидание и дисперсия будут соответственно

$$\overline{\eta(t)} = \frac{\overline{\xi(t)}}{k}, \quad (5)$$

$$\sigma_{\eta}^2 = \sigma^2 \left[ \frac{\xi(t)}{k} \right] = \frac{1}{k^2} \sigma_{\xi}^2. \quad (6)$$

где  $\overline{\eta(t)}$  – среднее значение выходного (ослабленного) потока,  $\sigma_{\eta}^2$  – дисперсия выходного (ослабленного) потока

Тогда для отношения сигнал/шум на выходе ослабителя будет верно

$$\varphi_{\eta} = \frac{\overline{\eta(t)}}{\sqrt{\sigma_{\eta}^2}}, \quad (7)$$

где  $\varphi_{\eta}$  – отношение сигнал/шум на выходе ослабителя.

Подставляя (5) и (6) в (7), окончательно получим

$$\varphi_{\eta} = \frac{\overline{\xi(t)}}{k \sqrt{\frac{1}{k^2} \sigma_{\xi}^2}} = \frac{\overline{\xi(t)}}{\sqrt{\sigma_{\xi}^2}}. \quad (8)$$

Из (8) видно, что отношения сигнал/шум на входе и выходе ослабителя не зависят от коэффициента ослабления и численно равны для случая непрерывных сигналов

$$\varphi_{\eta} = \varphi_{\xi} \text{ или } \varphi_{\xi} = \varphi_{\eta}. \quad (9)$$

Здесь же можно показать, что ослабитель работает таким образом, что реализация случайного непрерывного сигнала может быть однозначно восстановлена из реализации ослабленного сигнала в любой момент времени  $t_i$  (рис. 4):

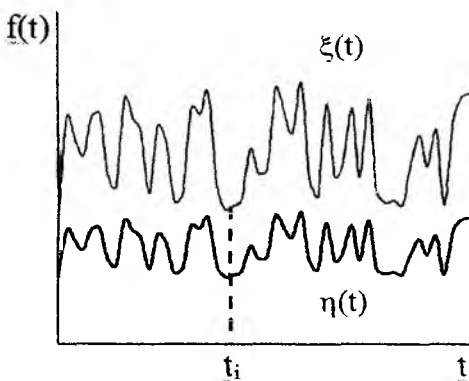


Рис. 4. Статистика сигнала

$$\xi(t_i) = \eta(t_i)k, \quad (10)$$

т.е. ослабитель не изменяет отношение сигнал/шум, если сигнал на его входе проявляет волновую природу.

С другой стороны, известно, что свет может проявлять и корпускулярные свойства при взаимодействии с веществом. В связи с введением понятия случайного потока фотонов возникает необходимость знать статистические характеристики рассматриваемого поля. При анализе некогерентных световых потоков можно ограничиться пуассоновской статистикой, которая описывает поток фотонов как простейший поток случайных событий. Тогда вероятность появления  $n$ -фотонов в единичной площади за время  $T$  будет описываться выражением [2, 3, 7]

$$P_n(T) = \frac{(aT)^n}{n!} e^{-aT}, \quad (11)$$

где  $a$  – характеризует интенсивность потока фотонов;  $n$  – число фотонов;  $T$  – время наблюдения (экспозиция);  $\bar{n}$  – среднее количество фотонов определяется соответственно (11), как

$$\bar{n} = aT, \quad (12)$$

а их дисперсия

$$\sigma^2 = aT = \bar{n}. \quad (13)$$

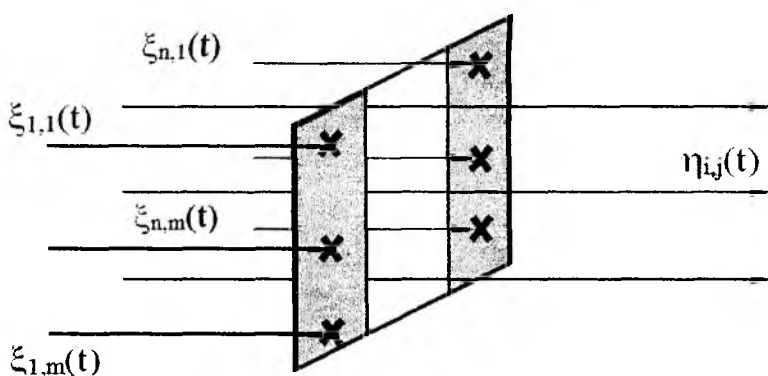


Рис. 5. Ослабление светового потока с помощью диафрагмы

$\xi_{i,j}(t)$ , проходящих через апертуру диафрагмы (рис. 3):

$$\xi(t) = \sum_i \sum_j \xi_{i,j}(t). \quad (14)$$

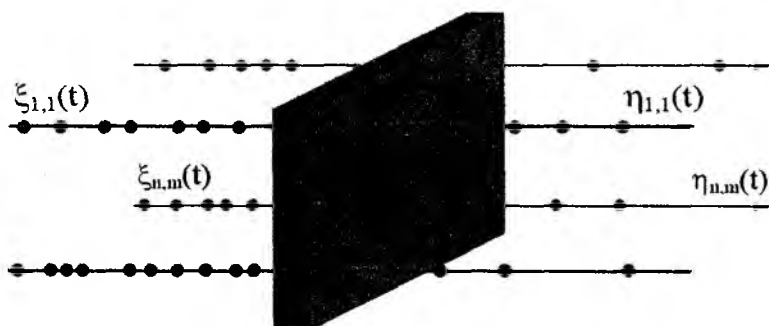


Рис. 6. Ослабление светового потока с помощью нейтрального фильтра

Рассмотрим альтернативный волновому подход к описанию процесса ослабления светового излучения, основанный на вероятностной модели взаимодействия потока фотонов с веществом. Представляя световой поток как поток квантов света, опишем операцию его ослабления как статистическое прореживание простейшего потока событий (рис. 5,6) [2].

Тогда световой сигнал  $\xi(t)$ , как совокупность пространственно разнесенных потоков фотонов

Учитывая, что простейший поток обладает и характеризуется пуассоновской статистикой (11) – (13), а также учитывая его инвариантность к такому типу преобразования (рис. 7) [3], можно утверждать, что поток на выходе ослабителя также будет пуассоновским и представляет собой сумму всех прошедших ослабитель элементарных потоков

$$\eta(t) = \sum_i \sum_j \eta_{i,j}(t), \quad (15)$$

где  $i = 1 \dots n$ ;  $j = 1 \dots m$ .

С учетом вышесказанного, запишем для среднего числа отсчетов на выходе ослабителя

$$\overline{\eta(t)} = \frac{\overline{\xi(t)}}{k}. \quad (16)$$

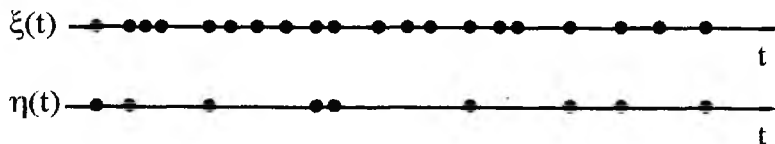


Рис. 7. Вероятностный характер ослабления

в любой момент времени  $t_i$

$$\xi(t_i) \neq \eta(t_i)k. \quad (17)$$

В то же время возможно восстановление его числовых характеристик, например

$$\overline{\xi(t)} = \overline{\eta(t)}k. \quad (18)$$

Таким образом, для статистически равнозначных потоков на входе и выходе ослабителя будет верно

$$\overline{\xi(t)} = \sigma_\xi^2 \quad (19)$$

и

$$\overline{\eta(t)} = \sigma_\eta^2. \quad (20)$$

Аналогично (3) запишем выражения для отношения сигнал/шум на входе и выходе ослабителя соответственно

$$\varphi_\xi = \frac{\overline{\xi(t)}}{\sqrt{\sigma_\xi^2}}, \quad (21)$$

$$\varphi_\eta = \frac{\overline{\eta(t)}}{\sqrt{\sigma_\eta^2}}. \quad (22)$$

Перепишем выражение (22) подставляя (17) – (20)

$$\varphi_\eta = \frac{\overline{\xi(t)}}{k\sqrt{\sigma_\xi^2}} = \frac{\overline{\xi(t)}}{\sqrt{k}\sqrt{\sigma_\xi^2}} \quad (23)$$

или с учетом (21) для (22) окончательно получим

$$\varphi_\eta = \frac{\varphi_\xi}{\sqrt{k}}. \quad (24)$$

Как видно из данного выражения, вероятностное ослабление корпускулярного потока приводит к уменьшению отношения сигнал/шум на выходе ослабителя пропорционально величине  $\sqrt{k}$ .

### Выводы

В случае проявления оптическим сигналом волновых свойств операция его ослабления не оказывает влияние на величину отношения сигнал/шум и, следовательно, на качество его обработки. В то же время, при проявлении оптическим сигналом корпускулярных свойств,

отношение сигнал/шум на выходе ослабителя будет ухудшаться пропорционально  $\sqrt{k}$  раз, что оказывает влияние на качество его последующей обработки.

**Список литературы:** 1. *Борн, М., Нольф, Э.* Основы оптики : изд. 2-е. ; пер. с англ. – М. : Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1973. – 724 с. 2. *Оптическая локация.* Теоретические основы приема и обработки оптических сигналов ; Под ред. А.И. Стрелкова. – Х. : Апостроф, 2010. – 312 с. 3. *Тихонов, В.И.* Статистическая радиотехника. – М. : Радио и связь, 1982. – 624с. 4. *Стафеев, С.К., Боярский, К.К., Башнина, Г.Л.* Основы оптики. – СПб. : Питер, 2006. – 336 с. 5. *Бутиков, Е. И.* Оптика. – 2-е изд., перераб. и доп. — СПб. : Невский Диалект, 2003. – 480 с. 6. *Гальярди, Р.М., Карп, Ш.* Оптическая связь : пер. с англ. – М. : Связь, 1978. – 424 с. 7. *Клаудер, Р. Джон, Сударшан, Э.К.Г.* Основы квантовой оптики : пер. А.С. Чиркин, Б.Я. Зельдович, В.Г. Тункин ; под ред. С.В. Ахманова. – М. : Иностран.лит., 1975. – 430 с.

*Харьковский университет  
Воздушных Сил им. И. Кожедуба*

*Поступила в редколлегию 11.02.2012*

Р.И. БЕЛОУС, канд. физ.-мат. наук, С.П. МАРТЫНЮК, канд. физ.-мат. наук,  
А.П. МОТОРЕНКО, канд. физ.-мат. наук, И.Г. СКУРАТОВСКИЙ, О.И. ХАЗОВ

## ОСОБЕННОСТИ МЕХАНИЧЕСКОЙ ПЕРЕСТРОЙКИ РЕЗОНАНСНОЙ ЧАСТОТЫ ВОЛНОВОДНО-ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА

### Введение

В настоящее время объектом научных исследований, а в прикладном плане – важным узлом при построении новых радиотехнических систем, – остаются резонансные структуры волноводно-диэлектрического типа. Отдельную группу в классе таких резонаторов составляют волноводно-диэлектрические резонаторы (ВДР). Важной особенностью ВДР является возможность механической перестройки резонансной частоты в широком частотном диапазоне.

Ниже представлены результаты исследования особенностей плавной перестройки резонансной частоты основного несимметричного колебания магнитного типа в ВДР. Рассчитаны и измерены собственные частоты и добротности колебания  $H_{111}$  в ВДР сантиметрового (см) и миллиметрового (мм) диапазонов длин волн. Показано влияние зазора между короткозамыкающим (КЗ) поршнем и стенкой запердельного волновода на характеристики перестройки резонансной частоты и добротности колебания.

### Методика расчетов и техника эксперимента

Волноводно-диэлектрический резонатор состоит из отрезка прямоугольного или круглого волновода, частично заполненного высококачественным диэлектриком [1, 2] с невысокой относительной диэлектрической проницаемостью. В случае использования запердельного волновода такой резонатор имеет разреженный спектр собственных колебаний, широкий диапазон частотной перестройки и обладает малыми размерами и весом. Как показали исследования [3, 4], ВДР имеет высокие электрические параметры как в сантиметровом, так и в миллиметровом диапазонах СВЧ.

Методика расчета характеристик ВДР изложена в ряде статей и в монографии [1], а ВДР с КЗ поршнем – в работах [3, 5], однако в этих работах отсутствуют экспериментальные исследования возможностей плавной перестройки основных электрических параметров резонатора от положения КЗ поршня. До сих пор не проведены экспериментальные исследования резонансной частоты и добротности ВДР в зависимости от положения КЗ поршня.

В статье изложены результаты исследования характеристик перестройки резонансного колебания  $H_{111}$  в ВДР сантиметрового и миллиметрового диапазонов. Проведено сравнение результатов расчета и экспериментальных данных.

Электродинамическая задача по определению спектра собственных частот колебаний  $H$ -типа в ВДР с КЗ поршнем решалась методом частичных областей, при этом потери энергии в металлических стенках резонатора и в объеме диэлектрика не учитывались. Рассматривался случай, когда незаполненные диэлектриком участки волновода для резонансной частоты являются запердельными, а часть волновода с диэлектриком остается регулярной.

Выражение для определения спектра собственных частот  $H$ -типов колебаний в ВДР с КЗ поршнем, взятое из [3] и использованное в настоящих расчетах, выглядит так:

$$\frac{\beta_{mn}}{\gamma_{mn}} (1 + th \gamma_{mn}) = \left( \frac{\beta_{mn}^2}{\gamma_{mn}^2} th \gamma_{mn} L - 1 \right) tg \beta_{mn} l, \quad (1)$$

где  $\beta_{mn} = \sqrt{k^2 \epsilon - \left( \frac{\zeta_{mn}}{a} \right)^2}$ ;  $\gamma_{mn} = \sqrt{\left( \frac{\zeta_{mn}}{a} \right)^2 - k^2}$  – постоянные распространения волны в волноводе с диэлектрическим элементом (ДЭ) и затухания в пустом волноводе соответственно;

$L$  – расстояние между ДЭ и КЗ поршнем;  $l$  – длина ДЭ;  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ ;  $\lambda$  – резонансная длина волны;  $\zeta_{mn}$  – корни уравнения  $J'_{mn}(\zeta_{mn}) = 0$ ;  $J'_{mn}$  – производная функции Бесселя первого рода  $m$ -го порядка;  $\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость материала диэлектрика;  $a$  – радиус волновода.

Собственные добротности резонатора на основных несимметричных колебаниях магнитного типа  $H_{111}$  рассчитывались с привлечением понятия частичных добротностей [1, 3]. В этом случае учитывались потери электромагнитной энергии как в диэлектрике, так и в металлических частях резонатора. Ввиду громоздкости выражений здесь они не приводятся.

Макет ВДР 3-см диапазона представлял отрезок круглого волновода диаметром 13,05 мм, внутри которого поочередно размещались диэлектрические элементы (ДЭ) разной длины. В одном из отрезков пустого волновода находился подвижный КЗ поршень, а второй отрезок использовался для связи резонатора с источником возбуждения колебаний. КЗ поршень представлял собой цилиндр с плоскими торцами, плотно входящий в отрезок пустого волновода, который мог перемещаться в нем вплоть до соприкосновения с ДЭ. Все ДЭ были выполнены из тефлона ( $\varepsilon = 2,05$ ;  $\operatorname{tg} \delta = 1,9 \cdot 10^{-4}$ ) и плотно входили в волновод. Металлические части резонатора и КЗ поршень были изготовлены из бескислородной меди ( $\sigma = 5,8 \cdot 10^7 \text{ См/м}$ ). Из этих же материалов был изготовлен и макет ВДР 8-мм диапазона. Он представлял собой отрезок волновода диаметром 4,6 мм, в котором помещались ДЭ и КЗ поршень. В наших экспериментах зазор между КЗ поршнем и внутренней стенкой волновода в 3-см и 8-мм диапазонах составлял 0,06 – 0,07 и 0,01 – 0,02 мм соответственно.

Для возбуждения колебаний и измерения резонансных частот использовались панорамные измерители КСВН типа Р2-67 (8-мм диапазон) и Р2-61 (3-см диапазон), причем в первом случае комплект СВЧ узлов панорамного измерителя был дополнен волномером, а во втором – частотомером типа ЧЗ-54. Узел связи представлял собой отрезок прямоугольного волновода с круглым фланцем, соединенным с аналогичным фланцем круглого волновода ВДР.

Величина связи регулировалась изменением длины запредельного участка волновода, примыкающего к панорамному измерителю.

Собственные добротности колебаний ВДР определялись в режиме связи генератора с нагрузкой ниже критической.

### Результаты расчетов и эксперимента

Первоначально были выполнены расчеты и проведены контрольные измерения резонансных частот и добротностей выбранного колебания в ВДР. При контрольных измерениях волноводная часть резонатора была изготовлена толстостенной. ДЭ помещался на требуемое расстояние  $L$  от одного из торцов волновода (0 – 10 мм в сантиметровом и 0 – 5 мм в миллиметровом диапазоне). Этот торец плотно прикрывался медным диском, и таким образом диск заменял КЗ поршень. Для уменьшения влияния зазора между диском и поперечной стенкой волновода соответствующие поверхности диска и волновода притирались. Необходимые расстояния обеспечивались перемещением ДЭ относительно неподвижного диска. Очевидно, что в случае  $L = 0$  ДЭ касался диска. Для плавного изменения собственных частот и добротностей ВДР в этот узел резонатора помещался КЗ поршень, который перемещался относительно неподвижного ДЭ.

На рис. 1 представлены расчетные зависимости резонансной частоты  $f$  колебания  $H_{111}$  в ВДР 3-см диапазона от величины  $L$  для двух значений длин ДЭ:  $l = 6,02$  и  $13,96$  мм (кривые 1 и 2 соответственно). На каждой из этих кривых отмечены экспериментальные точки контрольных измерений резонансных частот. Как видно, имеет место хорошее соответствие расчетных и экспериментальных значений (отличие расчетных и экспериментальных данных в большинстве случаев не превышает  $\pm 10 \text{ МГц}$ , что составляет примерно  $\pm 0,1\%$ ). Пунктирными линиями 3 и 4 на рис.1 отмечены значения критических частот волны  $H_{11}$  в пустом вол-

$L$  – расстояние между ДЭ и КЗ поршнем;  $l$  – длина ДЭ;  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ ;  $\lambda$  – резонансная длина волны;  $\zeta_{mn}$  – корни уравнения  $J'_{mn}(\zeta_{mn}) = 0$ ;  $J'_{mn}$  – производная функции Бесселя первого рода  $m$ -го порядка;  $\epsilon$  – диэлектрическая проницаемость материала диэлектрика;  $a$  – радиус волновода.

Собственные добротности резонатора на основных несимметричных колебаниях магнитного типа  $H_{111}$  рассчитывались с привлечением понятия частичных добротностей [1, 3]. В этом случае учитывались потери электромагнитной энергии как в диэлектрике, так и в металлических частях резонатора. Ввиду громоздкости выражений здесь они не приводятся.

Макет ВДР 3-см диапазона представлял отрезок круглого волновода диаметром 13,05 мм, внутри которого поочередно размещались диэлектрические элементы (ДЭ) разной длины. В одном из отрезков пустого волновода находился подвижный КЗ поршень, а второй отрезок использовался для связи резонатора с источником возбуждения колебаний. КЗ поршень представлял собой цилиндр с плоскими торцами, плотно входящий в отрезок пустого волновода, который мог перемещаться в нем вплоть до соприкосновения с ДЭ. Все ДЭ были выполнены из тефлона ( $\epsilon = 2,05$ ;  $\text{tg } \delta = 1,9 \cdot 10^{-4}$ ) и плотно входили в волновод. Металлические части резонатора и КЗ поршень были изготовлены из бескислородной меди ( $\sigma = 5,8 \cdot 10^7 \text{ См/м}$ ). Из этих же материалов был изготовлен и макет ВДР 8-мм диапазона. Он представлял собой отрезок волновода диаметром 4,6 мм, в котором помещались ДЭ и КЗ поршень. В наших экспериментах зазор между КЗ поршнем и внутренней стенкой волновода в 3-см и 8-мм диапазонах составлял 0,06 – 0,07 и 0,01 – 0,02 мм соответственно.

Для возбуждения колебаний и измерения резонансных частот использовались панорамные измерители КСВН типа Р2-67 (8-мм диапазон) и Р2-61 (3-см диапазон), причем в первом случае комплект СВЧ узлов панорамного измерителя был дополнен волномером, а во втором – частотомером типа ЧЗ-54. Узел связи представлял собой отрезок прямоугольного волновода с круглым фланцем, соединенным с аналогичным фланцем круглого волновода ВДР.

Величина связи регулировалась изменением длины запредельного участка волновода, примыкающего к панорамному измерителю.

Собственные добротности колебаний ВДР определялись в режиме связи генератора с нагрузкой ниже критической.

### Результаты расчетов и эксперимента

Первоначально были выполнены расчеты и проведены контрольные измерения резонансных частот и добротностей выбранного колебания в ВДР. При контрольных измерениях волноводная часть резонатора была изготовлена толстостенной. ДЭ помещался на требуемое расстояние  $L$  от одного из торцов волновода (0 – 10 мм в сантиметровом и 0 – 5 мм в миллиметровом диапазоне). Этот торец плотно прикрывался медным диском, и таким образом диск заменял КЗ поршень. Для уменьшения влияния зазора между диском и поперечной стенкой волновода соответствующие поверхности диска и волновода притирались. Необходимые расстояния обеспечивались перемещением ДЭ относительно неподвижного диска. Очевидно, что в случае  $L = 0$  ДЭ касался диска. Для плавного изменения собственных частот и добротностей ВДР в этот узел резонатора помещался КЗ поршень, который перемещался относительно неподвижного ДЭ.

На рис. 1 представлены расчетные зависимости резонансной частоты  $f$  колебания  $H_{111}$  в ВДР 3-см диапазона от величины  $L$  для двух значений длин ДЭ:  $l = 6,02$  и  $13,96$  мм (кривые 1 и 2 соответственно). На каждой из этих кривых отмечены экспериментальные точки контрольных измерений резонансных частот. Как видно, имеет место хорошее соответствие расчетных и экспериментальных значений (отличие расчетных и экспериментальных данных в большинстве случаев не превышает  $\pm 10 \text{ МГц}$ , что составляет примерно  $\pm 0,1\%$ ). Пунктирными линиями 3 и 4 на рис.1 отмечены значения критических частот волны  $H_{11}$  в пустом вол-

новоде выбранных поперечных размеров (13,48 ГГц) и в волноводе, заполненном диэлектриком с  $\epsilon = 2,05$  (9,42 ГГц). Измерения резонансных частот колебания  $H_{111}$  в ВДР с КЗ поршнем показали, что они отличались от расчетных не более чем на  $\pm 0,2\%$ , и на рисунке не показаны.

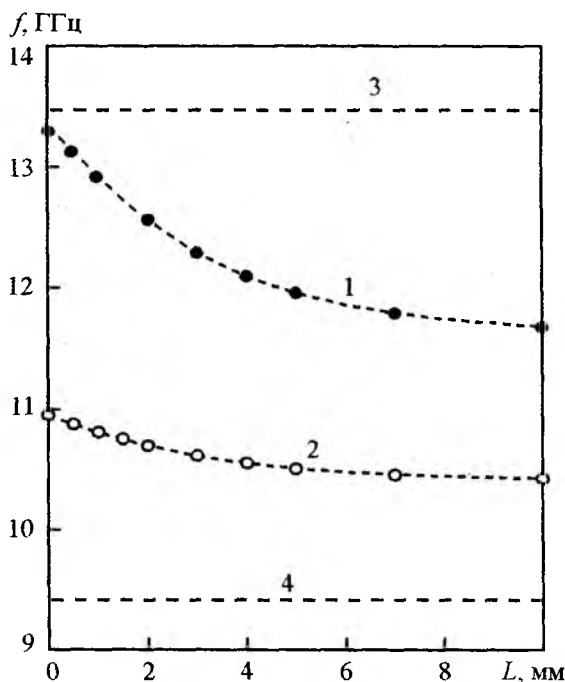


Рис. 1

Результаты этих измерений позволяют сделать вывод о том, что влияние зазора между КЗ поршнем и внутренней поверхностью волновода в наших условиях не сказывается заметно на резонансной частоте исследуемого колебания. (Как оказалось, расхождения между расчетными и экспериментальными данными определялись, в основном, неточностью установки расстояния  $L$ , которая была примерно одинаковой как при контрольных измерениях, так и при измерениях с КЗ поршнем).

На рис. 2 представлены зависимости собственных добротностей  $Q$  колебания  $H_{111}$  в ВДР от величины  $L$  для тех же длин ДЭ, что и на рис. 1:  $l = 6,02$  и  $13,96$  мм (рис. 2, а и б соответственно). На рисунках пунктирные кривые 1 – расчетные, а результаты контрольных измерений добротностей отмечены значками  $\bullet$  и  $\circ$  соответственно.

Как видно из рис. 2, результаты расчетов и контрольных измерений достаточно хорошо совпадают (различие составляет не более 5 %). Несколько худшее совпадение наблюдается лишь при малых значениях параметра  $L$ , где расчетные значения  $Q$  отличаются от контрольных примерно на 10 %.

Кривыми 2 на этих рисунках представлены экспериментальные зависимости добротностей выбранного колебания, полученные с КЗ поршнем. Видно, что они ниже расчетных кривых и контрольных значений, причем отличия тем больше, чем ближе КЗ поршень к ДЭ. Например, при  $l = 6,02$  мм и  $L = 2$  мм (рис. 2, а) добротность понизилась по сравнению с расчетной на 2500 единиц, что составляет 63,5%, а при  $l = 13,96$  мм и  $L = 2$  мм (рис. 2, б) – на 1200 единиц, или около 37%.

Как следует из рис. 1, с увеличением продольных размеров ДЭ уменьшается резонансная частота, что приводит к проникновению электромагнитного поля на меньшую длину предельного волновода. Поэтому для наибольшей из выбранных величин  $l$  (рис. 2, б) при  $L = 10$  мм экспериментальные значения добротностей (контрольные и полученные с КЗ поршнем)

практически совпадают. В этих условиях влияние зазора между поршнем и стенкой волновода становится незаметным.

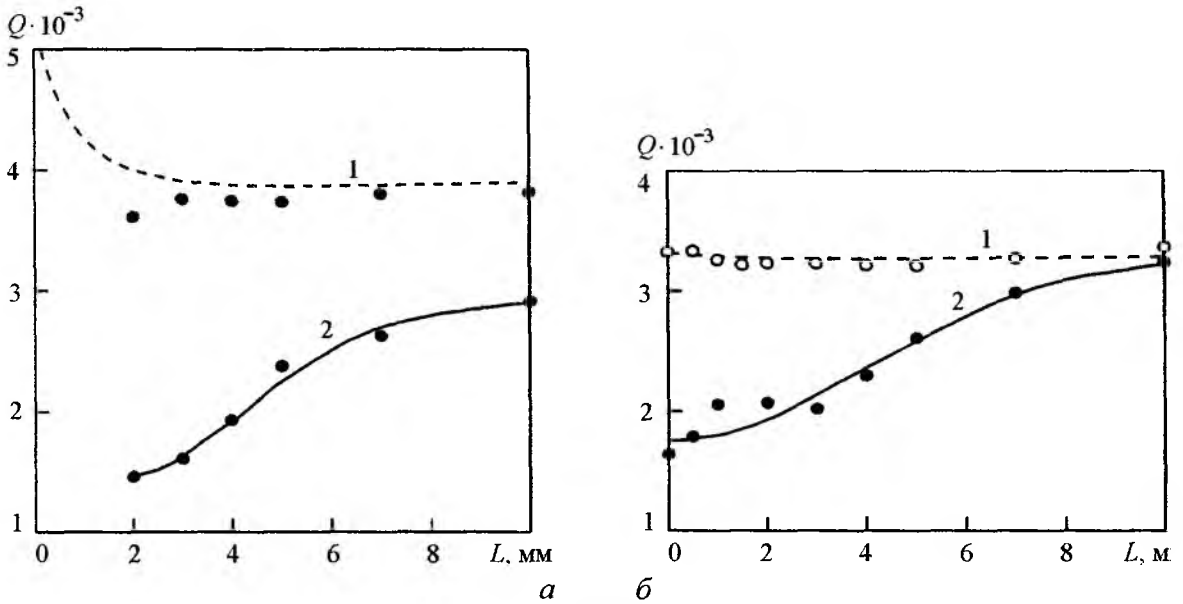


Рис. 2

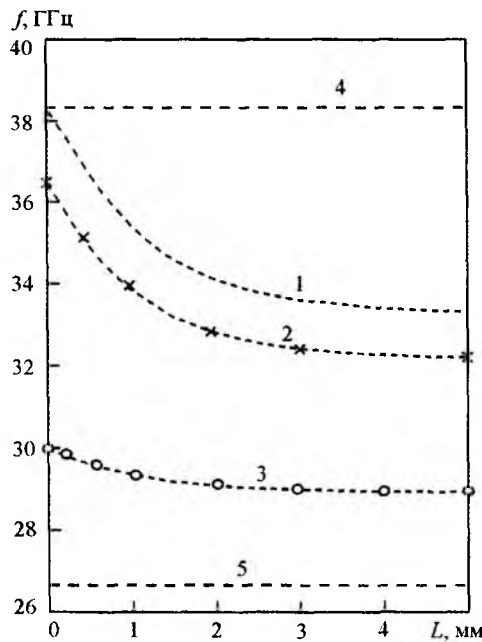


Рис. 3

На рис. 3 приведены зависимости резонансной частоты колебания  $H_{111}$  в ВДР 8-мм диапазона от параметра  $L$ . Пунктирные кривые 1, 2 и 3 – расчетные и соответствуют значениям  $l = 2,0; 2,52$  и  $6,02$  мм. Пунктирными линиями 4 и 5 указаны значения критических частот волны  $H_{11}$  в выбранном волноводе без диэлектрика ( $38,33$  ГГц) и с диэлектриком ( $26,66$  ГГц). Крестиками  $\times$  и кружками  $\circ$  на кривых 2 и 3 представлены экспериментальные значения частот (контрольные измерения). Оценки показывают, что отличия расчетных и контрольных значений частот составляют не более  $40$  МГц или менее  $0,13\%$ . Все экспериментальные точки, в отличие от ВДР 3-см диапазона, оказались несколько выше расчетных, что может быть обусловлено неточностью выбора в расчетах значения величины  $\epsilon$ .

На рис. 4 приведены расчетные зависимости добротностей колебания  $H_{111}$  (кривые 1), а также полученные при контрольных измерениях (2) и с КЗ поршнем (3) от параметра  $L$ . При этом рис. 4, а соответствует значению  $l = 2,52$  мм, а 4, б –  $l = 6,02$  мм. По сравнению с зависимостями, приведенными на рис. 2, в миллиметровом диапазоне результаты контрольных измерений добротностей отличаются от расчетных значений несколько больше. Видно также, что, как и в 3-см диапазоне, измеренные зависимости добротностей с использованием КЗ поршня отличаются и от расчетных, и от контрольных. Отличия расчетных величин от контрольных измерений в миллиметровом диапазоне могут быть обусловлены неточностью выбранного для расчета значения тангенса угла потерь ( $tg \delta = 1,9 \cdot 10^{-4}$ ), а также большей экспериментальной погрешностью определения добротности.

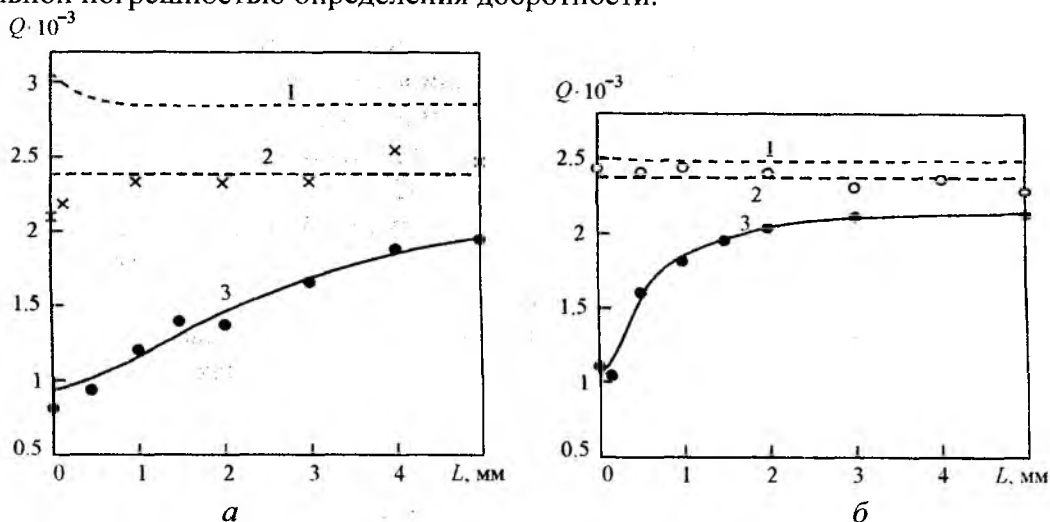


Рис. 4

## Выводы

Волноводно-диэлектрические резонаторы с КЗ поршнем могут быть рассчитаны и построены в сантиметровом и миллиметровом диапазонах по методике, изложенной в [3]. Для плавной механической перестройки резонансной частоты может быть использован КЗ поршень, помещенный в один из участков запредельного волновода. При этом нужно учитывать, что зависимости резонансных частот от положения КЗ поршня изменяются в соответствии с расчетными, тогда как экспериментальные зависимости добротностей в случае подвижного КЗ поршня оказываются ниже расчетных, причем тем больше, чем ближе КЗ поршень находится к диэлектрику. Для повышения добротности колебания  $H_{111}$  в ВДР, перестраиваемом КЗ поршнем, необходимо более точное изготовление составных частей резонатора.

Представляется перспективным также поиск новых конструктивных решений, исключающих или ослабляющих влияние зазора между КЗ поршнем и стенкой запредельного волновода на добротность выбранного колебания, особенно в миллиметровом диапазоне.

**Список литературы:** 1. Диэлектрические резонаторы / Под ред. М.Е. Ильченко. – М.: Радио и связь, 1989. – 328 с. 2. Каплевич, Б.Ю., Трубахин, Е.Р. Волноводно-диэлектрические фильтрующие структуры. – М.: Радио и связь, 1990. – 272 с. 3. Белоус, Р.И., Макеев, Ю.Г., Моторненко, А.П., Моторненко, Л.П. Расчет и экспериментальное исследование волноводно-диэлектрического резонатора // Радиотехника / Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2003. – Вып. 131. – С. 139-144. 4. Белоус, Р.И., Мартынюк, С.П., Моторненко, А.П., Скуратовский, И.Г. Волноводно-диэлектрический резонатор миллиметрового диапазона // Радиофизика и электроника / Ин-т радиофизики и электроники НАН Украины. – 2010. – Т. 11(15). – №4. – С. 74-77. 5. Макеев, Ю.Г., Моторненко, А.П. Исследование электрических характеристик цилиндрического ВДР // Радиофизика и электроника / Ин-т радиофизики и электроники НАН Украины. – 1999. – Т. 4. – №1. – С. 37-42.

## ВЫСОКОДОБРОТНЫЙ КОАКСИАЛЬНЫЙ НЕРЕГУЛЯРНЫЙ РЕЗОНАТОРНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

### Введение

Основным устройством системы измерений в сканирующей зондовой микроскопии (СЗМ), определяющим чувствительность и разрешающую способность, является измерительный преобразователь, или микрозонд, непосредственно взаимодействующий с исследуемым объектом [1].

В ближнеполевой сканирующей микроволновой микроскопии (СММ) таким устройством является отрезок линии передачи, заканчивающийся миниатюрным зондом или резонаторный измерительный преобразователь (РИП), соединенный или совмещенный с микрозондовой структурой. При этом предпочтительным является использование РИП, позволяющим получать более высокую чувствительность измерений [2, 3].

Поскольку в СММ наиболее эффективной конструкцией зонда является коаксиальная возникает необходимость построения такой резонаторной части РИП, которая сопрягается по структуре поля с коаксиальным микрозондом.

*Цель работы* – анализ возможностей использования нерегулярных коаксиальных резонансных структур, возбуждаемых на высших высокодобротных видах колебаний, для создания РИП СММ.

### Основная часть

При использовании резонаторных измерительных преобразователей информационные сигналы представляют собой изменения добротности и сдвиги резонансной частоты, величина которых определяется изменениями величины потерь и диэлектрической проницаемости локального участка поверхности исследуемого материала. При этом, чем выше добротность РИП, тем выше чувствительность измерений. Пространственная разрешающая способность определяется конструкцией и геометрией апертурной части зонда РИП. Как правило, это коаксиальная структура с заостренным центральным проводником.

Такая конструкция получила наибольшее распространение благодаря возможности достаточно простого изменения пространственной разрешающей способности путем изменения степени заострения. На конце острия при этом формируется продольная  $z$  составляющая электрического поля, обеспечивающая взаимодействие с исследуемым объектом.

Функционально, а в большинстве случаев и конструктивно, РИП СММ состоит из двух частей: резонаторной и микрозондовой. Резонаторная должна иметь максимально возможную добротность, а зондовая – максимально локализованную продольную  $z$ -ю составляющую поля.

Технологически наиболее удобными в изготовлении являются осесимметричные резонаторы: коаксиальные или цилиндрические.

В объемных цилиндрических резонаторах можно возбудить виды колебаний  $H_{01n}$ , которые обладают аномально малыми потерями (в основном за счет наличия только поперечных кольцевых составляющих поверхностных токов) и, соответственно, высокими добротностями. Такие резонаторы также можно использовать для создания РИП СММ, но для этого микрозондовая структура должна вводиться со стороны цилиндрической стенки резонатора, что создает дополнительные технологические трудности и может привести к потере ожидаемого выигрыша по добротности.

В коаксиальной линии при определенных соотношениях диаметров внутреннего и внешнего проводников возможно возникновение высших типов волн, в том числе и волны типа  $H_{01}$  [4]. Обычно высшие типы волн в линиях считаются нежелательным фактором и от них, как правило, стараются избавляться. Однако волну  $H_{01}$ -типа можно использовать для

создания высокодобротного коаксиального резонатора, а наличие у такого резонатора центрального проводника позволит достаточно просто осуществить его сопряжение с коаксиальной микрозондовой структурой [5]. К недостаткам такой конструкции можно отнести необходимость устранения вырождения видов колебаний  $H_{01n}$  и  $E_{11n}$ , которые к тому же не являются низшими, а также сложности в обеспечении конструктивной жесткости тонкого центрального проводника, переходящего в зондовую структуру.

В то же время в конструкции коаксиального конусного четвертьволнового резонатора достаточно просто реализуются колебания на волне ТЕМ типа и плавный переход от резонатора к зонду (см. рис.1). Недостатком такой конструкции является низкая добротность четвертьволновых резонансов коаксиальной структуры, которые, как правило, даже для теоретических оценок не превышают нескольких тысяч, а на практике с учетом связей и потерь в соединениях могут быть и менее  $10^3$ .

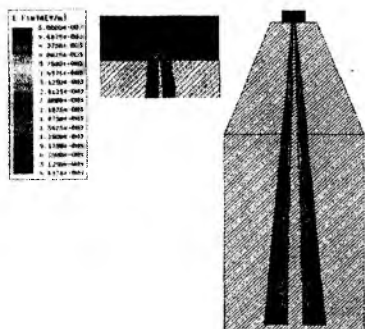


Рис.1. Коаксиальный конический четвертьволновый РИП:  
 $f_p = 8,32$  ГГц,  $Q = 1548,6$

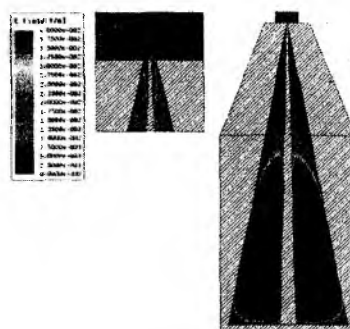


Рис.2. Коаксиальный конический РИП с видом колебаний  $H_{111}$ :  
 $f_p = 7,85$  ГГц,  $Q = 11232$

Как показывает модельный эксперимент, в коническом коаксиальном резонаторе также возможно возбуждение колебаний, отличных от ТЕМ, при увеличении отношения внутреннего диаметра внешнего экранного проводника к диаметру внутреннего (рис.2). Добротность резонатора получается при этом в несколько раз большей, чем для колебаний волн ТЕМ-типа. Вариацией угла раскрыва конуса, его длины и отношения соответствующих диаметров проводников можно обеспечить необходимое значение резонансной частоты.

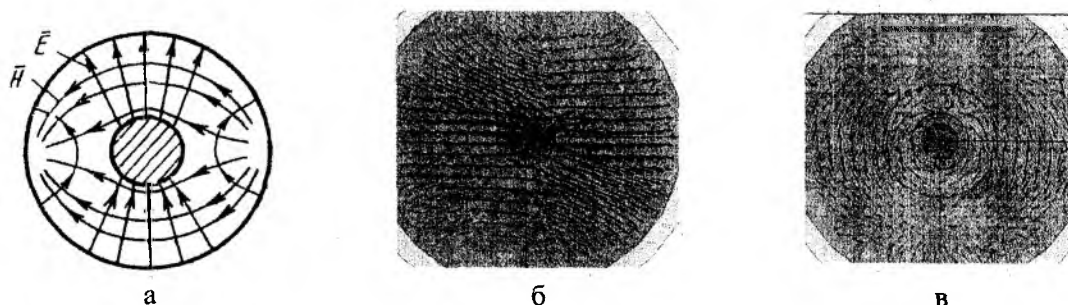


Рис. 3. Структура полей: а – волна  $H_{11}$  в коаксиальной линии; б –  $E$  в коническом коаксиальном резонаторе (рис.2); в –  $H$  в коническом коаксиальном резонаторе (рис.2)

Сравнение и анализ структуры электромагнитных полей в поперечном сечении зоны возбуждения конического РИП и одного из возможных высших типов волн в коаксиальной линии показывают (рис.3), что высокодобротный резонансный отклик в коническом коаксиальном РИП можно идентифицировать с низшим видом колебаний  $H_{111}$  в цилиндрическом резонаторе.

При рассмотрении нерегулярной коаксиальной резонансной структуры принималось, что ее центральный проводник также имеет коническую форму, но диаметры его концов

постоянны (3,8 и 0,6 мм); также не меняется внутренний диаметр апертурного отверстия (2 мм). Остальные размеры (длина  $L$  и внутренний радиус  $R_1$  широкой части наружного проводника нерегулярной коаксиальной структуры) при моделировании изменялись с целью выяснения области существования вида колебаний квази- $H_{111}$ . Результаты расчетов приведены в табл. 1.

Таблица 1

Значения  $f_p$  и  $Q$  для вида колебаний квази- $H_{111}$  в нерегулярной коаксиальной структуре

$L, мм$	86	81	81	81	76	71	66	64	60
$R_1, мм$	16	15,5	16	16,5	16	16	16	18	18
$f_p, ГГц$	7,8603	8,0249	7,8136	7,8296	8,113	8,261	8,42	7,8510	8,0078
$Q$	11223	11063	10693	11184	11109	11053	10935	11460	11385

Из данных табл. 1 можно сделать вывод, что на подобных видах колебаний можно обеспечить достаточно высокие значения добротности.

При дальнейшем варьировании размерами нерегулярной коаксиальной структуры выяснилось, что в ней могут возбуждаться и другие высокочастотные виды колебаний, например, вида квази- $H_{112}$  (см. рис.4 и табл. 2).

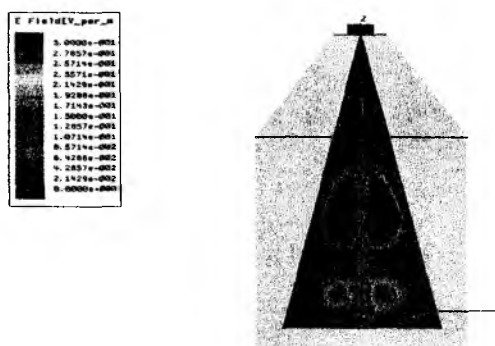


Рис. 4. Распределение  $E$  поля вида колебаний квази- $H_{112}$  в нерегулярной коаксиальной структуре

Таблица 2.

Значения  $f_p$  и  $Q$  для вида колебаний квази- $H_{112}$  в нерегулярной коаксиальной структуре

$L, мм$	86	86	86	86	88	88	90	90	96
$R_1, мм$	18	19	20	21	19	21	19	21	21
$f_p, ГГц$	9,1708	8,9087	8,638	8,5532	8,98	8,4713	8,896	8,3891	8,1895
$Q$	12059	12613	12882	13381	12678	13303	12578	13246	13548

$L, мм$	96	101	106	106	111	111
$R_1, мм$	22	22	17	21	18	20
$f_p, ГГц$	7,9626	7,813	8,9682	7,884	8,529	7,9903
$Q$	13648	13911	12046	13583	12483	13303

Из табл. 2 видно, что в этом случае могут быть получены большие значения добротностей и большие значения резонансных частот, чем для вида колебаний квази- $H_{111}$ .

В рассматриваемых нерегулярных коаксиальных структурах при подборе соответствующих размеров возможно также возбуждение видов колебаний квази- $E_{011}$  (рис.5) и квази- $H_{221}$  (рис.6). При этом для квази- $E_{011}$  добротность изменяется в пределах от  $3,8 \cdot 10^3$  до  $6,5 \cdot 10^3$ , резонансная частота – от 7,81 до 8,4 ГГц при  $L = 86 \dots 111$  мм,  $R = 21 \dots 23$  мм. Для квази- $H_{221}$ : добротность –  $1,4 \cdot 10^4 \dots 1,53 \cdot 10^4$ .

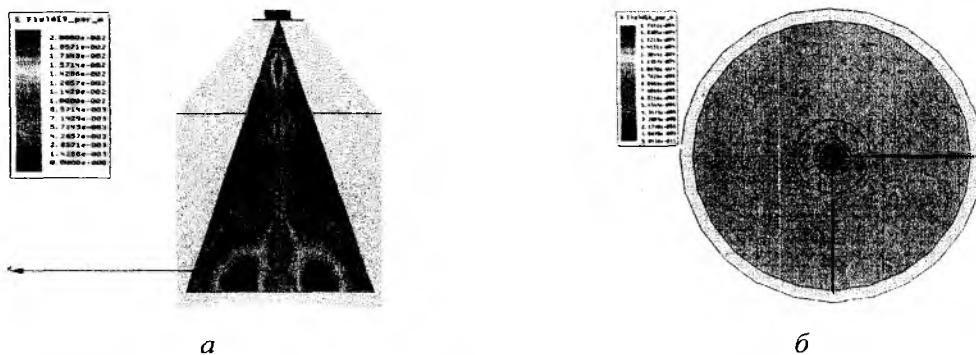


Рис. 5. Конфигурация полей вида колебаний квази- $E_{011}$  в нерегулярной коаксиальной структуре:  $a$  – поле  $E$ ,  $b$  – поле  $H$

Резонанс на виде колебаний квази- $H_{221}$  более высокодобротный по сравнению с предыдущими видами колебаний, но его возбуждение и выделение могут стать сложной технической задачей, поскольку он имеет сложную конфигурацию электрических и магнитных полей (см. рис.6).

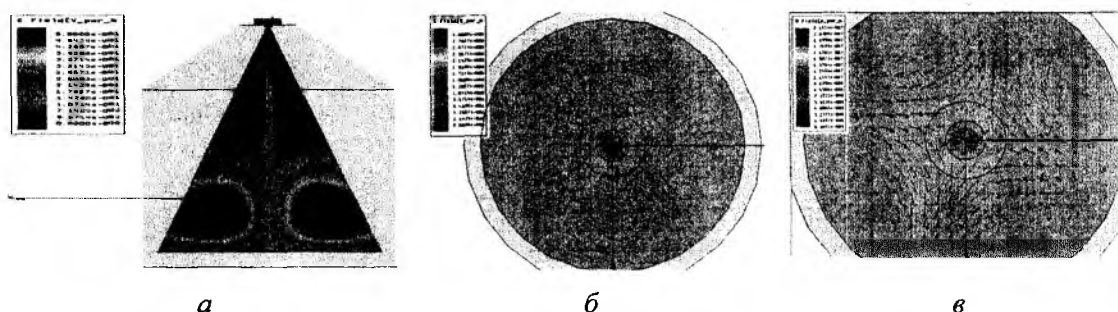


Рис.6. Конфигурация полей вида колебаний квази- $H_{221}$  в нерегулярной коаксиальной структуре:  $a$  – поле  $E$ ,  $b$  – поле  $E$ ,  $c$  – поле  $H$

Обеспечение работы рассматриваемых резонансных нерегулярных структур на избранном виде колебаний может стать также довольно сложной электродинамической и технической задачей, поскольку такая структура обладает многомодовостью и может возбуждаться на различных видах колебаний в рабочем диапазоне частот.

Так, например, для коаксиальной нерегулярной структуры с размерами  $L - 81$  мм,  $R_1 - 16$  мм диапазоне частот  $8,01...12,23$  ГГц будет возникать 8 резонансов, включая и относительно низкодобротные (до  $1,5...2 \cdot 10^3$ ) резонансы  $n$ -четвертьволновых коаксиальных резонаторов.

Количество возможных резонансов в такой структуре может быть сокращено за счет выбора конструкции и места подключения элементов связи, предназначенных для возбуждения выбранного вида колебаний с определенной ориентацией магнитных и электрических составляющих поля.

При выборе в качестве устройств связи коаксиальных линий, подключаемых к исследуемой структуре через торцевую стенку, и ориентации петель связи с учетом конфигурации полей необходимого вида колебаний, АЧХ такого РИП будет выглядеть так, как показано на рис.7. Видно, что в рабочем диапазоне осталось только три высокодобротных резонанса.

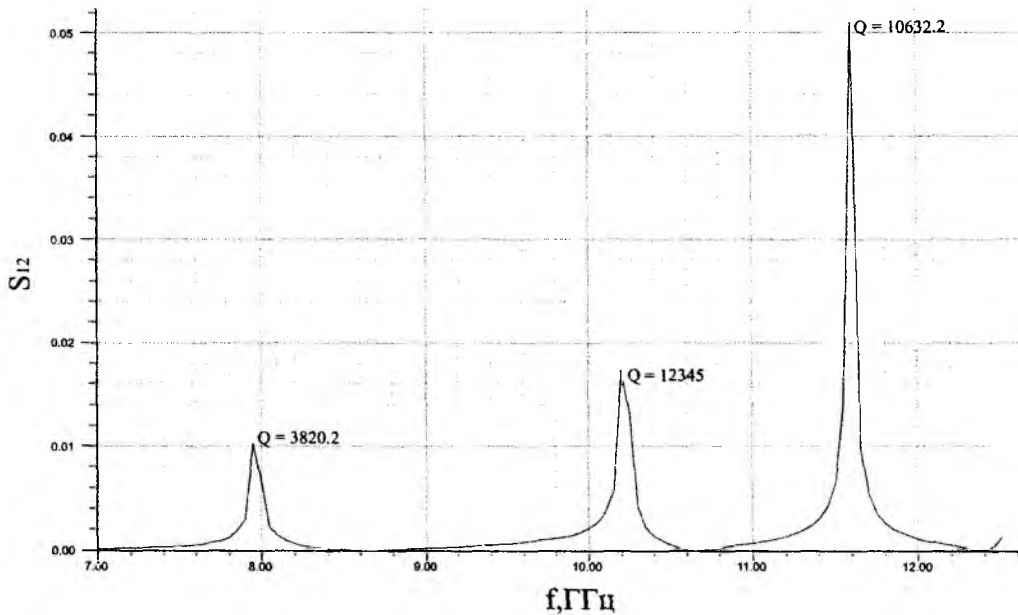


Рис.7. АЧХ РИП на основе нерегулярной коаксиальной структуры

### Выводы

Таким образом, нерегулярные коаксиальные структуры, возбуждаемые на высших видах колебаний, могут быть с успехом применены для создания высокодобротных РИП с достаточно далеко разнесенными резонансами. Однако их реализация связана с преодолением ряда трудностей, а именно: аналитический расчет таких систем затруднен, следовательно, определение конкретных геометрических размеров конструкций под заданное значение частоты будет осуществляться перебором модельных систем и последующей экспериментальной подгонкой; технология получения качественных конических поверхностей и соосного высокоточного сопряжения двух конусов (внутреннего проводника и внешнего) сложна и требует разработки специальных технологических оснасток. Поэтому использование такого типа РИП обосновано только в том случае, если невозможно решение задачи другими способами или есть отлаженная технология изготовления таких устройств.

В то же время результаты, полученные при моделировании РИП на основе нерегулярных коаксиальных структур, доказывают возможность построения высокодобротных конических коаксиальных преобразователей, возбуждаемых на высших видах колебаний, и позволяют провести разработку высокочувствительных резонаторных преобразователей рассмотренного типа для сканирующего микроволнового микроскопа, что должно привести к повышению чувствительности проводимых с его помощью исследований.

**Список литературы:** 1. Миронов, В.Л. Основы сканирующей зондовой микроскопии. – М. : Техносфера, 2004. – 144с. 2. Chen, L.F., Ong, C.K., Neo, C.P. et al. Microwave Electronics. Measurements and Materials Characterization. John Wiley & Sons, Ltd., 2004. – 537p. 3. Anlage, S.M., Talanov, V.V., Schwartz, A.R. Principles of near-field microwave microscopy // Scanning probe microscopy: electrical and electromechanical phenomena at the nanoscale / ed. by S.V.Kalinin, A.Gruverman. – New York : Springer-Verlag, 2007. – Vol. 1. – P. 215-253. 4. Лебедев, И.В. Техника и приборы СВЧ. Т.1. – М. : Высш. шк., 1970. – 440 с. 5. Бондаренко, И.Н., Рострупа, Е.Е. Коаксиальный резонаторный измерительный преобразователь на виде колебаний  $H_{01n}$  // Сб. науч. тр. 3-й Междунар. науч. конф. «Функциональная компонентная база микро-, опто- и нанoeлектроники». – Харьков-Кацевели, 2010. – С. 313-315.

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.03.2012

*Н.И. СЛИПЧЕНКО, д-р физ.-мат. наук, Е.П. ТАРАН, канд. физ.-мат. наук,  
В.В. СТАРОСТЕНКО, д-р физ.-мат. наук, Д.А. ПОЛЕТАЕВ, канд. физ.-мат. наук,  
С.П. АРСЕНИЧЕВ, М.В. ГЛУМОВА, канд. физ.-мат. наук*

## **ДИФРАКЦИЯ НА МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТРУКТУРАХ В ВОЛНОВОДЕ**

### **Введение**

Воздействие мощных импульсных электромагнитных полей (МИЭМП) на современные интегральные микросхемы (ИМС) (процессоры, микроконтроллеры, микросхемы памяти, аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи и др.) приводит к сбоям в их работе и катастрофическим отказам. Исследования показывают, что одной из основных причин выхода из строя ИМС является прожог проводящих микроструктурных элементов (МСЭ) – контактных площадок и проводников, соединяющих активные МСЭ кристалла микросхем [1]. Основным механизмом взаимодействия полей с МСЭ кристалла и выхода ИМС из строя при воздействии МИЭМП связывают с разрядными цепями, обусловленными дополнительными напряжениями на подводящих проводниках ИМС, контактных площадках или участках кристалла микросхем («антенный механизм») [2].

Наряду с «антенным механизмом» в деградиционных процессах в пленочных проводящих элементах кристалла ИМС может проявляться механизм, связанный с непосредственным взаимодействием электромагнитных полей с проводниками конечной проводимости, т.е. обусловленный скин-эффектом. С учетом скин-эффекта в работе [3] сделана оценка времени развития электротепловых процессов в проводящих пленках вплоть до их плавления при воздействии МИЭМП. Время развития деградиционных процессов в проводящих пленках зависит от параметров пленок и воздействующих полей и может достигать порядка миллисекунд при толщине пленки в десятки нанометров [3]. Это означает, что совместно с «антенным механизмом», а также самостоятельно, в деградиционных процессах в проводящих структурах кристалла ИМС участвует и механизм непосредственного воздействия полей на соответствующие структуры.

Для более глубокого исследования роли и участия этого механизма в электротепловых процессах проводящих МСЭ целесообразно кристалл ИМС аппроксимировать более простой моделью – металлодиэлектрической структурой (МДС). При этом необходимо совместно решать дифракционную и электротепловую задачи для МДС. Авторами разработана волноводная методика исследования воздействия МИЭМП на ИМС, которую целесообразно перенести на случай воздействия МИЭМП на МДС, в частности для проверки адекватности численной модели.

*Цель работы* – решение дифракционной задачи для МДС в волноводе и экспериментальная проверка ее численной реализации.

### **Основные положения численной модели**

Развитие электротепловых обратимых (до плавления проводящей пленки) и необратимых (после плавления пленки) процессов в МДС с учетом конечной проводимости пленки при воздействии мощного электромагнитного излучения СВЧ диапазона определяется характеристиками МДС и поля, а в итоге – поглощенной мощностью. Базовой МДС является структура, представляющая собой проводящую пленку (1) на диэлектрической подложке (2) (рис.1). На соотношение волн при дифракции на МДС в волноводе большое влияние оказывает поляризационный фактор – взаимная ориентация поля и МДС [4]. Относительно вектора напряженности электрической компоненты  $\vec{E}_y$  волны  $H_{10}$  в прямоугольном волноводе можно выделить несколько характерных ориентаций объекта исследований (рис.2). Введенное обозначение ориентаций связывает расположение плоскости МДС (геометрические размеры

а и б, рис. 1) и направление компонент векторов поля для волны  $H_{10}$  (в середине волновода - максимум электрического поля). Таким образом, ориентация  $XY_E$  соответствует плоскости МДС в середине поперечного сечения волновода (рис. 2).

На рис. 2 показаны три характерные ориентации МДС в волноводе: а – ориентация  $XY_E$ ; б – ориентация  $YZ_E$ ; в – ориентация  $XZ_E$ . При численной реализации можно учесть произвольное расположение МДС в волноводе.

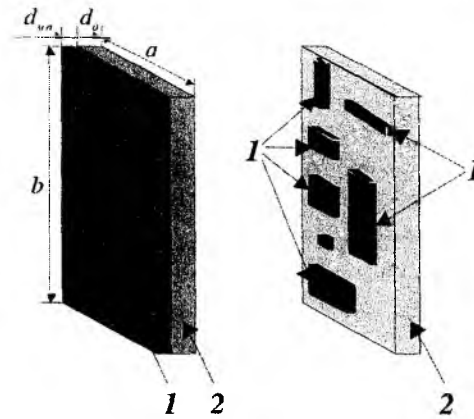


Рис. 1

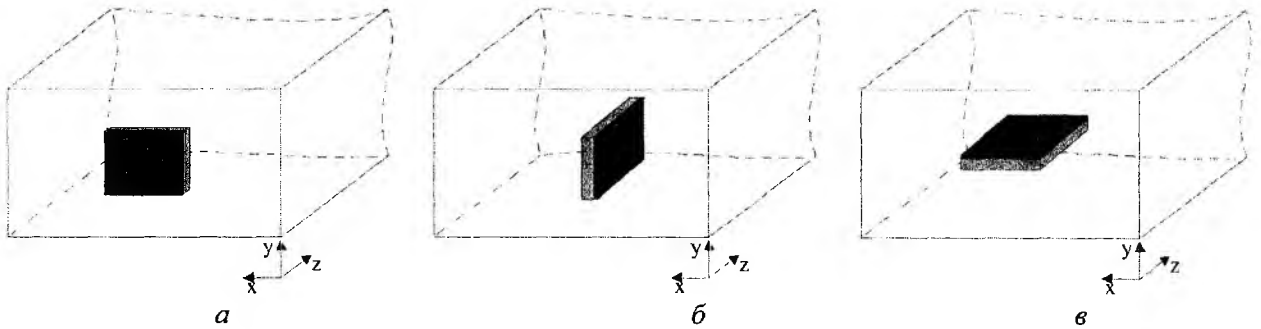


Рис. 2

Дифракционная задача для МДС в волноводе решалась с помощью декомпозиционного метода [5]. Моделируемая область с пленочным (в общем случае омически неоднородным) металлодиэлектрическим включением расположена между поперечными сечениями прямоугольного волновода  $S_1$  и  $S_2$  и была представлена в виде совокупности кубических автономных блоков, которые соединялись виртуальными волноводными каналами (рис.3). Для каждого кубического автономного блока на любой его грани тангенциальное поле  $\vec{E}$  представлялось в виде двух поперечных компонент  $T$ -волн соответствующих виртуальных волноводных каналов (рис.4):

$$\vec{E} \approx a_1 \cdot \vec{e}_1 + a_2 \cdot \vec{e}_2, \quad (1)$$

где  $a_1$  и  $a_2$  – коэффициенты разложения.

Каждый кубический автономный блок описывался двухмодовой комплексной шестиканальной матрицей рассеяния, которая представляла собой реакцию автономного блока на падающую электромагнитную волну заданной поляризации, распространяющуюся по соответствующему виртуальному волноводному каналу ( $S_{kn}^{\alpha\beta}$ , где  $k, n = 1, 2$  – тип поляризации волны в соответствующем виртуальном канале;  $\alpha, \beta = 1, \dots, 6$  – номер грани автономного блока). Коэффициенты матрицы рассеяния определялись геометрическими и электрофизическими параметрами каждого автономного блока [6].

При построении декомпозиционной схемы нерегулярное включение в волноводный тракт моделировалось однородными автономными блоками, блоками «короткого замыкания», описывающими реакцию проводящей пленки на падающую электромагнитную волну, а также блоками перехода, служащими для согласования структур с различными электрофизическими свойствами. Декомпозиционная схема моделируемой области в продольном сечении приведена на рис.5.

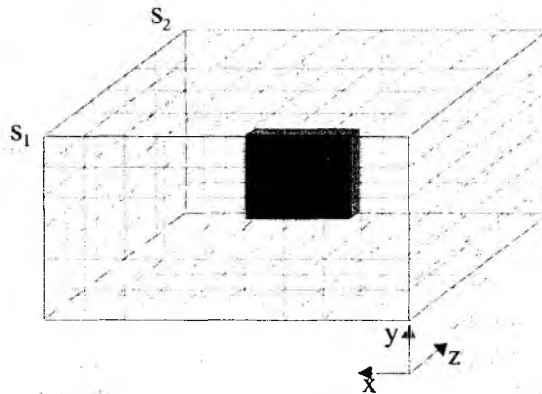


Рис. 3

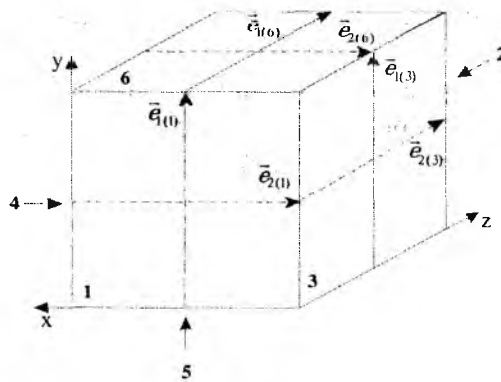


Рис. 4

Для определения общей матрицы рассеяния всей структуры использовалась операция рекомпозиции – объединения матриц всех однородных автономных блоков через виртуальные волноводные каналы. Более подробно методика построения декомпозиционной дифракционной модели описана в работе [5].

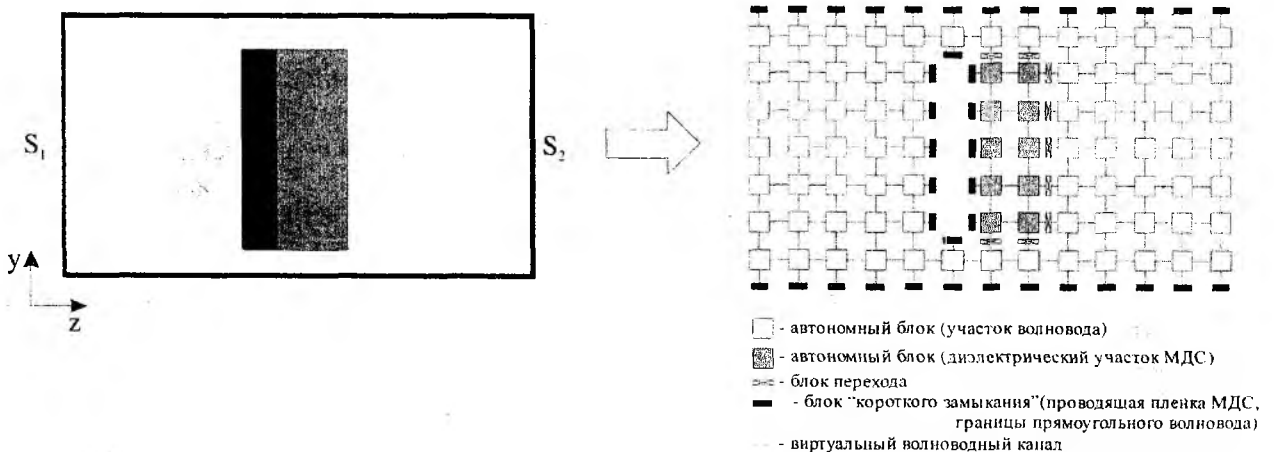


Рис. 5

При помощи декомпозиционной дифракционной модели определялись коэффициенты отражения  $S_{11}$  и прохождения  $S_{12}$ . По полученным значениям коэффициентов отражения и прохождения рассчитывались значения  $K_{CB}$  и ослабление  $A$ :

$$K_{CB} = \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}}; \quad A = 20 \cdot \lg(S_{12}). \quad (2)$$

### Методика проведения экспериментальных исследований

Результаты численных расчетов интегральных характеристик дифракции волны  $H_{10}$  на МДС в волноводе сравнивались с экспериментальными данными. Экспериментальные исследования проводились на панорамном измерителе коэффициента стоячей волны  $K_{CB}$  и ослабления  $A$  – Р2-56.  $K_{CB}$  и  $A$  измерялись в диапазоне частот  $f = 3,9 \dots 4,1$  ГГц в волноводе с поперечным сечением  $34 \times 72$  мм. Данные, получаемые с помощью панорамного измерителя Р2-56 ( $K_{CB}$  и  $A$ ), позволяют решать волноводную задачу дифракции в приближении основной волны в дальней зоне: находить соотношения между отраженной, поглощенной и прошедшей волнами в долях падающей волны.

В экспериментальных исследованиях по дифракции электромагнитных полей на МДС в волноводе МДС представляли собой подложки из оргстекла ( $\epsilon=3,5$ ) или стеклотекстолита ( $\epsilon=4,5$ ), на которые наклеивались фольги из алюминия или меди. Особых требований при экспериментальном решении дифракционной задачи ни к подложке, ни к фольгам не предъявлялись.

При волноводной дифракции важными являются данные о соотношении волн в дальней зоне. Измеренные значения  $K_{CB}$  и ослабления  $A$  позволяют найти относительные значения напряженности поля или мощности отраженной, прошедшей и поглощенной волн:

$$\frac{P_{отр}}{P_{пад}} = \left( \frac{K_{CB} - 1}{K_{CB} + 1} \right)^2; \quad \frac{P_{прош}}{P_{пад}} = 10^{-0,1|A|}; \quad \frac{P_{погл}}{P_{пад}} = \left( 1 - \left( \frac{K_{CB} - 1}{K_{CB} + 1} \right)^2 - 10^{-0,1|A|} \right), \quad (3)$$

где  $P_{пад}$ ,  $P_{отр}$ ,  $P_{прош}$ ,  $P_{погл}$  – мощности падающей, отраженной, прошедшей и поглощенной волн соответственно.

Соотношения (3) используются при экспериментальном исследовании воздействия мощных импульсных электромагнитных полей (МИЭМП) на ИМС в волноводе в установке с оконечным устройством в виде ваттметра, являющимся одновременно и согласованной нагрузкой [7]. Подобного рода установку предполагается использовать и для исследования воздействия МИЭМП на МДС.

### Анализ результатов численной модели и экспериментальных данных

При сравнении экспериментальных результатов с теоретическими расчетами брались данные только МДС с медной фольгой. В качестве базовой МДС использовалась двухслойная структура с поперечным сечением  $20 \times 20$  мм (рис.1): подложка – оргстекло толщиной –  $d_0=1$  мм; проводящая пленка – медь (удельная электропроводность –  $\sigma=5,88 \cdot 10^7$  См/м; толщина –  $d_{мт}=10$  мкм). Толщина проводящей пленки превышает глубину скин-слоя (порядка  $1 \dots 2$  мкм) в диапазоне частот  $f=3 \dots 4,1$  ГГц.

С помощью численной модели и проведенных экспериментальных исследований получены интегральные зависимости, характеризующие дифракционные явления ( $K_{CB} = K_{CB}(f)$  и ослабление  $|A|=|A|(f)$ ) в указанном диапазоне частот для характерных ориентаций МДС в волноводе (рис.6 и 7; непрерывная кривая – численный расчет, точечная кривая – экспериментальные данные). Анализ полученных зависимостей показывает, что наибольшие значения  $K_{CB}$  и ослабления  $A$  имеют МДС в ориентациях  $XU_E$  и  $YZ_E$ , для которых максимальный размер поверхности проводящей пленки направлен вдоль оси  $Y$  – по направлению напряженности электрического поля волны  $H_{10}$  (рис.2). При этом  $K_{CB}$  в данных ориентациях в 2-2,5

раза больше, чем в ориентации  $XZ_E$ , а ослабление – практически на порядок больше. В соответствии с физическими представлениями МДС в ориентации  $XZ_E$  не нарушает структуру волны и не возмущает ее.

Сравнение результатов решения дифракционной задачи для МДС в волноводе с экспериментальными данными (рис.6,7) показывает, что имеет место количественная корреляция экспериментальных данных с расчетами по численной модели для интегральных характеристик при дифракции на МДС в волноводе: в зависимости от частоты и ориентации МДС, отличие в данных находится в диапазоне 3 – 8 %.

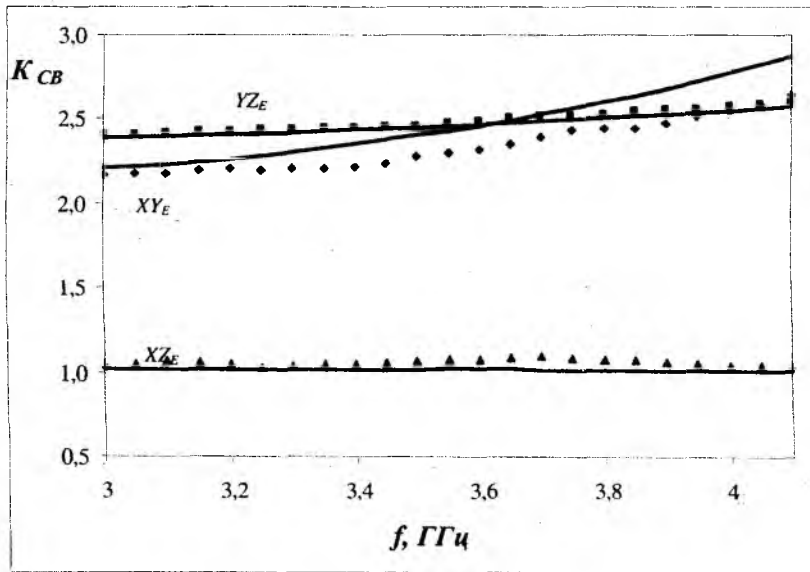


Рис. 6

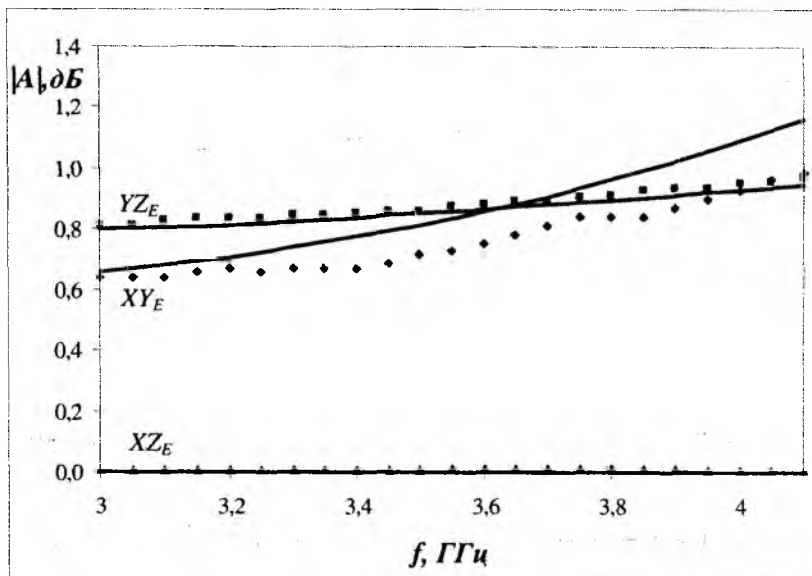


Рис. 7

На основании численных расчетов с использованием соотношений (2) и экспериментальных результатов (соотношения (3)) рассчитаны значения относительных мощностей отраженной, поглощенной и прошедшей волн в долях падающей волны. С учетом близких значений  $K_{CB}$  и ослабления  $A$ , полученных экспериментально и численными методами, ниже приводятся зависимости для относительных мощностей волн, полученных на основании численной модели.

Поглощенная мощность в должной мере характеризует электротепловые процессы в МДС при воздействии МИЭМП. При более детальном рассмотрении тепловых процессов в

проводящей пленке необходимо учитывать ее пространственную и омическую неоднородность, возможность локализации тепла. На рис.8 приведены зависимости относительной поглощенной мощности от частоты для различных геометрических значений поверхности пленок (в мм). Зависимости  $P_{\text{погл}}/P_{\text{пад}} = F(f)$  на рис.8 приведены для МДС в ориентации  $XU_E$ . Как следует из рис.8, имеет место естественная зависимость поглощенной мощности от размеров поверхности пленки: чем больше поверхность пленки, тем больше величина поглощенной мощности. Похожие (по виду и по величинам) зависимости поглощенной мощности получаются для МДС в ориентации  $YZ_E$ . В ориентации  $XZ_E$  МДС практически не поглощает падающую на нее волну.

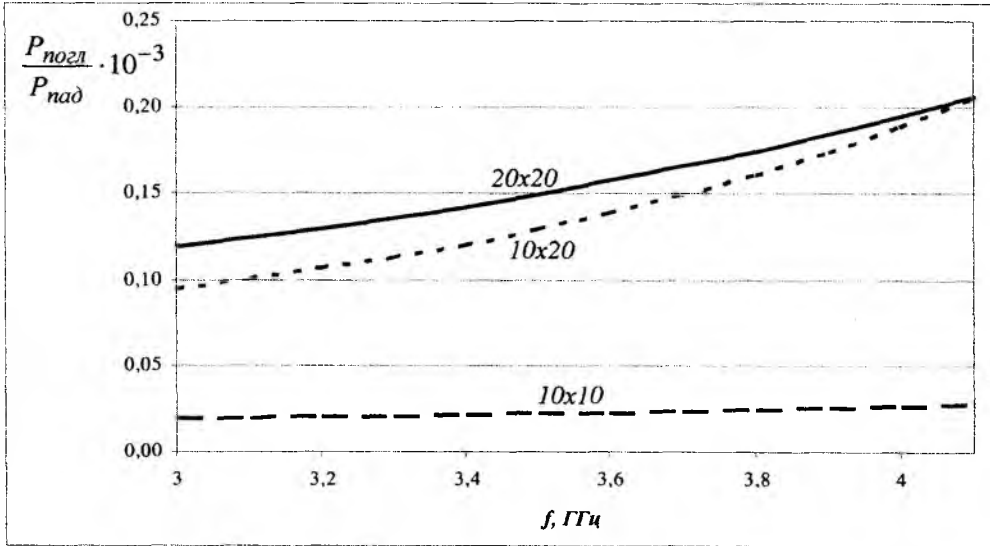


Рис. 8

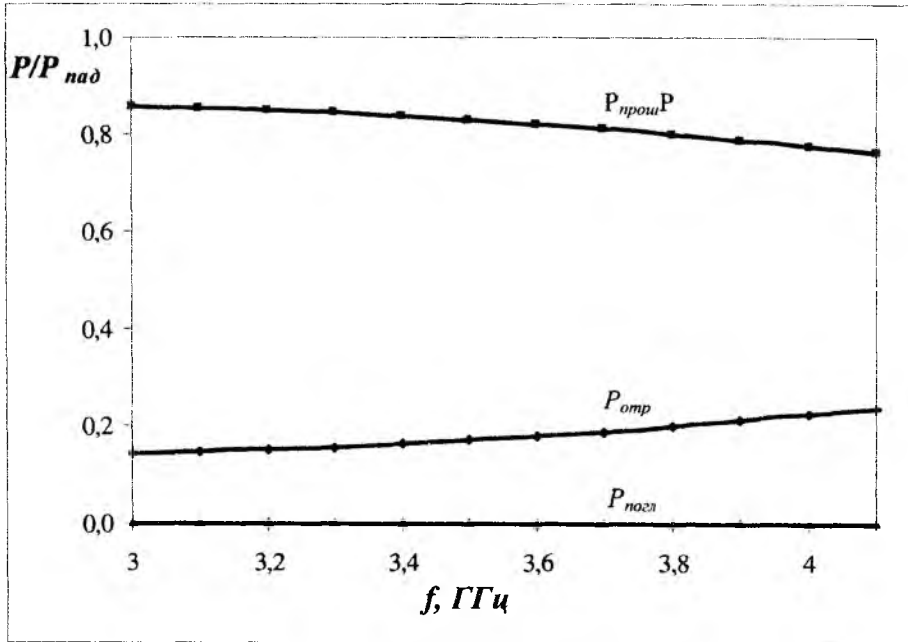


Рис. 9

При проведении экспериментальных исследований по воздействию МИЭМП на микросхемы в волноводе измерялась прошедшая мощность [7]. В то же время в качестве меры воздействующего фактора берется одна из характеристик падающей волны (значение падающей мощности или напряженности электрической компоненты поля). На рис.9 приведены зависимости относительных мощностей для МДС 20×20мм в ориентации  $XU_E$  от частоты. В основном мощность падающей волны делится между отраженной и прошедшей волнами,

поскольку мощность поглощенной волны на порядок меньше мощности отраженной или прошедшей волн ( $P_{\text{пад}} = P_{\text{отр}} + P_{\text{прои}} + P_{\text{погл}}$ ).

## Выводы

В работе рассмотрены основные положения численной модели дифракции волны  $H_{10}$  на МДС в волноводе. Адекватность численной реализации данной задачи дифракции проверялась сравнением интегральных характеристик, полученных экспериментально и с помощью численной модели. Расхождение в значениях  $K_{CB}$  и ослабления  $A$  между расчетными и экспериментальными данными не превышала 8 % в диапазоне частот 3...4,1 ГГц.

Приведены зависимости основных интегральных характеристик в рассматриваемом диапазоне частот. Анализ численных и экспериментальных результатов показал, что в наибольшей степени значение отраженной и прошедшей волн определяется размерами и расположением МДС в волноводе.

Проведенные расчеты показали адекватность численной модели и возможность ее использования для построения электротепловой модели взаимодействия мощных импульсных электромагнитных полей с проводящими пленками металлодиэлектрических структур.

**Список литературы:** 1. Старостенко, В.В., Григорьев, Е.В., Малишевский, С.В., Таран, Е.П. Механизмы воздействия электромагнитных полей на интегральные микросхемы // Радиоэлектроника и информатика. – 2002. – Вып. 129. – С.107 – 110. 2. Магда, И. И., Блудов, Н. И., Гадецкий, Н. П. Механизм деградации ИЭТ в полях мощного СВЧ излучения // Петерб. журнал электроники. – 1995. – №3. – С. 55–59. 3. Слипченко, Н.И., Старостенко, В.В., Таран, Е.П., Глумова, М.В. Необратимые процессы в проводящих пленках металлодиэлектрических структур при воздействии мощных электромагнитных полей // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 167. – С. 209 – 216. 4. Старостенко, В.В., Григорьев, Е.В., Малишевский, С.В., Таран, Е.П. Влияние поляризации электромагнитной волны на соотношение между волнами при воздействии на интегральные микросхемы // Радиоэлектроника и информатика. – 2002. – Вып. 129. – С.107 – 110. 5. Старостенко, В.В., Таран, Е.П., Малишевский, С.В. Использование «сенсорных датчиков» для численного решения задачи дифракции электромагнитных полей на металлодиэлектрических неоднородностях в волноводе // Вестник ХНУ. Радиофизика и электроника. – 2002. – Вып.1. – № 544. – С.167-172. 6. Никольский, В.В., Никольская, Т.И. Декомпозиционный подход к задачам электродинамики. – М. : Наука, 1983. – 304 с. 7. Старостенко, В.В., Таран, Е.П., Григорьев, Е.В., Борисов, А.А. Воздействие электромагнитных полей на интегральные микросхемы // Измерительная техника. – 1998. – № 4. – С.65-67.

Таврический национальный  
университет имени В.И.Вернадского,  
Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 27.01.2012

**МОДЕЛИРОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ГАЗОРАЗРЯДНОГО ИСТОЧНИКА  
ШИРОКОПОЛОСНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ НИЗКОЙ ИНТЕНСИВНОСТИ  
МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА В ПОЛОСЕ БИОЛОГИЧЕСКИ ЗНАЧИМЫХ ЧАСТОТ****Введение**

К важнейшему свойству, обеспечивающему широкополосность сигнала, необходимо отнести импульсный, повторяющийся с некоторым периодом разряд. При составе и давлении газа порядка атмосферного и высоковольтном, но маломощном источнике тока при пробое возникает прерывистый искровой разряд. Искровой разряд характеризуется прохождением электрического тока через газ по зигзагообразным разветвленным узким ярко светящимся каналам. Согласно классификации, приведенной в работе [1], данный электрический процесс в газе относят к импульсному стримерному разряду. Для этого процесса характерно быстрое чередование и взаимодействие процессов прямой и ступенчатой ионизации и возбуждения ударами электронов и фотоионизации газа в объеме, приводящее к распределению через газ отдельных изолированных в пространстве и времени стримеров и завершающееся образованием высокоионизированных искровых каналов при полном искажении первоначального равномерного поля искрового промежутка. Также отмечается, что для данного типа разряда несущественны элементарные процессы, протекающие на поверхности электродов разрядного промежутка.

Таким образом, формируемый процесс следует классифицировать как периодический импульсный искровой разряд в атмосферном воздухе со стримерным характером электрического пробоя. Под стримерами понимают – ионизированные каналы, развивающиеся в разрядном промежутке благодаря усиленной фотоионизации газа в объеме коротковолновой радиацией, излучаемой головкой лавины, и путем слияния образуемых фотоэлектронами лавин в один мощный стример. Введение понятия стримера позволило пояснить динамику искрового разряда. Так, по данным экспериментов [1], при нормальном атмосферном давлении и расстоянии между электродами 1 см время формирования искрового разряда меньше  $10^{-7}$  с.

Современная теория искрового разряда [1, 2] основывается на использовании ряда моделей, описывающих развитие отдельных стадий разрядного процесса при конкретных условиях его протекания. Несмотря на то, что в последнее время достигнут определенный прогресс в описании полной картины разряда (от зарождения электронной лавины до формирования стримерного канала), теория искры, которая позволила бы с единых позиций описывать эволюцию пространственно-временных распределений тока и заряда в разрядном промежутке, практически отсутствует. Трудности, связанные с разработкой такой теории, относятся, прежде всего, к динамике стримера, являющейся существенно нелинейной. Кроме того, многообразие физических процессов, влияющих на протекание разряда (ударная ионизация, рекомбинации, образование отрицательных ионов, разнообразные механизмы электронной эмиссии, фотоионизация, образование объемного пространственного заряда и др.) не позволяют создать модели, которые учитывали бы все эти процессы и одновременно поддавались бы теоретическому или хотя бы численному анализу.

В связи с этим анализ процессов переноса заряда в искровом разряде, которые могли бы генерировать электромагнитное излучение в миллиметровом диапазоне, может быть выполнен лишь для отдельных стадий процесса, модели которых развиты более детально. Ниже такие модельные представления используются для оценок значений разрядного тока, его временных характеристик и амплитуд Фурье-гармоник, что в итоге позволяет выдвинуть предположение относительно механизмов генерирования миллиметрового излучения искро-

вым разрядом и решить электродинамическую задачу возбуждения волновода заданным распределением тока для определения спектральной плотности мощности излучения [3].

### Моделирование периодического импульсного разряда

Рассмотрим импульсный газовый разряд как первичный процесс возбуждения широкополосных электромагнитных колебаний. Условия возникновения разряда:

- металлические электроды, разделенные разрядным промежутком;
- межэлектродный газонаполнитель – воздух, при нормальных условиях (давление, химический состав, влажность);
- область разряда герметизирована (защищена от попадания пыли и влаги);
- мощность ионизирующих излучений не превышает норму, т.е.  $\sim 10 - 20 \text{ мкР/ч}$ .

Среднее значение напряжения искрового пробоя между проводящими электродами в воздушной среде при нормальных условиях составляет  $4...5 \text{ кВ}$  на миллиметр межэлектродного расстояния [2]. При расстоянии между электродами  $2...2,5 \text{ мм}$  достаточна амплитуда импульсного напряжения  $8...10 \text{ кВ}$ .

Допустим, что динамика импульсного искрового разряда в реальной электрической цепи может быть описана статической вольтамперной характеристикой (ВАХ) газового разряда [1], которая соответствует времени действия импульсного напряжения (рис. 1). Причем напряжение искрового пробоя  $U_n$  (зажигания разряда) выше напряжения горения  $U_r$ .

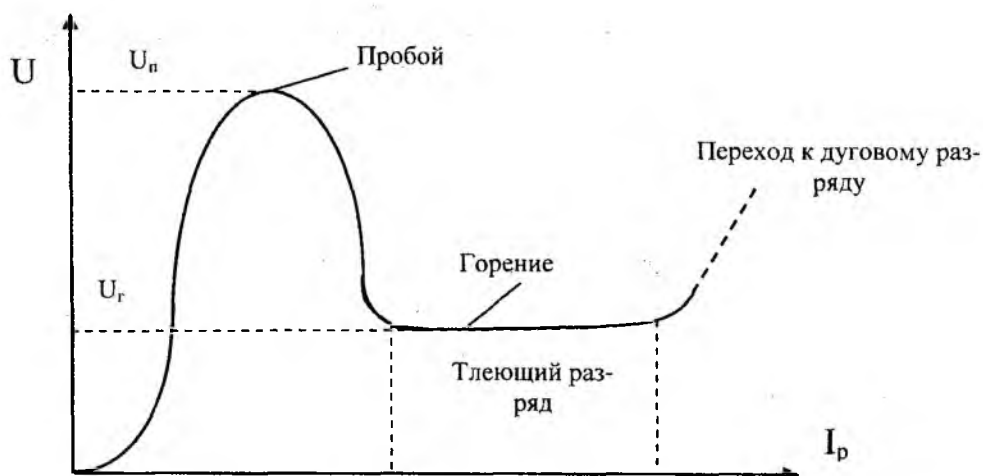


Рис. 1. ВАХ стационарного разряда

При импульсном разряде, после искрового пробоя, возникновение стадий тлеющего разряда и тем более, дугового, зависит от длительности импульса и энергии источника электрической энергии.

В зависимости от резистивно-индуктивно-емкостных свойств разрядной цепи при подаче прямоугольного импульса напряжения величиной  $U_a$  может возникать однократный или многократный цикл пробоев разрядного промежутка. Возможная эквивалентная модель разрядной цепи показана на рис. 2, где  $R$ ,  $L$ ,  $C$  – распределенные значения сопротивления, индуктивности, емкости, а  $R_y$  – сопротивление утечки,  $C_3$  – емкость электродов разрядника.

При отсутствии пробоя напряжение на разряднике  $U_p(t)$  будет иметь форму, показанную на рис. 3, а. Длительность времен фронтов  $\tau_{фн}$  – нарастания и  $\tau_{фс}$  – спада будет зависеть от конкретных значений  $R$ ,  $L$ ,  $C$ ,  $C_3$ ,  $R_y$ .

Если  $U_p \geq U_n$ , где  $U_n$  – напряжение пробоя, происходит однократный или многократный пробой, как изображено на рис. 3, б, в.

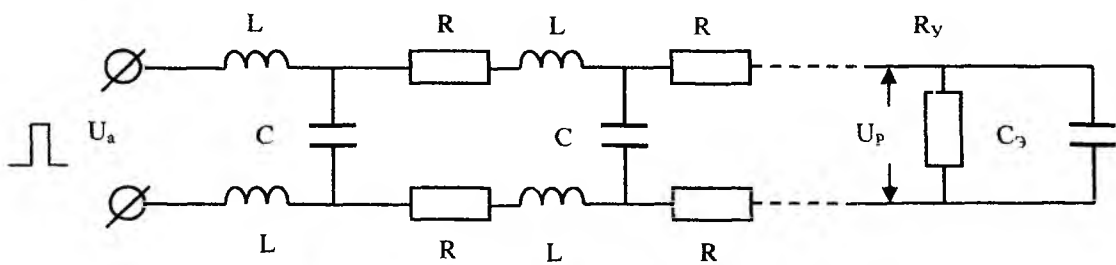
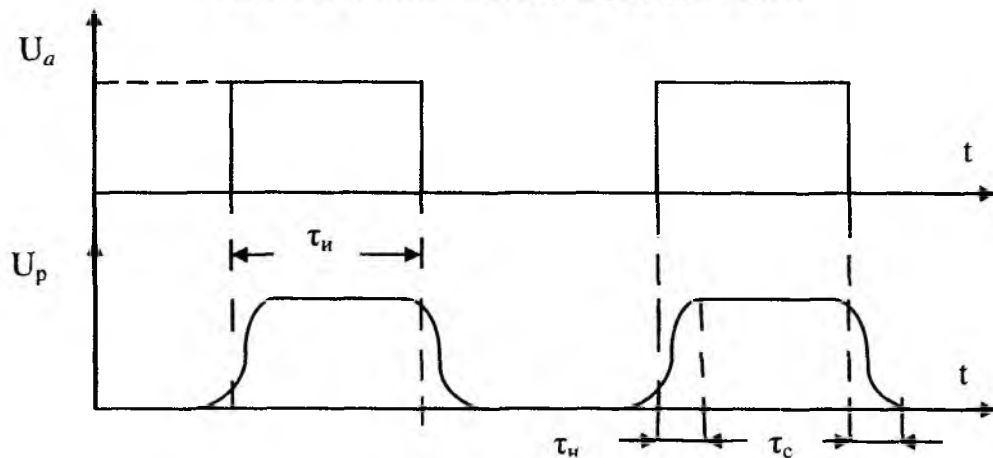
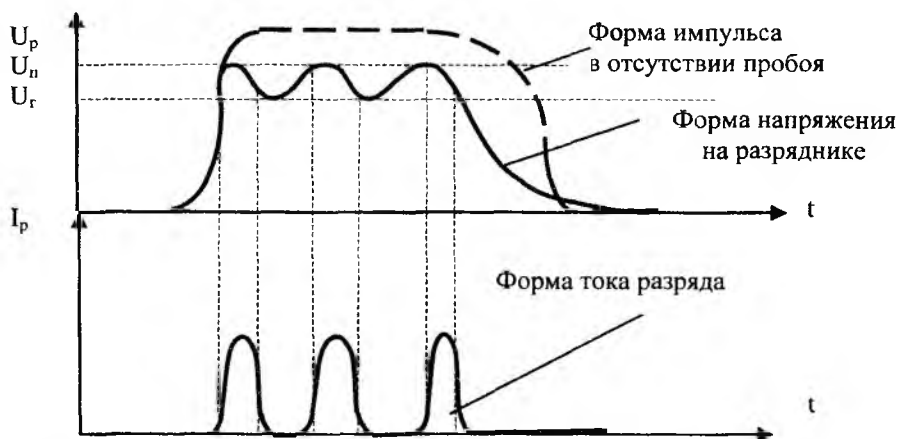


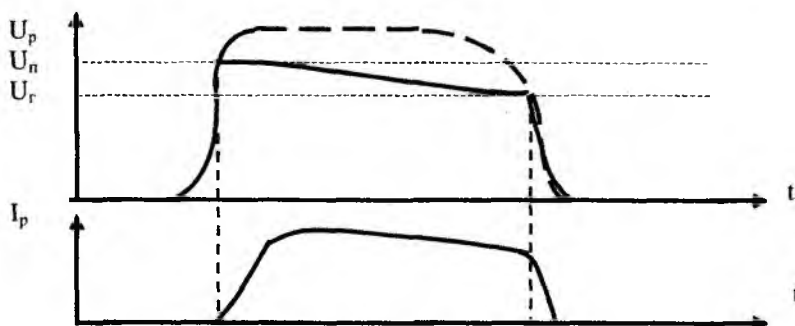
Рис. 2. Эквивалентная модель разрядной цепи



а – форма напряжения на разряднике в отсутствии пробоя



б – многократный пробой



в – однократный пробой

Рис. 3. Модели вариантов разрядных процессов

Кроме энергии подведенного импульса напряжением  $U_a$ , на вероятность возникновения однократного или многократного пробоя влияет активное сопротивление плазменного промежутка в межэлектродном пространстве в момент пробоя.

Учитывая, что в разрядной цепи после завершения пробоя остается запасенная энергия ( $U_p(t) < U_r, U_n; U_a(t) \neq 0$ ) в реактивных  $L, C$  составляющих, то возможно возникновение затухающих колебаний переменного тока. Качественный вид данного процесса показан на рис.4, где  $I_p$  – ток разряда.

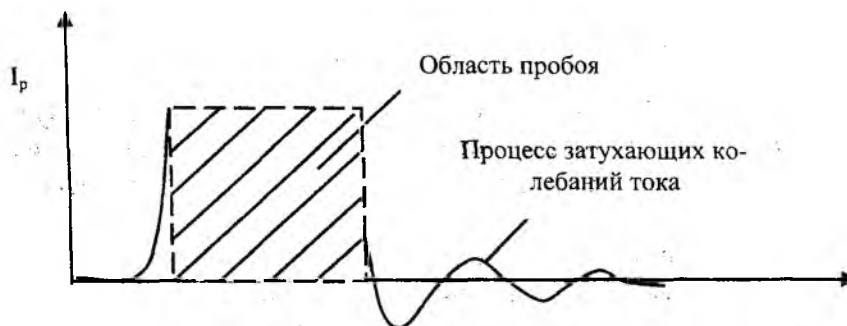


Рис. 4. Модель разрядного тока

Классифицируя форму протекающего тока, его можно отнести к импульсному, а область пробоя – упрощенно представить в виде прямоугольного импульса.

### Оценка спектральных характеристик импульсных токов искровых разрядов

Примем в качестве упрощенной модели разрядного тока, протекающего в системе электродов, последовательность прямоугольных импульсов длительностью  $\tau$  и периодом следования  $T$ . Очевидно, что такой процесс обеспечивает последовательность импульсов питающего напряжения  $U_a(t)$ . Предположим, что периодический процесс симметричен относительно начала отсчета (рис. 5).

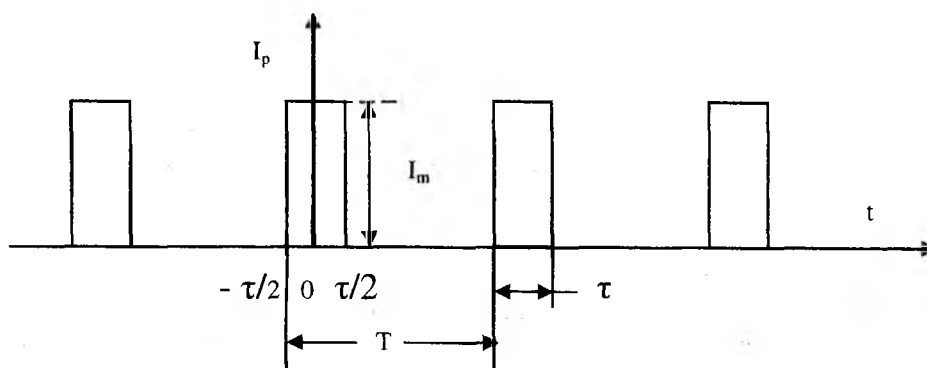


Рис. 5. Модель последовательности импульсов разрядного тока

Проведем анализ спектра данной периодической функции с помощью ряда Фурье [3].

При выбранном начале отсчета  $I_p(t)$  является четной функцией. Ее спектр содержит только постоянную и косинусоидальную составляющие:

$$I_0 = \frac{4}{T} \int_0^{\tau/2} I_m dt = 2 \frac{\tau}{T} I_m = 2pI_m;$$

$$I_k = \frac{4}{T} \int_0^{\tau/2} I_m \cos(k\omega_1 t) dt = 2pI_m \frac{\sin(k\pi p)}{k\pi p}, \quad (1)$$

где  $p = \tau/T$  – скважность импульсов,  $\omega_1 = 2\pi/T$  – частота первой гармоники периодического процесса,  $k = 1, 2, 3, \dots$  – номер гармоники.

Ряд Фурье функции разрядного тока имеет вид

$$I_P(t) = I_M \left[ p + 2p \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(k\pi p)}{k\pi p} \cos(k\omega_1 t) \right]. \quad (2)$$

Амплитуды гармонических составляющих определяется выражением

$$I_k = 2pI_M \frac{\sin(k\pi p)}{k\pi p} = \frac{2I_M}{kp} \sin(k\pi p). \quad (3)$$

При значениях  $k\pi p = (k\omega_1\tau)/2 = m\pi$ , ( $m = 1, 2, 3, \dots$ ) амплитуды соответствующих гармоник равны нулю, т. е. в спектре последовательности идеальных прямоугольных импульсов колебания с частотами  $k\omega_1 = 2m\pi/\tau$  отсутствуют. Это же условие для циклической частоты приобретает вид  $kf_1 = m/\tau$ , ( $m = 1, 2, 3, \dots$ ).

Таким образом, спектр периодической последовательности импульсов разрядного тока является дискретным. Отдельные составляющие амплитудного спектра тока имеют вид вертикальных отрезков (в точках  $f_k = kf_1$ ), длина которых пропорциональна амплитуде соответствующей гармоники. Соседние составляющие спектра отличаются по частоте на величину  $f_1$  (т. е. частоту следования импульсов). На рис. 6 показана качественная зависимость  $I_P(f)$ .



Рис. 6. Низкочастотная область спектра амплитуд разрядного импульса

Чем меньше значение  $p$ , тем сильнее растянут спектр  $I_P(f)$  вдоль оси частот. Очевидно, что для получения максимально широкого спектра частот необходимо выполнение условия  $p \ll 1$ .

Проведем расчетную оценку спектральных составляющих тока разряда, сделав количественный выбор ряда параметров.

Частоту следования разрядных импульсов  $f_1$  выберем из низкочастотного интервала биологически значимых частот воздействия. Известно, что многие аппараты для электролечения используют импульсные токи частотой 1 – 100 Гц (электропунктурная стимуляция, диадинамотерапия, частоты модуляции в амплипульстерапии и дарсонвализации) [4]. Для качественной оценки примем значение  $f_1 = 50$  Гц.

Длительность импульса  $\tau$  выберем из данных о быстродействии газоразрядных импульсных приборов, например маломощных тиратронов тлеющего разряда. Максимальные частоты устойчивой работы этих приборов в импульсных схемах составляют 0,1 – 10 МГц. Поэтому длительность искрового разряда в межэлектродном промежутке  $\tau = 1$  мкс.

Тогда  $p = \tau/T = \tau f_1$ , ( $f_1 = 1/T$ ),  $p = 10^{-6} \cdot 50 \text{ с/с} = 5 \cdot 10^{-5}$ .

Второй биологически значимый диапазон частот воздействия электромагнитных излучений лежит в интервале 30 – 300 ГГц. Причем многие исследователи [4, 5] особо выделяют интервал частот 60 – 65 ГГц. Тогда, для оценки амплитуды разрядного тока в КВЧ диапазоне выберем частоту  $f_k = 60$  ГГц. Этой частоте соответствует значение

$$k = f_k / f_1 = 60 \cdot 10^9 \text{ Гц} / 50 \text{ Гц} = 1,2 \cdot 10^9. \quad (4)$$

Как было показано выше амплитуда тока  $k$ -й гармоники

$$I_k = \frac{2I_m}{kp} \sin(k\pi p). \quad (5)$$

Тогда, огибающая КВЧ гармоник тока будет обращаться в ноль при  $k\pi p = m\pi$ , ( $m=1,2,3 \dots$ ) и иметь максимумы, когда  $k\pi p = m\pi + \pi/2$ . Учитывая, что в КВЧ диапазоне  $k \gg 1$ ,  $m \gg 1$ , то  $m\pi \gg \pi/2$ . Поэтому интервал значений частот максимума и минимума огибающей будет значительно меньше частоты  $k$ -й гармоники КВЧ диапазона ( $f_{k\max} - f_{k\min} \ll f_k$ ). Тогда, для энергетической оценки полагаем, что максимальная амплитуда  $k$ -й гармоники  $I_k \approx 2I_m/kp$ .

Таким образом, ток возбуждения на частоте  $f_k = 60 \text{ ГГц}$  имеет величину

$$I_k = \frac{2I_m}{kp} = \frac{2}{3,14 \cdot 1,2 \cdot 10^9} \cdot I_m \approx 0,5 \cdot 10^{-9} I_m. \quad (6)$$

В результате пробоя импульсное значение  $I_m$  зависит от концентрации носителей заряда в образовавшейся плазме и мощности первичного импульсного источника. Поэтому в момент пробоя проводящие свойства плазмы можно охарактеризовать некоторым конечным значением сопротивления разрядного промежутка  $R_p$ . Тогда мощность возбуждения на  $k$ -й гармонике составит

$$I_m = R_p \cdot I_m^2. \quad (7)$$

Если допустить, что частота  $f_k$  оптимальна для возбуждения электромагнитной волны в нагружающей излучательной системе, то плотность потока мощности (интенсивность излучения)

$$W_k = \frac{P_k}{s} = \frac{R_p \cdot I_k^2}{s}, \quad (8)$$

где  $s$  – площадь поперечного сечения излучающей системы. Спектральную плотность мощности излучения на частотном интервале  $\Delta f_k$  представим как

$$S_k = \frac{W_k}{\Delta f} = \frac{R_p \cdot I_k^2}{\Delta f \cdot s}. \quad (9)$$

В работе [5] показано, что для излучающей системы круглого сечения для частот около  $60 \text{ ГГц}$  оптимальный диаметр равен  $4 \text{ мм}$ . Тогда  $s = \pi \cdot 4 \cdot 10^{-2} \text{ см}^2$ . Учитывая, что реальное сопротивление разрядного промежутка может составлять от долей до тысяч  $\text{Ом}$ , проведем количественную оценку  $W_k$ ,  $S_k$  без указания конкретного значения  $R_p$ .

Для частотного интервала  $60 \dots 70 \text{ ГГц}$  имеем:

$$W_k = \frac{R_p \cdot I_k^2}{s} = R_p \frac{(0,5 \cdot 10^{-9})^2 \cdot I_m^2}{4\pi \cdot 10^{-2}} \approx 2R_p I_m^2 \cdot 10^{-18} \frac{\text{Вт}}{\text{см}^2}, \quad (10)$$

$$S_k = \frac{W_k}{\Delta f} = \frac{R_p \cdot 2 \cdot 10^{-18} I_m^2}{10^{10}} = 2(R_p I_m^2) \cdot 10^{-28} \frac{\text{Вт}}{\text{см}^2 \text{ ГГц}}. \quad (11)$$

Если принять значение  $R_p I_m^2 = 1 \dots 10^3 \text{ Вт}$  в импульсе, то

$$W_k \approx 10^{-18} \dots 10^{-15} \frac{\text{Вт}}{\text{см}^2}, \quad S_k \approx 10^{-28} \dots 10^{-25} \frac{\text{Вт}}{\text{см}^2 \text{ ГГц}}. \quad (12)$$

При значении  $R_p I_m^2 = 10^3 \text{ Вт}$ , длительности импульса  $\tau = 1 \text{ мкс}$  и частоте повторения импульсов  $50 \text{ ГГц}$  средняя мощность импульсного разряда составит

$$(R_p I_M)_{cp} = \frac{(R_p \cdot I_M^2) \tau}{T} = (R_p I_M^2) \tau \cdot f_1 = 5 \cdot 10^{-2} \text{ Вт}. \quad (13)$$

Таким образом, средняя мощность разряда для рассмотренного режима составит 50 мВт, что достаточно просто реализуется на практике.

Результатом расчетной оценки энергетических характеристик периодического импульсного искрового разряда можно считать следующее:

1. Для искрового разряда в воздушной среде при нормальных атмосферном давлении, влажности, интенсивности ионизирующего излучения и межэлектродном расстоянии 2 мм необходима амплитуда напряжения 8 ... 10 кВ.

2. Средняя мощность разряда при частоте повторения импульсов  $\sim 50$  Гц должна составлять 50 мВт.

3. При выборе оптимальных размеров системы возбуждения и антенны достижимые излучательные характеристики на частотах 60...70 ГГц составят:

– интенсивность излучения  $\sim 10^{-15}$  Вт/см<sup>2</sup>;

– спектральная плотность потока мощности излучения  $\sim 10^{-25}$  Вт/см<sup>2</sup>Гц.

### Микроволновое излучение плазмы газового разряда

Электромагнитные волны генерируются в плазме при элементарных процессах, связанных с взаимодействием составляющих плазму частиц между собой и с внешними полями. Характер спектра генерируемого излучения определяется природой элементарного процесса, вносящего основной вклад в излучение СВЧ диапазона [6]. Проведем анализ собственных излучений плазмы искрового разряда с позиций их вклада в спектр биологически значимых частот радиочастотного диапазона [5, 6].

#### Тормозное излучение.

Упругие соударения электрона с тяжелыми частицами, при которых внутренняя энергия взаимодействующих частиц не меняется, а сопровождающее этот процесс излучение называется тормозным и имеет сложный спектр со слабо выраженной селективностью, который включает и интересующий нас диапазон излучения [6]. Спектр излучения при этом можно определить по следующей зависимости

$$\frac{E}{h} = \frac{3kT_e}{2h} \square 10^{11} T_e, \text{ Гц} \quad (14)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана;  $T_e$  – температура частиц (электронов);  $h = d / \lambda_0$  – относительный параметр плазмы;  $\lambda_0 = 2\pi c / \omega_0$  – длина электромагнитной волны в свободном пространстве на частоте  $\omega_0$ ,  $\omega_0$  – плазменная частота;  $d$  – толщина слоя плазмы.

Из выражения (14) следует, что при температуре электронов всего 1 К частота излучения составит 100 ГГц. По экспериментальным данным [1] для реального искрового разряда в воздухе  $T_e \approx 10^4$  К, поэтому спектр частот тормозного излучения находится, в основном, вне радиочастотного диапазона.

#### Излучение в процессе фотоионизации.

Неупругие соударения частиц приводят к изменению их внутренней энергии, эти процессы могут сопровождаться селективным излучением в виде отдельных спектральных линий, соответствующих изменению энергетических состояний атомов или молекул, а также излучением, возникающим в процессе рекомбинации. Энергия квантов электромагнитного излучения электронного и колебательного спектров молекул определяет расположение спектральных линий в оптическом диапазоне. И только наличие вращательных спектров молекул ионизированного газа дает вероятность наличия спектральных линий в КВЧ диапазоне.

### *Магнитотормозное излучение.*

Движение заряженных частиц во внешнем магнитном поле по криволинейным траекториям является источником магнитотормозного излучения, сконцентрированного в области основной циклотронной частоты и ее гармоник. [6]. Если внешнее магнитное поле в области разряда достаточно мало (например, магнитное поле Земли), а протяженность искрового разряда составляет единицы миллиметров, то вклад циклотронной составляющей в спектр радиочастотного излучения импульсного искрового разряда достаточно мал.

### *Излучение Вавилова – Черенкова.*

Возникает при движении заряженной частицы со скоростью, превышающей фазовую скорость волны в среде (в плазме) [6]. Для рассматриваемой модели разряда это излучение также можно считать несущественным ввиду малой пространственной протяженности плазменного образования искры.

### *Тепловое излучение*

Все рассмотренные выше явления, возникающие в процессе искрового разряда, определяют общее энергетическое состояние среды. Интегральной характеристикой такого состояния может служить количество тепла, выделяющееся в области разряда и как следствие возникновение теплового излучения.

Физическая сущность теплового излучения заключается в преобразовании внутренней тепловой энергии излучающего тела в энергию электромагнитного поля, распространяющегося за пределы излучающего тела [7].

Интенсивность всех этих процессов определяется температурой излучающего тела, поэтому от температуры зависит и средняя мощность излучения.

Так как радиотепловое излучение является результатом возбуждения очень большого числа элементарных осцилляторов, причем момент и интенсивность возбуждения каждого отдельного осциллятора зависит от многих случайных факторов (положение и ориентация осциллятора относительно других частиц, энергия, скорость), то и характеристики излучения в целом будут случайными флуктуациями времени.

Таким образом, радиотепловое излучение представляет собой случайный процесс, определение средних характеристик которого возможно лишь путем применения статистических методов. Обратим внимание на то, что случайное тепловое движение заряженных и поляризованных частиц, вызывающее излучение, является ни чем иным, как тепловым шумовым током, свойства которого хорошо известны.

Теоретически и экспериментально установлено, что основные характеристики радиотеплового излучения – зависимость спектральной плотности от температуры и частоты, распределения мгновенных значений, подобны аналогичным характеристикам теплового шума. Из всего этого следует очень важный вывод: радиотепловое излучение – это поле излучения тепловых шумовых токов, протекающих в веществе излучателя. Связь между шумовым током в излучателе и мощностью радиотеплового излучения выражается обычными соотношениями, использующимися в теории излучения и антенной технике.

Поле, создаваемое шумовыми токами, распределенными по всему объему вещества излучателя, пронизывает его толщу, достигает поверхности и, проходя через эту поверхность, выходит в окружающую среду. Однако некоторая часть энергии излучения не выходит за пределы излучателя, а отражается от его поверхности и уходит обратно в толщу излучателя, преобразуясь вновь в тепло. Как известно, коэффициент отражения зависит от угла падения волн, вида поляризации, электрических и магнитных свойств вещества излучателя и окружающей среды, а также от конфигурации поверхности излучателя. Эти же самые факторы будут влиять и на излучаемую мощность. Таким образом, радиотепловое излучение реальных излучателей обладает свойствами направленности, а средняя мощность излучения зависит от вида поляризации, электрических, магнитных свойств излучателя и среды, а также от вида поверхности излучателя.

Несмотря на зависимость средней мощности от вида поляризации, радиотепловое излучение не поляризовано, так как элементарные осцилляторы (токи), создающие излучение, имеют случайную, непрерывно изменяющуюся ориентацию. Плоскость поляризации радиотеплового излучения вращается по случайному закону, а средние траектории векторов  $E$  и  $H$  представляют собой эллипсы, величина полуосей которых зависит от средней мощности составляющих поля с горизонтальной и вертикальной поляризацией. Заметим, что эти составляющие независимы друг от друга так же, как и независимы излучения любых двух не прикрывающихся участков излучателя.

Так как вышеупомянутые факторы, влияющие на интенсивность радиотеплового излучения реальных излучателей, в совокупности учесть трудно, в теории излучения принято оперировать так называемым абсолютно черным телом (АЧТ) [7].

В сантиметровом и миллиметровом диапазонах излучательной способностью, близкой к излучательной способности АЧТ, обладает плазма ионизированной воздушной среды. Законы излучения АЧТ в большей или меньшей степени применимы к реальным тепловым излучателям. Кроме того, имеются законы и соотношения, связывающие характеристики излучения с физическими характеристиками излучателей.

Таким источником излучения в миллиметровом диапазоне могут быть также плазма и электронный газ, образующийся в процессе пробоя. Для оценки теплового излучения плазмы воспользуемся классическими выражениями для абсолютно черного тела.

Одним из наиболее важных законов теплового излучения является закон, выражающий зависимость спектральной плотности излучения от его частоты и температуры излучателя. Этот закон описывается формулой Планка:

$$R_{\nu}(f, T) = \frac{2\pi f^2}{c^2} \cdot \frac{hf}{\exp\left(\frac{hf}{kT}\right) - 1} \left[ \frac{Вт}{Гц \cdot м^2} \right], \quad (15)$$

где  $h = 6,624 \cdot 10^{-34}$  Дж·с – постоянная Планка;  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с – скорость распространения электромагнитных волн в вакууме;  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град – постоянная Больцмана;  $T$  – абсолютная температура, °К;  $f$  – частота, Гц.

На рис. 7 приведены кривые  $R_{\nu}(f, T)$  излучения АЧТ при различных температурах. Из этих кривых видно, что с ростом частоты спектральная яркость, равная нулю на нулевой частоте, сначала монотонно возрастает, достигает максимального значения и затем убывает, стремясь к нулевому значению при увеличении частоты до бесконечности.

Зависимость частоты, соответствующей максимальной спектральной плотности, от температуры АЧТ описывается формулой Вина:

$$f_m = 1,03 \cdot 10^{11} T \text{ Гц}, \quad (16)$$

где  $T$  – температура АЧТ, °К.

Из формулы Вина и рис. 7 следует, что температурам, большим одного градуса Кельвина, соответствуют значения частоты  $f_m$ , большие 100 ГГц, т.е. что область радиотеплового излучения лишь частично захватывает левые, восходящие ветви кривых спектральной плотности.

Путем интегрирования выражения для спектральной плотности по всей оси частот можно получить выражение для энергетической плотности излучения

$$R_{\nu}(T) = \int_0^{\infty} R(f, T) df = \int_0^{\infty} \frac{2\pi f^2}{c^2} \cdot \frac{hf}{\exp\left(\frac{hf}{kT}\right) - 1} df = \frac{2\pi^5 k^4}{15c^2 h^3} T^4 = \sigma T^4 \left[ \frac{Вт}{м^2} \right], \quad (17)$$

где  $\sigma = \frac{2\pi^5 k^4}{15c^2 h^3} = 5,71 \cdot 10^{-8} \left[ \frac{Вт}{м^2 \cdot град^4} \right]$  – постоянная Стефана.

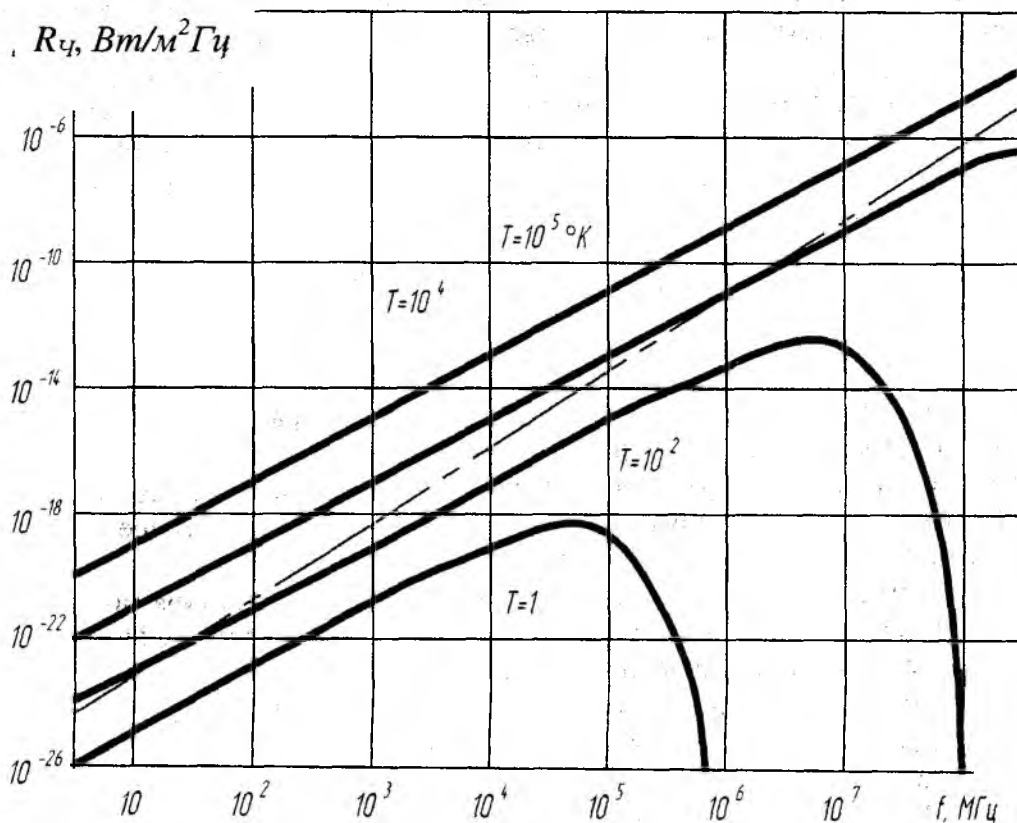


Рис. 7. Зависимость яркости излучения АЧТ от частоты и температуры

Выражение (17) представляет собой математическую формулировку закона Стефана – Больцмана. В интересующем нас диапазоне частот и температур, как правило, справедливо неравенство

$$hf \ll kT,$$

поэтому оказывается возможным упростить формулу Планка, представив экспоненциальную функцию рядом

$$\exp\left(\frac{hf}{kT}\right) = 1 + \frac{hf}{kT} + \frac{1}{1 \cdot 2} \left(\frac{hf}{kT}\right)^2 + \frac{1}{1 \cdot 2 \cdot 3} \left(\frac{hf}{kT}\right)^3 + \dots$$

Ограничиваясь двумя первыми членами, получаем формулу Релея – Джинса

$$R_{\text{ц}}(f, T) = \frac{2\pi f^2}{c^2} kT = \frac{2\pi kT}{\lambda^2} \approx 10^{-39} f^2 T \left[ \frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \text{Гц}} \right]. \quad (18)$$

Спектральная плотность излучения реальных тел зависит от двух физических характеристик: коэффициента поглощения  $\alpha$  и абсолютной температуры  $T$ . Оперировать двумя различными характеристиками не всегда удобно, особенно когда приходится сравнивать между собой различные излучающие тела. Поэтому принято использовать одну величину, равную произведению коэффициента поглощения на абсолютную температуру:

$$T_{\text{я}} = \alpha T. \quad (19)$$

Величину  $T_{\text{я}}$  называют радиояростной температурой данного излучателя; она равна абсолютной температуре идеального излучателя, создающего излучение такой же спектральной плотности, как и данный излучатель. Хотя в отличие от спектральной плотности излуче-

ния в выражение для радиояркой температуры не входит длина волны, практически радиояркая температура плазмы существенно зависит от длины волны [7].

Также, радиояркая температура металлических электродов разрядной полости не превышает 10 – 20° К. Тем не менее, металлические электроды могут интенсивно переизлучать (отражать) падающее на них радиотепловое излучение. Суммарную спектральную плотность собственного и отраженного излучений плазменного шнура искрового разряда можно записать в виде

$$R_{\text{общ}} = \frac{2\pi k}{\lambda^2} (\alpha T + \rho T_O) = \frac{2\pi}{\lambda^2} T_K; \quad (20)$$

$$T_K = \alpha T + \rho T_O,$$

где  $\rho$  – коэффициент отражения;  $T_O$  – радиояркая температура отраженного излучения;  $T_K$  – так называемая кажущаяся температура излучателя.

Аналогично определению радиояркой температуры кажущаяся температура равна абсолютной температуре идеального излучателя, создающего собственное излучение, равное суммарному излучению данного реального излучателя.

В отличие от радиояркой температуры кажущаяся температура может быть больше, чем абсолютная температура излучателя. Значениями радиоярких кажущихся температур удобно пользоваться при сравнении различных реальных излучателей.

Для количественной оценки полагаем, что кажущаяся температура «холодной плазмы» искрового разряда имеет величину около 30...300 °К. Тогда спектральная плотность мощности собственного и отраженного теплового излучений плазменного шнура искрового разряда на частоте 60 ГГц составит  $\sim 10^{-20} \dots 10^{-19} \text{ Вт/см}^2 \cdot \text{Гц}$ . Полученный результат почти на 6-8 порядков превосходит спектральную плотность мощности импульсного тока возбуждения, приведенную выше.

Однако мощность радиотеплового излучения зависит не только от кажущейся температуры, но и от площади излучающего объекта, его формы, шероховатости поверхности и ряда других трудно учитываемых факторов, особенно для искрового промежутка импульсного разряда.

Представим искровой разряд в форме тонкого плазменного цилиндра расположенного в межэлектродном промежутке. Тогда выражение для мощности излучения может быть записано в следующем виде:

$$P_{\text{изл}} \approx \frac{2\pi}{\lambda^2} k T_K S_{\text{ц}} \Delta f \approx 10^{-39} f_{\text{ср}}^2 T_K S_{\text{ц}} \Delta f, \quad (21)$$

где  $S_{\text{ц}}$  – площадь плазменного цилиндра;  $f_{\text{ср}}$  – среднее значение частоты в рассматриваемой полосе;  $\Delta f$  – полоса частот, в которой оценивается излучаемая мощность.

С учетом биологической значимости излучения выберем  $f_{\text{ср}} = 65 \text{ ГГц}$ , а полосу частот – 60...70 ГГц. Длина плазменного цилиндра будет не менее межэлектродного расстояния (1...2 мм), а диаметр канала пробоя примем равным 0,01...1 мм [2]. Тогда количественная оценка составит

$$P_{\text{изл}} = 10^{-17} \dots 10^{-14} \text{ Вт.}$$

Полученная оценка в полной мере соответствует критерию излучения сверхмалой мощности в радиочастотном диапазоне.

## Выводы

В качестве источника возбуждения электромагнитных колебаний в полосе биологически значимых частот может быть применен периодический импульсный искровой разряд в атмосферном воздухе со стримерным характером электрического пробоя. Для возникновения разряда в межэлектродном пространстве протяженностью 1...2 мм необходим источник

импульсного напряжения с амплитудой  $5 \dots 10$  кВ, частотой следования от единиц до десятков Гц и длительностью импульса около 1 мкс.

Формируемый спектр колебаний содержит линейчатую и непрерывную компоненты в радиочастотном диапазоне. Линейчатый спектр обусловлен периодичностью импульсного искрового разряда, интервал между спектральными линиями равен частоте повторения импульсов, каждая спектральная линия может подрастать на несколько составляющих при многократном искровом пробое или вследствие временного разброса формирования стримеров. Непрерывный спектр обусловлен в основном тепловым излучением плазмы искрового разряда.

Спектральная плотность мощности линейчатого спектра колебаний убывает пропорционально частоте  $k$ -й гармоники ( $\sim 1/f_k$ ) и на частотах  $60 \dots 70$  ГГц имеет величину  $\sim 10^{25}$  Вт/см<sup>2</sup>·Гц при средней мощности разряда десятки мВт. Спектральная плотность мощности теплового излучения плазменного шнура искрового разряда на частоте 60 ГГц по проведенной оценке составляет  $\sim 10^{20} \dots 10^{19}$  Вт/см<sup>2</sup>·Гц, однако истинное значение этого параметра может быть существенно ниже вследствие нестационарности процесса и сложности задания пространственных характеристик.

Анализ моделей свидетельствует о том, что искровой разряд может быть использован как источник ЭМИ слабой интенсивности с сигналом по типу шума " $\sim 1/f$ ", свойственному собственному излучению биологических объектов.

**Список литературы:** 1. Райзер, Ю.П. Основы современной физики газоразрядных процессов / Ю.П. Райзер. – М. : Наука, 1987. – 593 с. 2. Жуков, А.А. Уточнение механизма искрового пробоя газа / А.А. Жуков // Прикладная физика. – 2003. – № 6. – С. 67 – 72. 3. Кугушев, А.М. Основы радиоэлектроники / А.М. Кугушев, Голубева Н.С. – М. : Энергия, 1969. – 880 с. 4. Олейник, В.П. Аппаратные методы исследования влияния электромагнитных полей на организм человека / В.П. Олейник, С.Н. Кулиш, В.В. Литвин // Вісник Кременчуц. держ. політехн. ун-ту ім. Михайла Остроградського. – Кременчук : КДПУ, 2007. – Вип. 6/2007 (47). Ч. 1. – С. 47 – 49. 5. Моделирование параметров излучателя на несимметричных волнах в круглом диэлектрическом волноводе / В.В. Литвин, Н.Д. Колбун, С.Н. Кулиш, В.П. Олейник, Аль Отти Сами // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. – Х. : Нац. аэрокосм. ун-т „Харьк. авиац. ин-т”, 2009. – №1 (35). – С. 23 – 35. 6. Бекефи, Дж. Радиационные процессы в плазме / Дж. Бекефи – М. : Мир, 1971. – 438. 7. СВЧ излучение низкотемпературной плазмы / под ред. А.Е. Башаринова – М. : Сов. радио, 1974. – 192 с.

Национальный аэрокосмический университет  
им. Н.Е. Жуковского  
«Харьковский авиационный институт

Поступила в редколлегию 15.01.2012

## ФИЛЬТРАЦИЯ, МОДУЛЯЦИЯ И ГЕНЕРАЦИЯ ИЗЛУЧЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ ИНТЕРФЕРОМЕТРА БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

Получение высокочастотной модуляции ( $\Gamma\Gamma\zeta$ ,  $T\Gamma\zeta$  диапазона) требует применения активных быстродействующих устройств соответствующей частоты и сопровождается определёнными техническими трудностями. Но существует возможность получения таких высоких частот модуляции иным методом – путем интерференции бегущих волн. Примером подобной модуляции можно считать межмодовые биения в обычном лазерном резонаторе (типа Фабри – Перо), практическое же применение ее затруднено в этом случае большим количеством генерируемых мод.

Рассмотрим поведение излучения в интерферометре бегущей волны (ИБВ) (рис. 1, а). Функционально ИБВ кроме делителя пучка содержит замкнутую петлю, в которой происходит усиление (или ослабление) и временная задержка излучения относительно входного сигнала. Рассмотрим подробно возникновение модуляции света в ИБВ с частотой порядка обратного времени задержки (то есть для оптических длин петли от 0,1 мм до 1 м – как раз порядка  $T\Gamma\zeta$  –  $\Gamma\Gamma\zeta$ ).

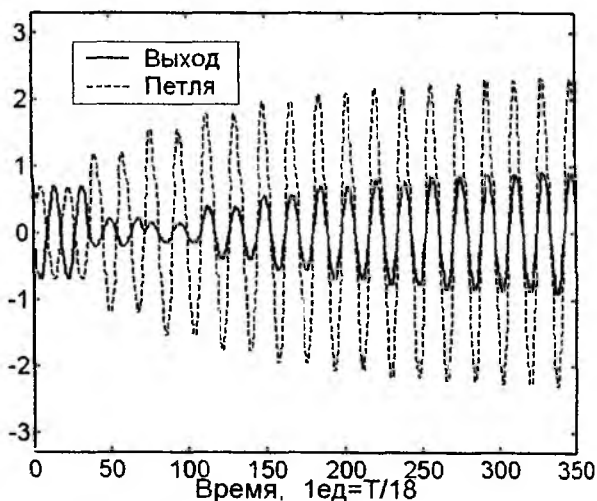
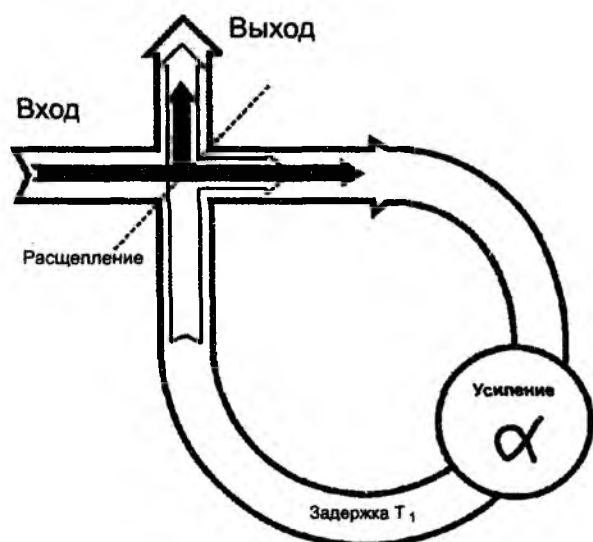


Рис. 1. а – общая функциональная схема ИБВ;

б – изменение амплитуд сигнала в петле и на выходе интерферометра без усиления и потерь ( $\alpha = 1$ )

Пусть амплитуда колебаний при прохождении упомянутой петли изменяется в  $\alpha$  раз (то есть при  $\alpha > 1$  сигнал в петле усиливается, а при  $\alpha < 1$  – ослабляется), амплитудный коэффициент отражения делителя обозначим  $\sin(r)$  (где  $0 \leq r \leq \pi/2$ ), а величину временной задержки, вносимой петлей, –  $T_1$ . Для простоты будем считать, что на вход ИБВ с момента времени  $t = 0$  начинает поступать монохроматическое излучение единичной амплитуды  $x(t)$  с периодом  $T = 18$  единиц (для света с  $\lambda = 540$  нм эта единица составит 0,1 фс):  $x(t) = \sin\left(\frac{2\pi t}{18}\right)$  и проведём математическое моделирование процессов в ИБВ для различных  $\alpha$ ,  $\sin(r)$ ,  $T_1$ .

При  $\alpha = 1$  (то есть без потерь и усиления) амплитуды сигнала в петле и на выходе ИБВ изменяются аperiодически и после более (при  $\sin(r) \rightarrow 1$ ) или менее (при  $\sin(r) \rightarrow 0$ ) длительного процесса устанавливаются [1]. При  $T_1 = nT$  с целочисленным  $n$  амплитуда волны в петле может превышать единицу – энергия волны накапливается в петле (рис. 1, б, как и остальные графики, рассчитан и построен при помощи пакета MatLab), с полуцелым  $n$  – наоборот, не задерживается в ней. Это приводит к существенному отличию в потерях для

волн различной частоты и возможности фильтрации широкополосного сигнала (рис. 2) аналогично эталону Фабри – Перо [2] и подобно описанному в [3, 4] волоконному устройству.

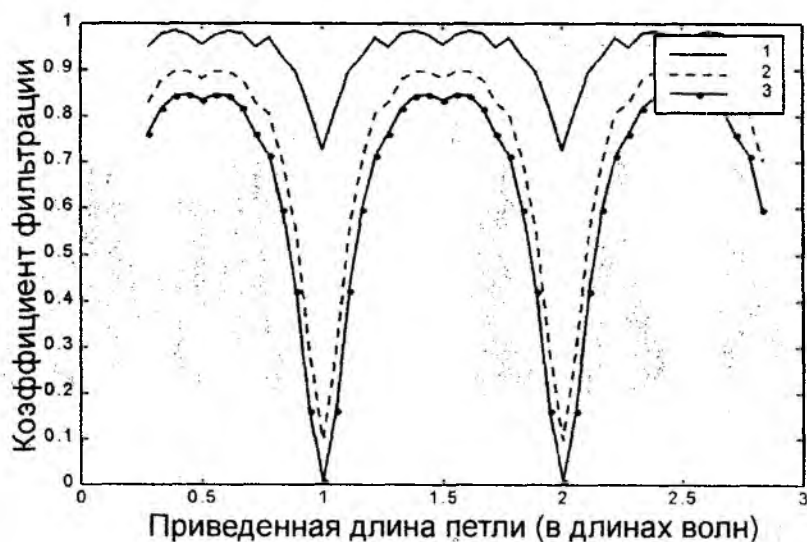


Рис. 2. Зависимость коэффициента фильтрации (отношение интенсивности на выходе к интенсивности на входе) (1 –  $\alpha = 0,97$ ; 2 –  $\alpha = 0,8$ ; 3 –  $\alpha = 0,7$ ;  $\sin(r) = 0,64$ ) от приведённой длины петли (отношение длины волны входного излучения к длине петли интерферометра)

Введение достаточного усиления (здесь его насыщение будем считать отсутствующим) приводит при целых  $n$  к монотонному росту амплитуд обоих сигналов, а при нецелых  $n$  – к наложению такого роста на более или менее сложную («несбалансированную») модуляцию сигнала по амплитуде (рис. 3). Естественной границей для «достаточности» усиления служит условие:  $\alpha \sin r = 1$ , т.к.  $\sin(r)$  означает долю сигнала, возвращаемого расщепителем в петлю.

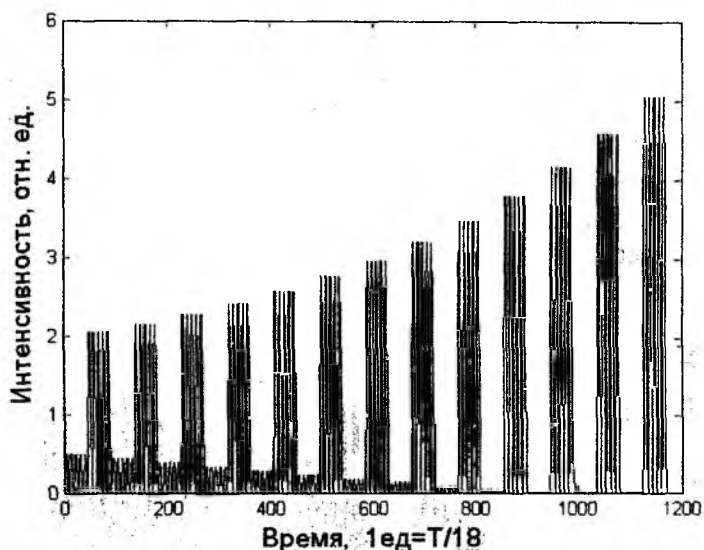


Рис. 3. «Несбалансированная» модуляция лазерного излучения

В этом случае на выходе интерферометра возникает «сбалансированная» модуляция (рис.4) с постоянной амплитудой импульсов и глубиной модуляции (причём обе эти характеристики определяются величиной  $\alpha$  либо  $\sin(r) = 1/\alpha$ ).

Как видно из рис.4, период модуляции очень зависит от  $T_1$ : для целого  $n = (T_1/T)$  он бесконечен, для  $n = 10 + 1/18$  (рис.4, а) он равен  $18T_1$ , для  $n = 10 + 1/3$  (рис.4, б) он  $3T_1$ , для  $n = 10 + 1/2$  (рис.4, в) он  $2T_1$ . Более сложный дробный «довесок» в  $7/18$  (рис.4, г) даёт период около  $3T_1$ , как и  $6/18$  – но сам период разделяется локальными минимумами на несколько

отдельных максимумов. В общем случае период модуляции представляет собой наименьшее общее кратное двух величин  $T_1$  и  $T$ . Картинка для задержки в целое число периодов не приведена, т.к. она представляет просто ступенчато (с длиной ступени  $T_1$ ) растущую экспоненту, превышающую к концу рассматриваемого на рис. 4 времени интенсивность в 7000 ед.

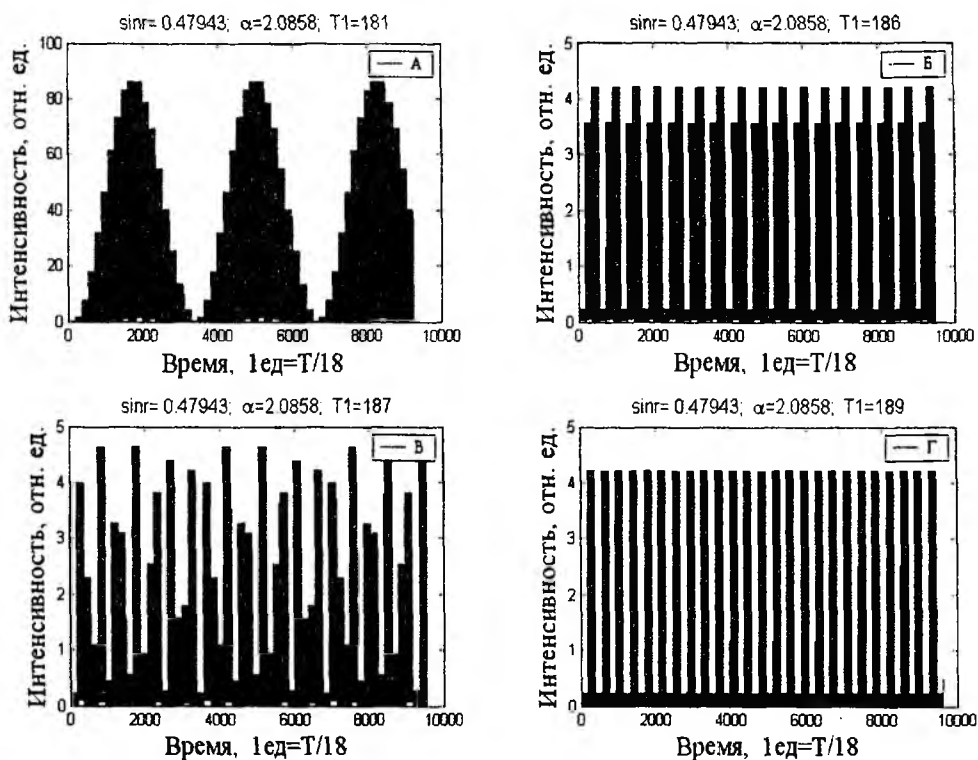


Рис. 4. Сбалансированная модуляция для разных времён задержки  $T_1$

При рассмотрении поведения излучения в ИБВ с усилением предполагалось, что когерентное излучение поступает на вход интерферометра бегущей волны мгновенно, но реально время нарастания переднего фронта входного излучения имеет конечное значение. В связи с этим очевидно, что сигнал на выходе ИБВ будет зависеть не только от  $\alpha$ ,  $\sin(r)$ ,  $T_1$ , но и от формы профиля и времени нарастания переднего фронта входного излучения (рис. 5). Более подробно этот вопрос описан в [5 – 7] вместе с воздействием рассмотренного интерферометра на импульсный входной сигнал.

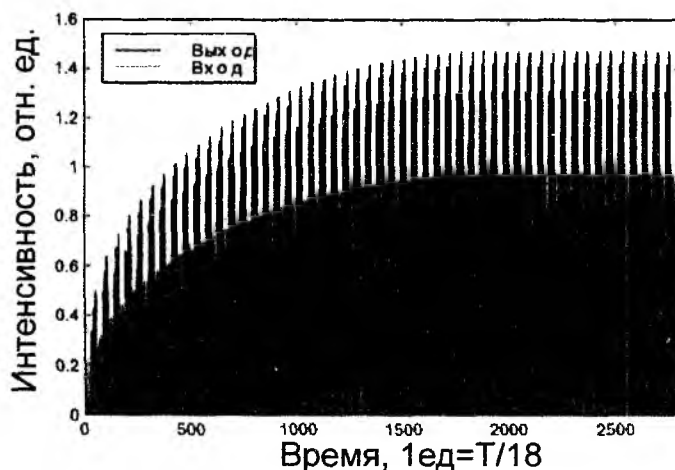


Рис. 5. Изменение интенсивности на выходе при не мгновенном включении сигнала на входе

При определённой длине петли интерферометра появляется возможность получить стабильное высокочастотное ( $T\zeta$ ,  $ГГц$ ) амплитудно-модулированное излучение на выходе

ИБВ. Наибольшей частотой модуляции обладает интерферометр с полуволновой замкнутой петлёй (на длине петли укладывается нечётное число полуволн). Спектр сигнала на выходе ИБВ состоит из гармоник на несущей оптической частоте и на комбинационных частотах (разностных и суммарных), расположенных симметрично относительно частоты входного сигнала [7].

Наибольший интерес представляют собой спектральные составляющие с разностными частотами, которые находятся в низкочастотной области оптического спектра:

$$Z(t) = \frac{4(b-a)}{\pi} \sum_{k=1}^n \frac{1}{k} \cos \left[ \omega \left( 1 - \frac{k}{2n+1} \right) t \right], \quad (1)$$

где  $a$  – минимальная амплитуда сигнала на выходе ИБВ;  $b$  – максимальная амплитуда;  $\omega$  – частота входного сигнала;  $n$  – целое число длин волн, укладываемых в петле ИБВ;  $k$  – номер гармоники в спектре.

Как следует из соотношения (1), амплитуда каждой спектральной компоненты зависит не только от её номера ( $k$ ), но и от разности между максимальным и минимальным значениями амплитуды выходного сигнала, которые в свою очередь при сбалансированной модуляции излучения зависят от одного из параметров интерферометра:  $\alpha$  или  $\sin(r)$  (рис.6).

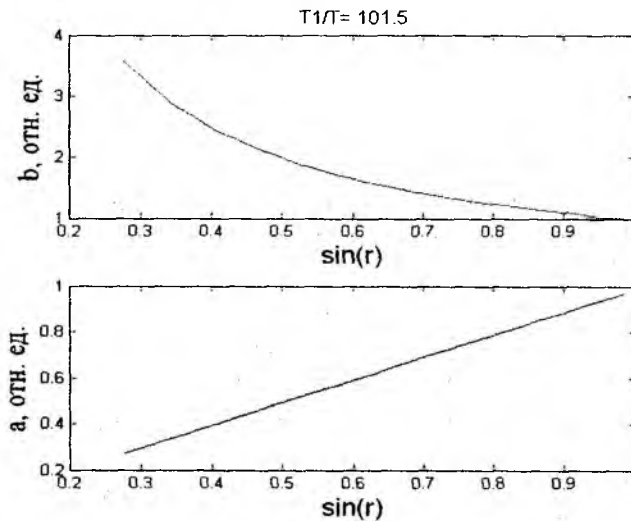


Рис. 6. Зависимость максимального и минимального значения амплитуды выходного сигнала от коэффициента отражения расщепителя

Полученные на рис.6 зависимости хорошо аппроксимируются следующими простыми функциями:

$$b = C_0 + C_1 \cdot \exp[-C_2 \cdot \sin(r)]; \quad a = C_3 + C_4 \cdot \sin(r). \quad (2)$$

С помощью метода наименьших квадратов были вычислены неизвестные коэффициенты:  $C_0 = 0,8581087$ ;  $C_1 = 7,7327353$ ;  $C_2 = 3,8617516$ ;  $C_3 = -0,0000022$ ;  $C_4 = 0,9848092$ .

При определённой длине петли ИБВ можно получить такую величину частоты модуляции, что значение некоторых комбинационных разностных частот может оказаться в терагерцовой области спектра ( $10^{11} - 10^{13}$  Гц) при использовании входного сигнала ИБВ видимого или близкого к нему диапазона. Для того чтобы количественно оценить эффективность генерации ТГц излучения запишем отдельно спектральную гармонику выходного сигнала, которая имеет самую низкую частоту в оптическом спектре. Из выражения (1) следует, что самой последней компонентой в спектре выходного сигнала будет гармоника с номером  $n$ , для которой  $k = 2n-1$ :

$$Z_n(t) = \frac{4(b-a)}{\pi(2n-1)} \cos \left[ \omega \left( 1 - \frac{2n-1}{2n+1} \right) t \right]. \quad (3)$$

Используя выражения (2) и (3), рассчитаем зависимости частоты  $F_n$  и мощности  $P_n$  последней спектральной составляющей от длины петли и коэффициента усиления ИБВ ( $\alpha$ ) для случая, когда на вход интерферометра поступает монохроматическое излучение с длиной волны  $\lambda = 1,55$  мкм и мощностью  $P_0 = 1$  Вт. Результаты вычислений приведены в таблице.

$n$	Длина петли ИБВ, мкм	$F_n$ , ТГц	$P_n$ , мВт $\alpha = 1,4142$	$P_n$ , мВт $\alpha = 2$
10	16,775	18,43	1,99	9,931
20	31,775	9,44	0,472	2,357
40	62,775	4,77	0,115	0,574
60	93,775	3,19	0,0507	0,253
80	124,775	2,40	0,0284	0,141
100	155,775	1,92	0,0181	0,09
300	465,775	0,644	0,002	0,01
1000	1550,775	0,193	0,00018	0,0009

Из таблицы видно, что при увеличении длины петли ИБВ происходит уменьшение мощности и частоты последней составляющей в выходном спектре сигнала. Кроме того, чем больше коэффициент усиления сигнала в замкнутой петле, тем выше мощность излучения в ТГц диапазоне на выходе ИБВ.

Таким образом, проведенное математическое моделирование показало возможность получения разнообразной модуляции квазимонохроматического излучения и генерации непрерывного сигнала в терагерцовом диапазоне при использовании усилителя и фильтрации немонохроматического излучения в петле интерферометра бегущей волны без усиления.

**Список литературы:** 1. Lazarenko, A.G., Kanaev, A.V., Andreev, A.N. High Frequency Light Self-Modulation in Simple Interference Scheme // Proceedings of 6<sup>th</sup> Int. Conf. on Laser and Fiber-Optical Networks Modelling. – 2004. – P.41–44. 2. Лансберг, Г.С. Оптика. – М. : Физматлит, 2003. – 848 с. 3. Котов, О.И., Люкумович, Л.Б., Николаев, В.М. и др. Влияние спектральных характеристик газового лазера на сигнал волоконно-оптических интерферометров // Письма в ЖТФ. – 1997. – Т.23, №20. – С. – 61–69. 4. Jong, C.Y., Doo, G.K., Nadir, D. Threshold Condition for Micro-Ring Cavity Lasers with Waveguide Self-Aligned Total Internal Reflectors // Proceeding of 2<sup>st</sup> Int. Conf. on Advanced Optoelectronics and Lasers – 2005. – P.190–192. 5. Lazarenko, A.G., Kanaev, A.V. Pulses Transformation in Running Wave Interferometers // Proceeding of 2<sup>st</sup> Int. Conf. on Advanced Optoelectronics and Lasers. – 2005. – P.177–180. 6. Lazarenko, A.G., Andreev, A.N., Kanaev, A.V. High Frequency Light Self-Modulation and Pulses Transformation in Running Wave Interferometers // Proceedings of SPIE. – 2008. – Vol.7009. – P.7009 OL. 7. Lazarenko, A.G., Kanaev, A.V., Andreev, A.N. Input Signal Profile Influence on output Spectra of Running Wave Amplifying Interferometer for Terahertz Spectroscopy // Proceedings of 8<sup>th</sup> Int. Conf. on Laser and Fiber-Optical Networks Modelling. – 2006. – P.145–148.

Национальный технический университет  
«Харьковский политехнический институт»

Поступила в редколлегию 23.01.2012

## ВЛИЯНИЕ ТОКА СМЕЩЕНИЯ НА ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И СТОЙКОСТЬ ПТШ

При воздействии импульсных электромагнитных полей (ИЭМП) на полупроводниковые приборы к ним прикладываются дополнительные напряжения, они работают в напряженных токовых и тепловых режимах. Это может приводить к их электрическому и тепловому пробоям и, как следствие, к выходу из строя. В качестве характеристики стойкости полупроводниковых приборов в таких режимах используется критерий Вунша – Белла [1]: зависимость мощности тока, проходящего через поперечное сечение прибора при его отказе, от длительности импульса напряжения, приложенного к выводам прибора –  $P/S = f(\tau)$ . Критерий Вунша – Белла получен для случая имитации с помощью видеоимпульса воздействия импульсных электромагнитных полей на полупроводниковые приборы. В сравнении с непосредственным воздействием ИЭМП не учитывались: поляризационный фактор, определяющий величину дополнительного приложенного напряжения; токи смещения, обусловленные фронтами импульса и его высокочастотным заполнением.

На сверхвысоких частотах в дискретных полевых транзисторах и транзисторах кристалла микросхем важным является влияние тока смещения на характеристики транзисторов, в частности на их частотные характеристики и стойкость в напряженных токовых и тепловых режимах. Ранее исследования частотных свойств и стойкости ПТШ были проведены без учета тока смещения [2].

Цель работы – учет тока смещения в модели ПТШ и исследование его влияния на частотные характеристики и электротепловую стойкость GaAs полевого транзистора с затвором Шоттки.

### Основные положения модели

Кинетическая модель для исследования физических процессов, протекающих в ПТШ на GaAs, предложена в работах [3, 4].

В перенапряженных режимах работы транзистора необходимо учесть процессы распределения тепла в различных частях активной области ПТШ и процессы генерации избыточных пар электрон-дырка, способные приводить к лавинному пробоям. В [4] предложенная модель дополнена уравнением теплопроводности для анализа процессов локализации и распространения тепла в активной области, что дает возможность исследования работы ПТШ в напряженных режимах. Для учета генерации избыточных пар электрон-дырка введен дополнительный механизм рассеяния. В результате акта ионизации при достижении электроном достаточной энергии происходит рассеяние первичного электрона с образованием неравновесной пары электрон – дырка.

В рамках описанной модели, для моделирования физических процессов в ПТШ использовалась следующая система интегро-дифференциальных уравнений:

$$\text{кинетическое уравнение Больцмана: } \frac{\partial f}{\partial t} + (\bar{v} \bar{\nabla}_r f) + \frac{1}{\hbar} (\bar{F}_i \bar{\nabla}_k f) = \left( \frac{\partial f}{\partial t} \right)_i,$$

$$\text{уравнение Пуассона: } \Delta \varphi = -\frac{1}{\epsilon} (\rho(\bar{r}) - \sum_i e_i \int f_i d\bar{v}_i) \text{ и}$$

$$\text{уравнение теплопроводности } cd \cdot \frac{\partial T}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left[ K(T) \cdot \frac{\partial T}{\partial x} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[ K(T) \cdot \frac{\partial T}{\partial y} \right] + q(x, y, t),$$

где  $f$  – функция распределения носителей по координатам и импульсам,  $\bar{v}_i$  – скорость носителей заряда  $e_i$ ,  $\bar{F}_i$  – сила, действующая на заряд со стороны внешнего электромагнитного поля и остальных носителей заряда,  $\left(\frac{\partial f}{\partial t}\right)_i$  – интеграл столкновений,  $\rho$  – плотность неподвижного объемного заряда,  $\sum_i e_i \int f_i d\bar{v}_i$  – плотность объемного заряда, создаваемого свободными носителями тока,  $c$  – удельная теплоемкость кристалла,  $T$  – температура кристалла,  $d$  – его плотность,  $K(T)$  – коэффициент теплопроводности,  $q(x, y, t)$  – плотность источников тепловыделения, связанная с интегралами рассеяния.

Данная система уравнений решалась методом крупных частиц с учетом граничных и начальных условий. Геометрия и некоторые характеристики активной области ПТШ представлена на рис. 1.

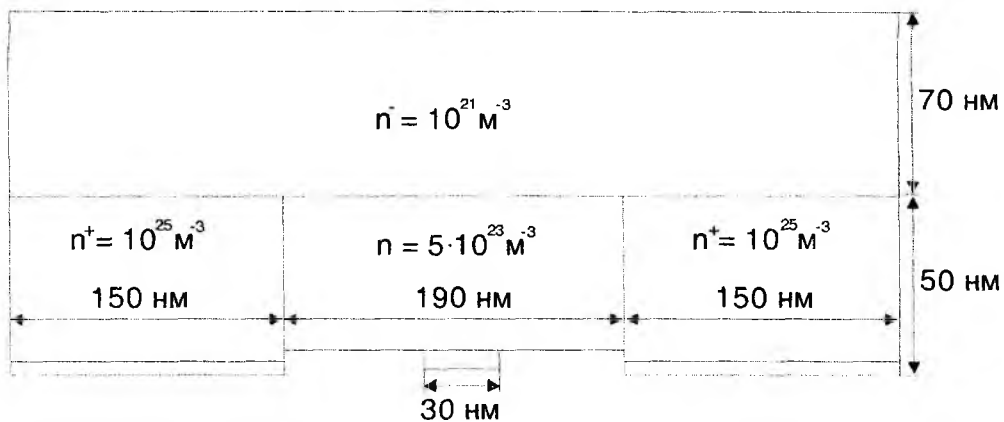


Рис. 1

Полный ток через контакты ПТШ включает в себя токи проводимости и смещения. Токи проводимости определяются упорядоченным движением электрических зарядов. Ток смещения в вакууме соответствует лишь изменению напряженности электрического поля во времени и не связан с движением электрических зарядов или любых других частиц. Ток смещения в вакууме определяется из соотношения:

$$\bar{j}_{см} = -\frac{1}{4\pi} \frac{\partial \bar{E}}{\partial t}$$

В диэлектрике или полупроводнике

$$\bar{j}_{см} = -\frac{1}{4\pi} \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} = \frac{1}{4\pi} \left( \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} + 4\pi \frac{\partial \bar{P}}{\partial t} \right). \quad (1)$$

В соотношении (1) ток смещения складывается из «чистого» тока смещения, не связанного с движением носителей заряда, и тока поляризации  $4\pi \cdot (\partial \bar{P} / \partial t)$ , обусловленного колебаниями связанных зарядов.

Формально, токи смещения для магнитного поля эквивалентны токам проводимости для свободных зарядов в электрическом поле. В вакууме токи смещения не сопровождаются выделением Джоулева тепла. В веществе токи смещения сопровождаются тепловыми эффектами, что особенно проявляется на высоких и сверхвысоких частотах. Однако это процесс подчиняется совершенно иным закономерностям, чем выделение джоулева тепла носителями заряда в проводниках.

Для вычисления тока смещения в некоторой области необходимо знать напряженность поля в каждой точке этой области в каждый момент времени. После введения пространственно-временной сетки вычисление тока смещения в моделируемой области при наличии вещества сводится к вычислению выражений

$$j[m][n] = \varepsilon\varepsilon_0 \frac{E_2[m][n] - E_1[m][n]}{t_2 - t_1}$$

где  $E_2[m][n]$  – напряженность электрического поля в узле  $[m][n]$  в момент времени  $t_2$ ,  $E_1[m][n]$  – напряженность электрического поля в узле  $[m][n]$  в момент времени  $t_1$ ,  $\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость вещества.

Учет тока смещения позволяет с учетом межэлектродных емкостей проводить исследования процессов, происходящих в полупроводниковых приборах, и получать более точные характеристики приборов путем моделирования. Одной из таких актуальных и малоисследованных характеристик является динамика развития различных видов пробоя в полупроводниковых приборах.

### Результаты расчетов

Проводились исследования динамики развития лавинного пробоя в ПТШ субмикронных размеров. Моделирование выполнялось при начальном равномерном распределении носителей в активной области по координатам и максвелловском распределении по импульсам. При развитии процессов во времени в ходе предварительного моделирования формировалась подзатворная обедненная область, при этом получалась истинная функция распределения. После этого прикладывались рабочие напряжения к электродам. На рис.2 представлено распределение поля в ПТШ в начальный момент времени. Напряжение на стоке 1,5 В, напряжение на затворе -0,4 В.

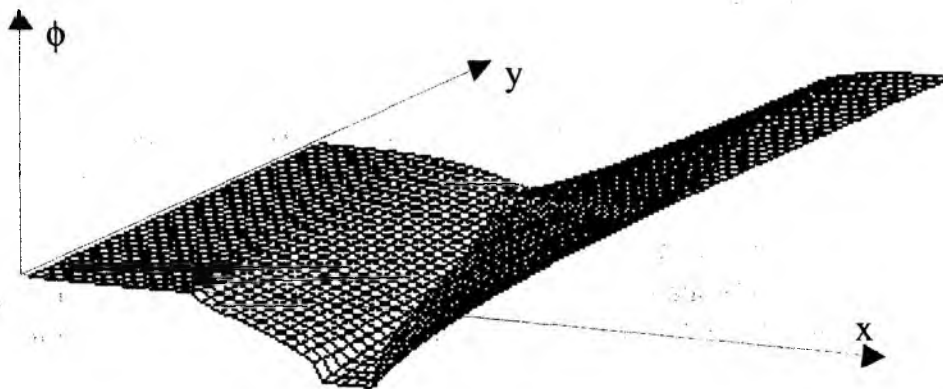


Рис.2

На рис.3 представлены результаты моделирования методом крупных частиц функции распределения частиц и температурного поля в активной области ПТШ в различные моменты времени. 3, а, б – распределение макрочастиц, 3, в, г – распределение температуры в активной области GaAs ПТШ в моменты времени  $t = 0,55$  пс (3 а, в) и  $t = 1.1$  пс (3 б, г) соответственно.

На рис. 3 видно зарождение в пристокковой области электронной лавины. В этой области наибольшая плотность электронного облака и электроны достигают наибольшей энергии. Данная область нагревается быстрее всего. В ходе развития процесса лавинного умножения углубляются процессы генерации в областях стока (быстрее всего) и истока. Начинается генерация неравновесных пар вдоль линий напряженности поля в сторону от стока к затвору и истоку, образуется токовый шнур. Дырки под действием поля дрейфуют в область объем-

ного заряда под затвором. Происходит перераспределение поля, растет напряженность в области канала между подзатворной областью и истоком. Из-за малой скорости дырок перераспределение их плотности происходит медленно, возникают высокие уровни локальной напряженности между областями истока и канала. В результате область пробоя распространяется практически по всему каналу. Происходит постепенный разогрев кристалла вдоль всей области токового шнура.

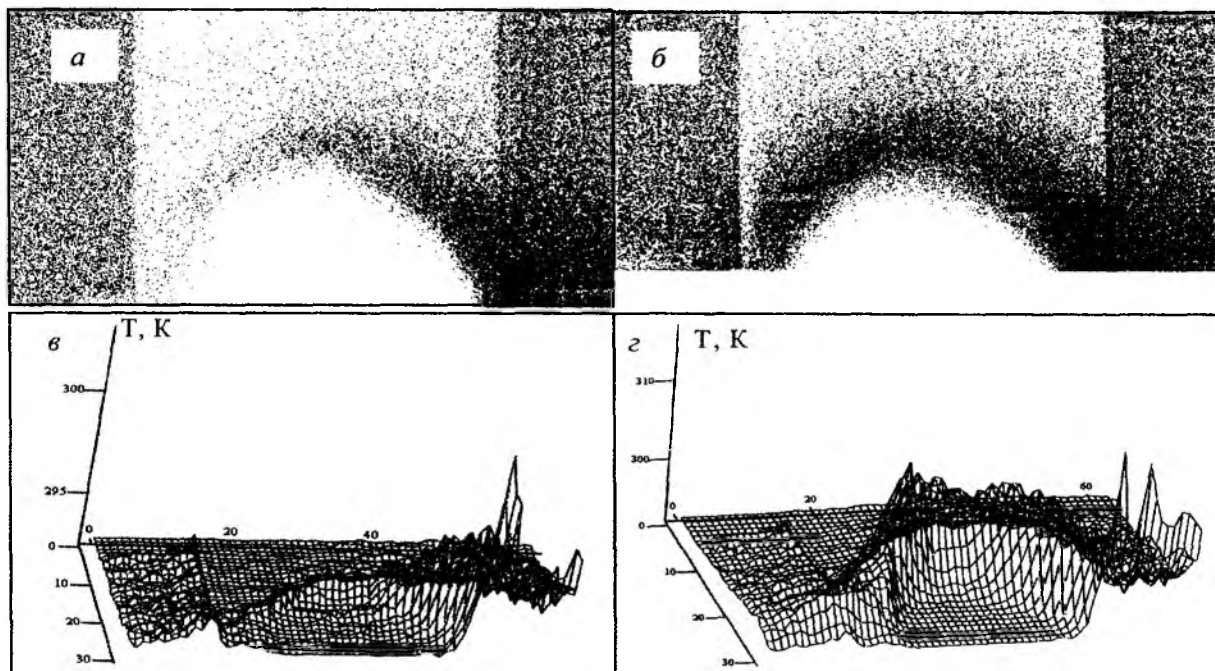


Рис. 3

Проведены исследования влияния тока смещения на характер развития пробойных и тепловых процессов в ПТШ при воздействии на него радиоимпульса с различной частотой заполнения.

На рис. 4 приведены распределения токов смещения (кривая 2) и проводимости (кривая 1) во времени при различных значениях амплитуды воздействующего импульса и различной частоте заполнения прямоугольных импульсов для схемы усилителя с общим истоком.

Ток проводимости  $\vec{j} = \sigma \vec{E}$ , где  $\sigma$  – удельная проводимость среды, совпадает по фазе с напряженностью электрического поля  $\vec{E}$  и индукцией электрического поля  $\vec{D} = \epsilon \epsilon_0 \vec{E}$ . Ток проводимости и ток смещения связаны между собой через производную, т.е. они сдвинуты по отношению друг к другу на угол  $\approx 90^\circ$ . Таким образом, полученные результаты (рис.4) хорошо согласуются с физическими представлениями.

На крайне высоких частотах  $f \geq 150$  ГГц сдвиг по фазе между током смещения и током проводимости уже отличен от  $90^\circ$ , меняется соотношение между величинами тока проводимости и тока смещения в сторону увеличения тока смещения, существенно искажается форма огибающей прямоугольного импульса. На частоте  $f = 200$  ГГц период СВЧ колебаний становится соизмеримым со временем пролета носителей заряда в рабочем канале (порядка  $0,3$  пс).

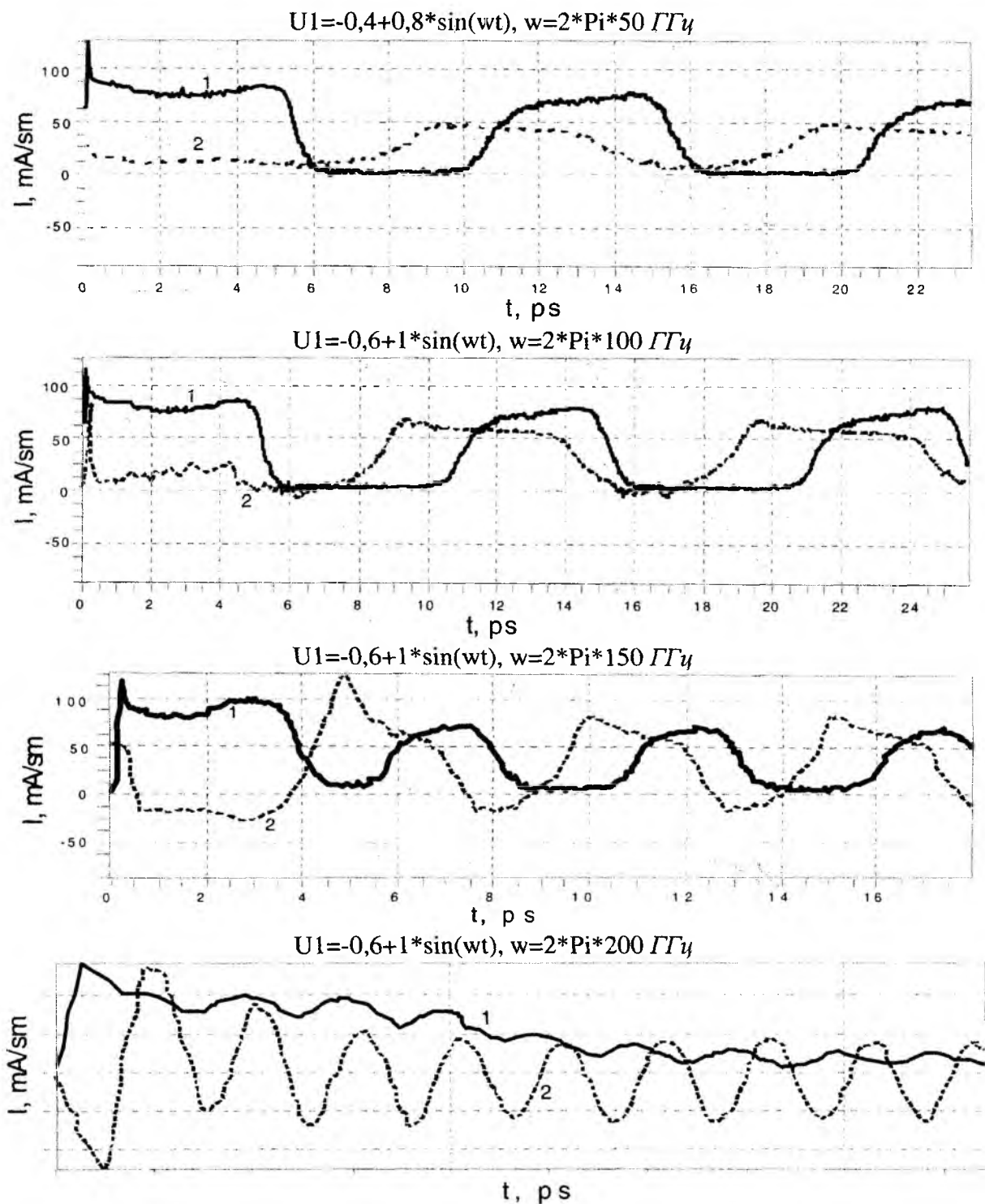


Рис. 4

На рис.5 приведены временные распределения температуры электронного газа (кривая 2), максимальной локальной температуры (кривая 3) и средней температуры (кривая 1) в канале транзистора. Как следует из приведенных зависимостей, при достаточно низких частотах средняя температура кристалла повышается по мере работы транзистора. При высоких частотах ( $f \geq 150 \text{ ГГц}$ ) температура кристалла практически не меняется.

На рис.6 приведены расчетные (кривые 1 и 2) и экспериментальная (кривая 3) кривые [5] АЧХ усилителя на ПТШ, включенном по схеме с общим истоком с учетом тока смещения (кривая 2) и без учета тока смещения (кривая 1). Учет тока смещения в значительной степени влияет на ход частотной характеристики ПТШ. При учете тока смещения имеет место количественное совпадение экспериментальных и модельных частотных зависимостей.

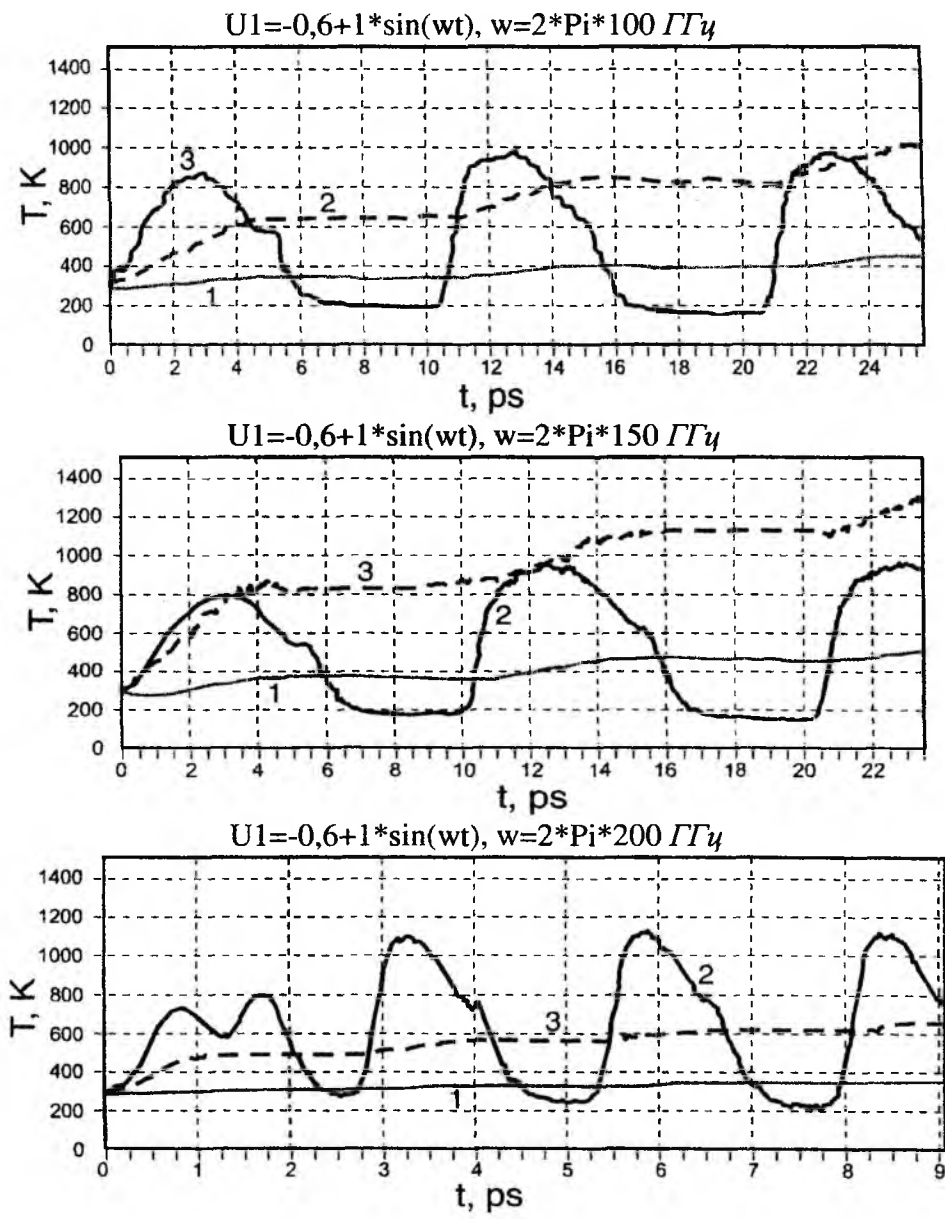


Рис. 5

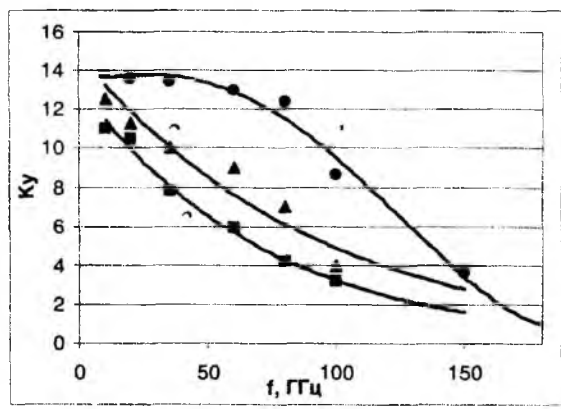


Рис. 6

Для исследования влияния тока смещения на стойкость ПТШ в электрической схеме с общим истоком на вход (исток – затвор) подавались прямоугольный видеоимпульс и радиоимпульсы с огибающей прямоугольной формы и частотой заполнения 10 и 100 ГГц,

амплитуда импульсов менялась в пределах  $0,5 \dots 2 \text{ В}$ . На рис.7 представлены результаты численных исследований зависимости времени выхода из строя ПТШ от характеристик воздействующего импульса. Получены критериальные зависимости Вунша – Белла для ПТШ без учета тока смещения (пунктирные линии) и с учетом тока смещения (сплошные линии).

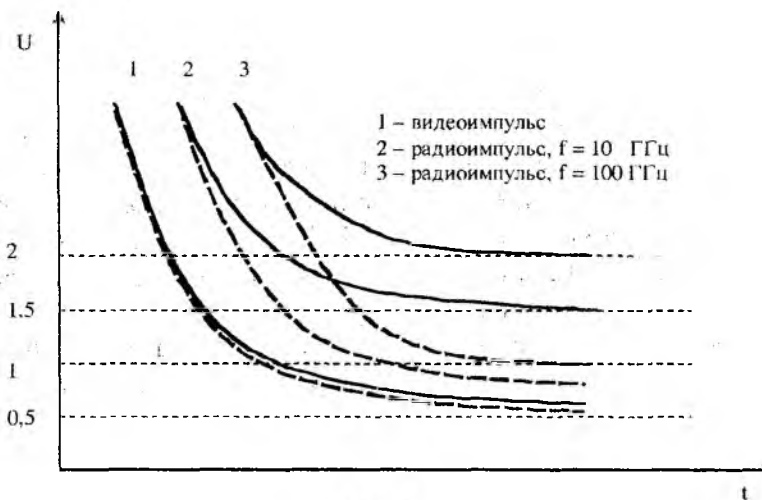


Рис. 7

## Выводы

Проведенный анализ показал, что для каждого значения частоты радиои́мпульса есть предельно низкое значение напряжения, при котором пробой отсутствует. При частоте  $100 \text{ ГГц}$  без учета тока смещения это значение составляет  $1 \text{ В}$ , с учетом тока смещения в исследованном диапазоне напряжений пробой не наступает совсем. На частоте  $10 \text{ ГГц}$  без учета тока смещения пробой наступает при напряжении порядка  $0,8 \text{ В}$ , а с учетом смещения пробой отсутствует при напряжении меньше  $1,5 \text{ В}$ . Причиной этому явлению служит эквивалентная емкость ПТШ между истоком и стоком. С увеличением частоты радиои́мпульса увеличивается амплитуда тока смещения и уменьшается амплитуда тока проводимости. Это приводит к снижению скорости разогрева рабочей области ПТШ и увеличению предельно низкого напряжения, при котором пробой наступает. С ростом частоты радиои́мпульса при учете тока смещения происходит увеличение значения напряжения, при котором пробой не успевает развиться до вывода прибора из строя.

Таким образом, в результате численных экспериментов обнаружилось, что предельно низкое значение напряжения, при котором пробой не успевает развиться до вывода прибора из строя, зависит от того, учитывается ли ток смещения. В случае учета тока смещения оно оказывается больше. С ростом частоты разница предельных значений увеличивается, однако с ростом частоты ухудшаются усилительные свойства прибора.

**Список литературы:** 1. Wunsch, D.C. and Bell, R.R. Determination Of Threshold Failure Of Semiconductor Diodes And Transistors Due To Pulse Voltages // IEEE Trans. – 1968. – Vol. NS-15, No 6. – P. 244-259. 2. Зуев, С.А., Старостенко, В.В., Унжаков, Д.А. Влияние тока смещения на частотные характеристики и стойкость ПТШ // 20-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телеком. технологии» (КрыМиКо'2010): Материалы конф. – Севастополь: Вебер. – 2010. – Т.2. – С.936-937. 3. Зуев, С.А., Шадрин, А.А., Старостенко, В.В. Модель расчета полевых транзисторов на GaAs субмикронных размеров // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2001. – Вып.121. – С.146-152. 4. Зуев, С.А., Таран, Е.П., Шадрин, А.А., Старостенко, В.В., Чурюмов, Г.И., Терещенко, В.Ю. Исследование тепловых режимов работы ПТШ при воздействии короткого импульса напряжения большой амплитуды // Прикладная радиоэлектроника. – 2003. – Т.2, №2. – С.164-168. 5. Оболенский, С.В., Кутаев, М.А. Полевой транзистор с 30-нм затвором // Письма в ЖТФ. – 2000. – №10. – С.13-16. 6. Грибский, М.П., Зуев, С.А., Слипченко, Н.И., Унжаков, Д.А. Влияние ширины затвора на вольтамперные характеристики и электро-тепловую стойкость ПТШ // Радиотехника и информатика. – 2007. – №3. – С. 28 – 31.

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники,  
Таврический национальный университет  
им. В.И.Вернадского

Поступила в редколлегию 15.01.2012

**ВЫХОДНАЯ СОГЛАСУЮЩАЯ ЦЕПЬ ДЛЯ УСИЛИТЕЛЯ КЛАССА Е**

**Введение**

Расширение полосы частот такого резонансного усилителя как усилитель класса Е является актуальной задачей [1]. Для ее решения используется техника компенсации реактивности [2, 3] и создание определенной зависимости нагрузочного импеданса транзистора от частоты [4, 5], обеспечивающие выполнение условий класса Е в полосе частот. В данной работе рассмотрен метод построения выходной цепи СВЧ усилителя класса Е с расширенной полосой частот, основанный на работах [4 – 6] и методах построения двухполосных согласующих трансформаторов на отрезках линий передач [7 – 9].

Выходная согласующая цепь усилителя класса Е должна обеспечивать в полосе частот нагрузочный импеданс транзистора, удовлетворяющий условию [1, 6]

$$Z_{classE} = R + jX = R(1 + jq) = \frac{1}{\omega C_1}(1 + j1,152), \tag{1}$$

$$Z_{classE}(n\omega) = \infty, \tag{2}$$

где  $C_1$  – выходная емкость транзистора,  $\omega = 2\pi f$ ,  $f$  – частота из рабочего диапазона частот. Отсюда видно, что нагрузочное сопротивление должно лежать на линии равных добротностей  $q = X/R$ , где  $R$  и  $X$  – действительная и мнимая части нагрузочного импеданса транзистора. Причем ход годографа импеданса должен быть обратным к обычному увеличению длины линии (фазового набега), такой ход годографа импеданса обычно сопровождается петлевой зависимостью импеданса на комплексной плоскости (диаграмме Вольперта – Смита) [10]. В работах [4, 5] был предложен способ расширения рабочей полосы частот, но не приведен алгоритм расчета цепи, он проводился численно. В данной работе проводится аналитический расчет выходной согласующей цепи и рассматриваются условия получения физически реализуемой микрополосковой топологии.

**Структура согласующей цепи**

Исходя из требований (1) и (2) можно предложить структуру цепи, аналогичную [6], но с измененным порядком следования шлейфов на частоты второй и третьей гармоник [4, 5]. Такая структура с выделенными резонаторами на частоты гармоник позволяет повысить КПД усилителя класса Е и снизить уровень гармоник на его выходе. После секции создания требуемых импедансов на гармониках (I, рис. 1) помещена секция согласования в диапазоне частот (II).

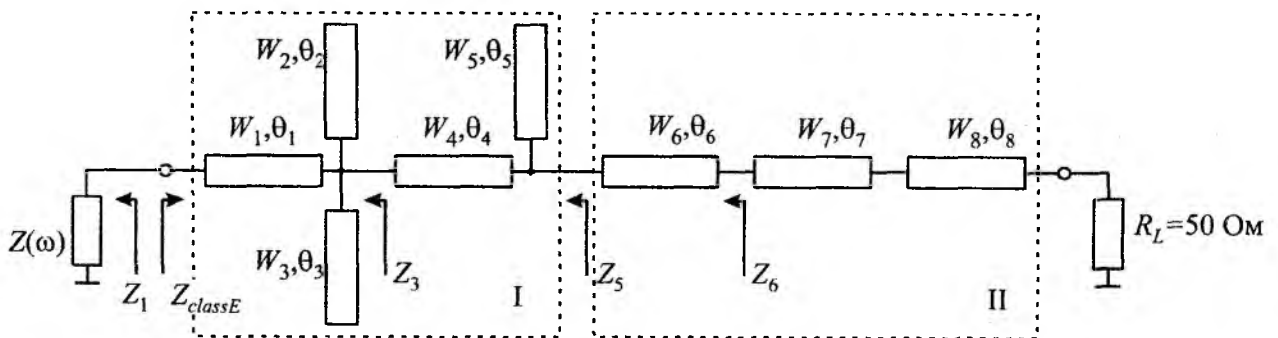


Рис. 1

Структура первой секции основана на цепях для усилителя класса E [4 – 6, 11] и состоит из отрезка линии  $W_1, \theta_1$  с электрической длиной  $\theta_1 = 45^\circ$  на частоте первой гармоники, что обеспечивает четверть длины волны на частоте второй гармоники. Два разомкнутых шлейфа  $W_2, \theta_2$  и  $W_3, \theta_3$  с электрическими длинами  $45^\circ$  и  $4\theta^\circ$  обеспечивают на входе линии 1 бесконечное сопротивление при отношении частот  $k = f_2/f_1 = 1,125$  (для примерного расчета выбраны частоты  $f_1 = 800$  и  $f_2 = 900$  МГц). Длина второго отрезка линии ( $W_4, \theta_4$ ) выбирается исходя из обеспечения вместе со шлейфом на третью гармонику ( $W_5, \theta_5$ ) бесконечного входного сопротивления цепи на частоте третьей гармоники, а также из условий реализации секции II согласующей цепи. Приемлемой величиной является  $\theta_4 = 60^\circ$  на основной частоте. Для обеспечения реализации своих задач секцией II остаются свободными параметрами волновые сопротивления  $W_i$  отрезков и шлейфов первой секции,  $i = 1 \div 5$ .

Структура второй секции рассмотрена в работе [9] и опирается на результаты [7, 8]. Первый отрезок линии этой секции ( $W_6, \theta_6$ ) выполняет задачу преобразования импеданса на входе секции II в комплексно сопряженный импеданс на двух частотах рабочего диапазона частот, а двухсекционный трансформатор  $W_7, \theta_7$  и  $W_8, \theta_8$  преобразует эти импедансы в сопротивление нагрузки  $R_L = 50$  Ом.

Импеданс  $Z_5(\omega)$  на выходе секции I выразим введя  $Z_1(\omega) = (Z_{classE})^*$ :

$$Z_3(\omega) = \left[ \left( W_1 \frac{Z_1(\omega) + jW_1 \operatorname{tg}(\theta_1(\omega))}{W_1 + jZ_1(\omega) \operatorname{tg}(\theta_1(\omega))} \right)^{-1} + \frac{j \operatorname{tg}(\theta_2(\omega))}{W_2} + \frac{j \operatorname{tg}(\theta_3(\omega))}{W_3} \right]^{-1} \quad (3)$$

$$Z_5(\omega) = \left[ \left( W_4 \frac{Z_3(\omega) + jW_4 \operatorname{tg}(\theta_1(\omega))}{W_4 + jZ_3(\omega) \operatorname{tg}(\theta_1(\omega))} \right)^{-1} + \frac{j \operatorname{tg}(\theta_5(\omega))}{W_5} \right]^{-1} \quad (4)$$

Далее отрезок линии  $W_6, \theta_6$  должен перевести этот импеданс на частотах  $f_1$  и  $f_2$  в комплексно сопряженные импедансы. В работе [9] получены условия для определения  $W_6, \theta_6$ . Если положить

$$R_a = \operatorname{Re} Z_5(\omega_1); X_a = \operatorname{Im} Z_5(\omega_1); R_b = \operatorname{Re} Z_5(\omega_2); X_b = \operatorname{Im} Z_5(\omega_2)$$

и определить

$$Z_6(\omega_1) = W_6 \frac{R_a + jX_a + jW_6 \operatorname{tg}(\theta_6(\omega_1))}{W_6 + j(R_a + jX_a) \operatorname{tg}(\theta_6(\omega_1))}; Z_6(\omega_2) = W_6 \frac{R_b + jX_b + jW_6 \operatorname{tg}(\theta_6(\omega_2))}{W_6 + j(R_b + jX_b) \operatorname{tg}(\theta_6(\omega_2))},$$

то из условия  $Z_6(\omega_1) = Z_6^*(\omega_2)$  получим [9]

$$W_6 = \sqrt{R_a R_b + X_a X_b + \frac{X_a + X_b}{R_b - R_a} (R_a X_b - R_b X_a)}, \quad (5)$$

$$\theta_6 = \frac{n\pi + \operatorname{arctg} \frac{W_6(R_a - R_b)}{R_a X_b - R_b X_a}}{k + 1}, \quad (6)$$

где  $n$  – целое число, обычно 0 или 1, исходя из реализуемых параметров этого и следующих отрезков линии передачи.

Ометим, что в работе [9] отмечается как редкий случай, когда  $R_a X_b - R_b X_a = 0$ . В то время как при использовании секций 6 – 8 непосредственно для построения согласующей цепи для усилителя класса Е это будет основной вариант, так как  $R_a X_b - R_b X_a = R_a q R_b - R_b q R_a \equiv 0$ . С одной стороны, это упрощает формулы (5) и (6), с другой – может привести к неопределенности решения.

Отрезки линий 7 и 8 выбираются исходя из условий [7 – 9]

$$\begin{aligned} Z_7(\omega_i) &= W_7 \frac{Z_6(\omega_i) + jW_7 \operatorname{tg}(\theta_7(\omega_i))}{W_7 + jZ_6(\omega_i) \operatorname{tg}(\theta_7(\omega_i))}; \\ R_L &= W_8 \frac{Z_7(\omega_i) + jW_8 \operatorname{tg}(\theta_8(\omega_i))}{W_8 + jZ_7(\omega_i) \operatorname{tg}(\theta_8(\omega_i))}. \end{aligned} \quad (7)$$

Подставляя первое из уравнений во второе и разделяя на действительные и мнимые слагаемые, получим, учтя, что  $Z_6(\omega_1) = R_6 + jX_6$ , а  $Z_6(\omega_2) = R_6 - jX_6$ ,

$$R_0 X_6 (W_8 \operatorname{tg}(\theta_7) + W_7 \operatorname{tg}(\theta_8)) + W_7 W_8 R_6 - W_7 W_8 R_0 - \operatorname{tg}(\theta_7) \operatorname{tg}(\theta_8) (R_6 W_8^2 - R_0 W_7^2) = 0 \quad (8)$$

$$R_0 R_6 (W_8 \operatorname{tg}(\theta_7) + W_7 \operatorname{tg}(\theta_8)) - W_8^2 W_7 \operatorname{tg}(\theta_8) - W_8 W_7^2 \operatorname{tg}(\theta_7) - W_7 W_8 X_6 + W_8^2 X_6 \operatorname{tg}(\theta_7) \operatorname{tg}(\theta_8) = 0 \quad (9)$$

Следуя анализу в [7, 8], можно записать

$$\operatorname{tg}(\theta_7(\omega_1)) = -\operatorname{tg}(\theta_7(\omega_2)); \quad \operatorname{tg}(\theta_8(\omega_1)) = -\operatorname{tg}(\theta_8(\omega_2)). \quad (10)$$

Решением будет

$$\theta_7(\omega_1) + \theta_7(\omega_2) = m\pi; \quad \theta_8(\omega_1) + \theta_8(\omega_2) = p\pi. \quad (11)$$

Для уменьшения длины линии выбираем  $m = p = 1$ . Тогда соотношения упростятся

$$\theta_7(\omega_2) = \frac{\omega_2}{\omega_1} \theta_7(\omega_1) \equiv \frac{f_2}{f_1} \theta_7(\omega_1) = k\theta_7(\omega_1); \quad \theta_8(\omega_2) = k\theta_8(\omega_1).$$

Откуда

$$\theta_7(\omega_1) = \theta_8(\omega_1) = \frac{\pi}{1+k}.$$

Отсюда физическая длина отрезков 7 и 8

$$l_7 = l_8 = \frac{\pi}{\beta_a + \beta_b} = l, \quad (12)$$

где  $\beta_a$  и  $\beta_b$  – постоянные распространения на двух частотах  $f_1$  и  $f_2$ .

Обозначим  $a = \operatorname{tg}(\beta_a l)$ , из системы (8) и (9) получим уравнение четвертой степени относительно  $W_8$  [7, 9]

$$W_8^4 + bW_8^3 + cW_8^2 + dW_8 + e = 0, \quad (13)$$

где коэффициенты  $b, c, d, e$  определены в приложении. Используя стандартное решение уравнения четвертой степени, можно найти  $W_8$  (приложение) и затем вычислить  $W_7$ :

$$W_7 = -\frac{X_6 W_8^2 R_L a (a^2 + 1) + R_6 W_8 a^2 (R_L^2 - W_8^2)}{R_6 (W_8^2 + R_L^2 a^2) - R_L W_8^2 (a^2 + 1)}. \quad (14)$$

Расчет выходной цепи по этим уравнениям показал, что не все значения  $Z_5(\omega)$  дают возможность вычислить волновые сопротивления и электрические длины последующих отрезков линий.

### Определение области возможных преобразований

В уравнении (5) подкоренное выражение может принимать отрицательное значение. Определим условия, при которых преобразование (5) возможно. Запишем

$$Q_a = X_a/R_a = \operatorname{tg} \alpha, \quad Q_b = X_b/R_b = \operatorname{tg} \beta. \quad (15)$$

Обозначим  $B = R_a R_b + X_a X_b > 0$ , и условие существования действительного  $W_6$  запишется как

$$B + \frac{X_a + X_b}{R_a - R_b} (R_a X_b - R_b X_a) = B + \frac{X_a + X_b}{R_a - R_b} R_a R_b (Q_b - Q_a) > 0.$$

Преобразуем неравенство

$$\frac{Q_b - Q_a}{R_b - R_a} > -\frac{B}{(X_a + X_b)R_a R_b} = -\frac{1 + Q_a Q_b}{X_a + X_b}$$

или  $\frac{Q_b - Q_a}{1 + Q_a Q_b} > -\frac{R_b - R_a}{X_a + X_b}$ , и

$$\operatorname{tg}(\beta - \alpha) > -\frac{R_b - R_a}{X_a + X_b} = \frac{R_a - R_b}{X_a + X_b}. \quad (16)$$

Из неравенства (16) следует, что на комплексной плоскости полных сопротивлений угол между радиус-векторами, указывающими на точки преобразуемых импедансов, должен быть мал. Вместе с тем, это неравенство не указывает, какие значения сопротивлений  $W_6$  получатся и будут ли они физически реализуемы. Преобразуем выражение (5) с учетом (15):

$$W_6 = \sqrt{\frac{R_a R_b (R_a Q_a^2 - R_b Q_b^2 + R_a - R_b)}{R_b - R_a}}. \quad (17)$$

Подкоренное выражение приводится к уравнению, описывающему поверхность гиперболоидического параболоида  $x^2/p + y^2/q = 2z$  [12]. На рис. 3 показана реальная часть (17), то есть, в областях на плоскости  $(Q_a, Q_b)$ , где график выше нулевого значения, возможно действительное решение (17). На рис. 4 штриховкой показана область, при нахождении в которой значение волнового сопротивления линии  $W_6$  имеет значения от 20 до 80 Ом, при значениях  $R_a = 38$ ,  $R_b = 18$ .

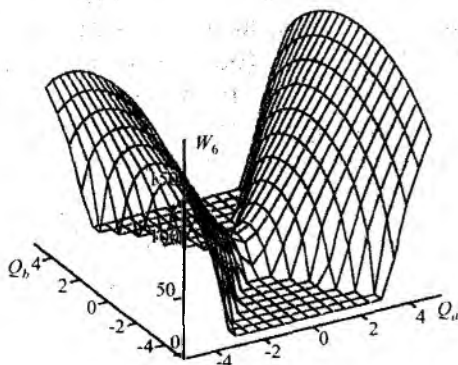


Рис. 2

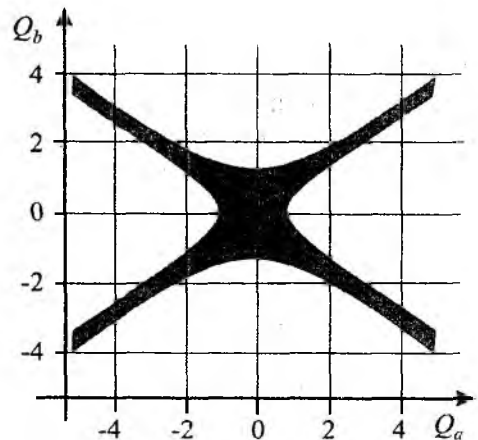


Рис. 3

На рис. 4 представлены траектории трансформации нагрузочного сопротивления транзистора в комплексно сопряженные сопротивления  $Z_6(\omega_1) = Z_6^*(\omega_2)$  и далее к  $50 \text{ Ом}$  на двух частотах. Представлены преобразования при одном из вариантов значений волновых сопротивлений линий, при которых получают физически реализуемые волновые сопротивления  $W_6, W_7$  и  $W_8$  (таблица). При этом соблюдалось требование близости точек, отображающих импедансы  $W_5(\omega_1)$  и  $W_5(\omega_2)$  к оси активных сопротивлений и к одинаковым линиям равной добротности  $q = \text{const}$  (рис. 4).

Зависимость входного (нагрузочного) сопротивления цепи представлена на рис. 5, видно, что при этом нагрузочный импеданс на частотах вторых и третьих гармоник рабочего диапазона частот близок к бесконечности. График коэффициента передачи данной цепи (рис. 6) подтверждает большое затухание сигнала в диапазоне  $1,6 - 1,8 \text{ ГГц}$  (2-я гармоника) и  $2,4 - 2,7 \text{ ГГц}$  (3-я гармоника).

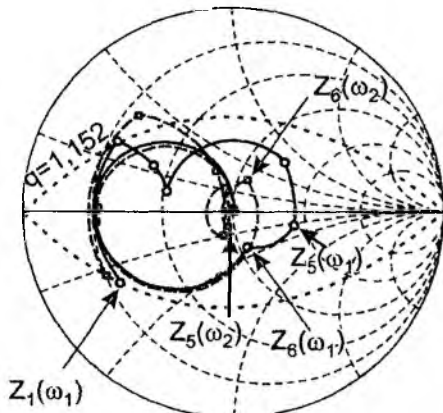


Рис. 4

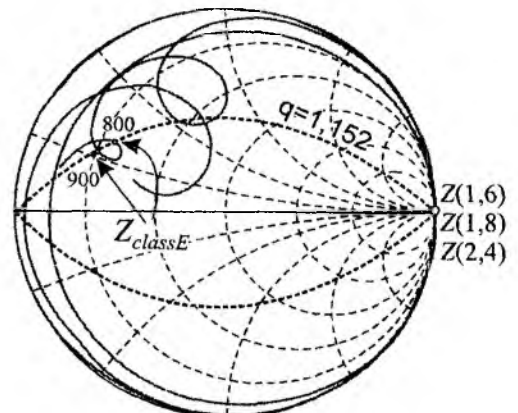


Рис. 5

### Методика расчета выходной согласующей цепи

На основе проведенного анализа можно сформулировать следующий алгоритм расчета цепи. Вначале рассчитываем структуру секции создания импедансов на гармониках, для чего определяем длины отрезков линий и шлейфов, затем исходя из условия близости добротностей (рис. 3) определяем волновые сопротивления линий  $W_1 \div W_5$ . Потом определяем волновые сопротивления  $W_6 \div W_8$ , обратив внимание на выбор параметра  $n$  (6) и выбор знаков в уравнении (19) (приложение). Обычно используются значения корней, соответствующие двум знакам «+», и первому «+», а второму «-». Переход к другой комбинации знаков обычно соответствует изменению  $n$ . При необходимости расчет повторяют для получения физически реализуемых значений  $W_7$  и  $W_8$  и меньшей длины линий. В таблице приведены значения волновых сопротивлений и электрических длин линий для идеальных линий, ширина и длина отрезков микрополосковой линии (подложка с  $\epsilon = 7,2$ ).

Данная цепь содержит больше элементов, чем цепь [4, 5], что говорит о возможной оптимизации ее характеристик, но обладает достоинством аналитического расчета ее элементов. Она обеспечивает петлевой характер нагрузочного импеданса (обеспечивает выполнение условия (1) в двух точках диапазона частот), как и известные цепи, что объясняется свойствами согласующей цепей, в частности, ступенчатых трансформаторов.

$i$	1	2	3	4	5	6	7	8
$W_i, \text{ Ом}$	36	45	70	50	80	63,9	25,2	22,7
$\theta_i, \text{ град.}$	45	45	40	60	30,96	43,03	84,71	84,71
$w_i, \text{ мм}$	2,25	1,55	0,62	1,28	0,44	0,77	3,79	4,37
$l_i, \text{ мм}$	19,1	19,46	17,95	26,18	14,03	19,17	34,93	34,66

С этой выходной цепью был рассчитан усилитель класса Е в микрополосковом исполнении на ПТШ CLY5, его промоделированные характеристики: выходная мощность  $P_{out}$ , коэффициент полезного действия  $EFF$  и КПД по добавленной мощности  $PAE$  приведены на рис. 7. Параметры расчета: напряжение питания – +5 В, смещение на затворе - 2,2 В, входная мощность 50 мВт. Выходная цепь подверглась корректировке вследствие наличия паразитных параметров корпуса ПТШ CLY5 – индуктивности вывода и длины вывода стока транзистора [6], но характер изменения нагрузочного импеданса сохранился. Резкий спад выходной мощности вне рабочей полосы частот уменьшает побочные составляющие при усилении и снижает потребность в дополнительных фильтрах для устранения интермодуляционных составляющих.

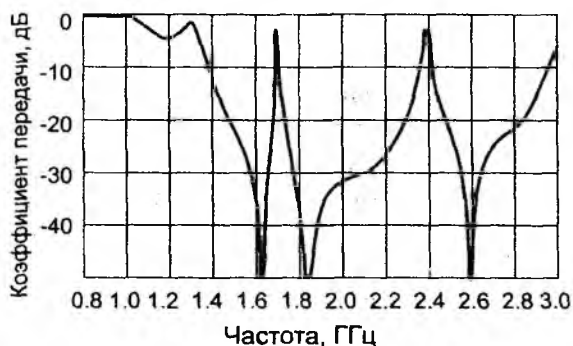


Рис. 6

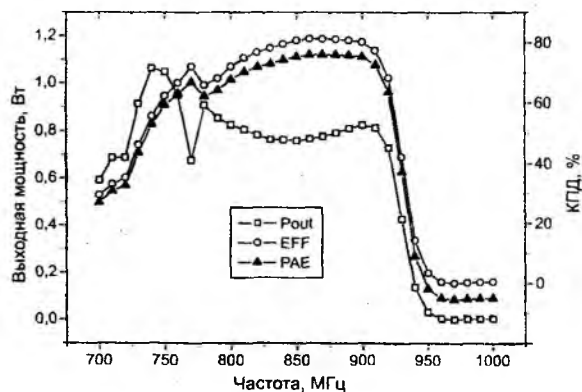


Рис. 7

## Выводы

Предложена методика аналитического расчета выходной цепи для высокоэффективных усилителей класса Е (также может применяться для класса F и других), позволяющая расширить полосу частот резонансных усилителей. Определены условия существования решений расчетных уравнений и получения физически реализуемых волновых сопротивлений отрезков линий, составляющих предложенную цепь. Проведено моделирование усилителя с рассчитанной цепью.

## Приложение

Коэффициенты уравнения (13)

$$b = \frac{2X_6 R_L a}{R_L - R_6},$$

$$c = \frac{-R_L R_6 [(R_6 - R_L)^2 + X_6^2] + X_6^2 R_L^2 (1 + a^2)^2}{a^2 R_6 (R_6 - R_L)},$$

$$d = \frac{2X_6 R_L^3 a}{R_6 - R_L},$$

$$e = -R_6 R_L^3 - \frac{X_6^2 R_L^3}{R_6 - R_L}.$$

Решение уравнения четвертой степени.

$$\Theta = 2c^3 - 9bcd + 27d^2 + 27b^2e - 72ce,$$

$$\Lambda = c^2 - 3bd + 12e,$$

$$\Delta = \sqrt[3]{\Theta + \sqrt{-4\Lambda^3 + \Theta^2}},$$

$$\Gamma = \frac{\sqrt[3]{2}\Lambda}{3\Delta} + \frac{\Delta}{3\sqrt[3]{2}},$$

$$\Pi = \frac{b^2}{4} - \frac{2c}{3} + \Gamma,$$

$$W_8 = -\frac{b}{4} \pm \frac{1}{2}\sqrt{\Pi} \pm \frac{1}{2}\sqrt{\frac{b^2}{2} - \frac{4c}{3} - \Gamma + \frac{-b^3 + 4b \cdot c}{4\sqrt{\Pi}} - 8d}. \quad (18)$$

Выбор знаков в уравнении (19) осуществляется так, чтобы получить реализуемые значения сопротивлений линий.

**Список литературы:** 1. Крыжановский, В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. – Донецк : Апекс, 2004. - 448 с. 2. Kumar, N., Prakash, C., Grebennikov, A., Mediano, A. High-Efficiency Broadband Parallel-Circuit Class E RF Power Amplifier with Reactance-Compensation Technique // Trans. on Microwave Theory and Techniques, March 2008. - V. 56, No. 3. – P. 604 – 612. 3. Qin, Y., Gao, S., Butterworth, P., Korolkiewicz, E. Sambell, A. Improved design technique of a broadband Class-E power amplifier at 2GHz // 2005 European Microwave Conf. V. 1, Oct. 4-6, 2005. – P. 453-456. 4. Крыжановский, В. Г., Принцовский, В.А. Бабко, Д.В. Пожидаев, И.А. Надвысокочастотный підсилювач класу E. Патент України на корисну модель №23407. Зареєстровано 25.05.2007, бюл. №7. Заявка №200613546 від 20.12.2006. 5. Makarov, D.G., Printsovskii, V.A., Krizhanovski, V.G., Kistchinsky, A.A. SIC MESFET class E microwave power amplifier // MİKON-2008. XVII International Conference of Microwaves, Radar and Wireless Communication. Poland, Wrocław, May 19-21, 2008, Conference Proceedings, vol. 3. –P.591-593. 6. Крыжановский, В.Г., Принцовский, В.А. СВЧ усилитель класса E в микрополосковом исполнении // Изв. вузов. Радиотехника. – 2005. - Т.48, №1. - С.3-10. 7. Colantonio, P., Giannini, F., Scuschia, L. A new approach to design matching networks with distributed elements // Proc. MİKON'04, May 2004, vol. 3, pp. 811–814. 8. Monzon, C. A small dual-frequency transformer in two sections // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 51, no. 4, pp. 1157–1161, Apr. 2003. 9. Liu, X., Liu, Y., Li, S., Wu, F., Wu, Y. A Three-Section Dual-Band Transformer for Frequency-Dependent Complex Load Impedance // IEEE Microwave And Wireless Components Letters, Vol. 19, No. 10, Oct. 2009, pp. 611-613. 10. Крыжановский, В.Г. Усилитель класса E, нагруженный на пьезопреобразователь // Радиотехника. – 2006. - Вып. 145.– С.40-47. 11. Крыжановский, В.Г., Принцовский, В.А. Цепь фильтрации гармоник в СВЧ усилителе мощности класса E с расширенной полосой // 17-я междунар. Крымская конф. "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии". - Севастополь, 10-14 сент. 2007 г. : Материалы конф. – Севастополь : Вебер, 2007. – С.58-59. 12. Корн, Г., Корн, Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. - М. : Наука, 1984. – 832 с.

Донецкий национальный университет

Поступила в редколлегию 17.02.2012

## МОНИТОРИНГ ПРОЦЕССА ПРОЕКТИРОВАНИЯ РЭС ПРИ РЕШЕНИИ ЗАДАЧИ ВЫБОРА ОПТИМАЛЬНОГО ПЕРЕЧНЯ ЭРИ

### Введение

Существенной особенностью радиоэлектронных средств (РЭС) является то, что значительная часть выполнения требований к жизненному циклу РЭС обуславливается выбором элементной базы, тогда основной задачей мониторинга процесса проектирования РЭС может стать проверка оптимизации выбора электрорадиоизделий (ЭРИ) по критерию затрат на их приобретение при условии выполнения требований к безотказности. Очевидно, сопряженная задача составляет выбор, обеспечивающий максимальный ресурс при минимальных затратах.

В процессе проектирования решается задача оптимизации распределения требований к значениям показателей безотказности ЭРИ с целью создания РЭС с заданным уровнем безотказности при минимальном расходовании средств на изготовление.

### Постановка задачи

Данная задача относится к задачам синтеза, которые заключаются в выборе структуры и параметров электрических схем и конструкций, при которых обеспечивается выполнение заданных требований к РЭС.

Конкретное выражение, описывающее функцию себестоимости ЭРИ, аргументом которой, является уровень безотказности, определяется исходя из планируемого уровня технологии производства, видов материалов, типа ЭРИ, квалификации обслуживающего персонала и других факторов, влияющих на связь "надежность-стоимость".

Существуют эффективные методы определения интенсивности отказов и вероятности безотказной работы РЭС по показателям безотказности ЭРИ. Расчет вероятности безотказной работы проводится по схемам расчета надежности, разнообразие которых обусловлено различными методами резервирования, диагностики и запланированного технического обслуживания РЭС.

Сопряженная задача состоит в минимизации значения интенсивности отказов РЭС путем задания требований к базовым значениям интенсивности отказов ЭРИ так, чтобы расходы средств  $C^{общ}$  на проектирование, разработку и производство в совокупности, не превосходили располагаемых  $C^{расп}$ .

Предприятия, специализирующиеся на изготовлении ЭРИ, большое внимание уделяют дифференциации надежности изготавливаемой продукции по уровням. Тогда однотипные ЭРИ, предназначенные для выполнения одних и тех же функций, могут иметь различные уровни надежности. ЭРИ этих четырех уровней надежности имеют абсолютно одни и те же значения электрических параметров. Различие составляет уровень их надежности и стоимости.

В случае прямой постановки задачи имеем набор параметров  $\mu_q$ ,  $q = \overline{1, Q}$ , значения которых необходимо оптимизировать, сводя к минимуму функцию себестоимости изготовления РЭС  $C^{изг} = \varphi(\mu_q, q = \overline{1, Q}) \Rightarrow \min$  при обеспечении заданного значения интенсивности отказов системы в целом  $\lambda_{mp}^c$  или  $\lambda_{mp}^c(t)$ .

Все типы ЭРИ, изготавливаемые специализированными предприятиями, имеют определенное значение базовой интенсивности отказов, в соответствии с одним из четырех условных уровней надежности, и определенное значение себестоимости.

Множество допустимых решений прямой оптимизационной задачи для СПФ задается системой

$$\begin{cases} \sum_{q=1}^Q \left( \lambda_q^{\mu_q} \cdot \sum_{j=1}^m (\psi_q(K_{эл}^q(j)) \cdot \xi_j) \right) \leq \lambda_{mp}^c, \\ \mu_q \in \{1, 2, 3, 4\}, \quad q = \overline{1, Q}. \end{cases} \quad (1)$$

Критерий оптимальности данной оптимизационной задачи состоит в минимизации себестоимости изготовления РЭС

$$C^{изг} = \varphi^c(\mu_q, \quad q = \overline{1, Q}) \Rightarrow \min, \quad (2)$$

где  $\varphi^c(\mu_q, \quad q = \overline{1, Q})$  – многомерная функция себестоимости изготовления РЭС, аргументами которой являются значения номеров условного уровня надежности  $\mu_q$  ЭРИ.

Или с учетом затрат только на ЭРИ

$$C^{изг} = \sum_{q=1}^Q C_q^{\mu_q} \Rightarrow \min, \quad (3)$$

где  $C_q^{\mu_q}$  – стоимость  $q$ -го ЭРИ, имеющего условный уровень надежности  $\mu_q$ .

В результате решения данной оптимизационной задачи определяются оптимальные значения параметров оптимизации  $\mu_q^*$ ,  $q = \overline{1, Q}$ , при которых достигается минимум себестоимости изготовления РЭС и обеспечивается требуемый уровень ее безотказности.

Критерий оптимизации сопряженной задачи оптимального выбора ЭРИ состоит в минимизации интенсивности отказов РЭС

$$\lambda_M^c = \sum_{q=1}^Q \left( \lambda_q^{\mu_q} \cdot \sum_{j=1}^m (\psi_q(K_{эл}^q(j)) \cdot \xi_j) \right) \Rightarrow \min, \quad (4)$$

а система ограничений имеет следующий вид

$$\begin{cases} C_{расч}^{общ} \geq C^{проект} + C^{орг} + C^* + N \cdot \left( \sum_{q=1}^Q C_q^{\mu_q} + \Delta^c \right), \\ \mu_q \in \{1, 2, 3, 4\}, \quad q = \overline{1, Q}. \end{cases} \quad (5)$$

Решением сопряженной задачи оптимального выбора ЭРИ по уровню безотказности являются такие значения параметров оптимизации  $\mu_q^{*don}$ ,  $q = \overline{1, Q}$  из множества допустимых решений заданного системой (5), при которых достигается минимальное значение интенсивности отказов РЭС (4).

Учитывая, что в указанной постановке оптимизационных задач используются методы комбинаторики, предусматривающие перебор и анализ вариантов, количество которых определяется размерностью задачи, использование этих методов в условиях большого перечня элементов РЭС может оказаться нереальным, так для  $\mu$  уровней надежности имеет место  $\mu^Q$  вариантов.

Так как уменьшение интенсивности отказов при увеличении затрат является объективной закономерностью, выбирая ЭРИ, в том числе из каталогов и справочников, можно использовать методы интерполяции и аппроксимации зависимостей между стоимостью и интенсивности отказов ЭРИ с помощью выпуклых функций  $\lambda_q(C_q)$ , определенных на выпуклых множествах  $\{C_q\}$ , ограниченных предельными значениями  $\min C_q$  и  $\max C_q$ .

Можно предложить метод, значительно сокращающий время оптимизации. Очевидно, интерполяционный линейный функционал  $\lambda(C) = \sum_1^Q (-a_q C_q + b_q)$  образует опорную ги-

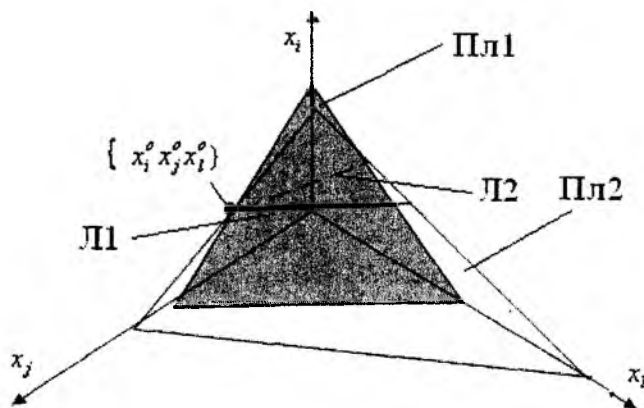
перплоскость  $\sum_1^Q (-a_q C_q + b_q) = \lambda_{mp}$  к тетраэдральному множеству  $\{C_q\}$ . Эта гиперплоскость проходит через множество вершин и определяет дополнительные условия к ограничениям  $\min C_q \geq C_q \leq \max C_q$ . Преобразования  $x_q = C_q - \min C_q$ ,  $\max x_q = \max C_q - \min C_q$  дают возможность выполнить декомпозицию поиска на отдельные задачи в виде линейного программирования в подпространствах  $R^3$ . На рис. 1 приведена иллюстрация выбора, здесь приведено изображение подпространства  $R^3$ , входящего в пространство  $R^Q$ , для координатных осей этого подпространства выполняется условие  $a_i \geq a_j \geq a_l$ , которое определяет правило индексации в перечне элементов. Просматривается правило выбора: оптимальная точка  $x_i^0$  должна быть крайней точкой на множестве положительных значений  $x_i$ . При рассмотрении тройки  $\{x_i, x_j, x_l\}$  плоскость  $C_{ijl} = x_i + x_j + x_l$ , проходящая через вершину  $\{x_i^0, x_j^0, x_l^0\}$  тетраэдрального множества допустимых решений, соответствует оптимальному значению координат, так как из  $(a_i - a_j)x_i + a_j C = \Pi - a_j \sum_{l \in Q} x_l - \sum_{k \in Q} a_k x_k$  следует

$$C = \frac{(a_j - a_l)}{a_j} x_i + \frac{\Pi}{a_j} - a_j \sum_{l \in Q, l \neq i, j} (1 - \frac{a_l}{a_j}) x_l. \quad (6)$$

Условие  $a_i \geq a_j \geq a_l$ , из которого согласно (6) следует  $\frac{dC}{dx_i} \leq 0$ , определяет направление убывания для  $C$ , когда  $C(x) \geq (1, C_{\min})$ . подтверждает предложенное правило индексации элементов.

В приведенных выражениях связи между переменными определяются соотношениями

$$\Pi = \sum_{q \in Q} a_q \min c_q - \lambda_{mp}, \quad q = \text{Arg} \min_{q \in Q} a_q, \quad x_i^0 = \frac{1}{a_i} (\Pi - \sum_{q \in Q} a_q x_q^0).$$



Л1 – линия пересечения плоскостей  $x_i = \max x_i$  и Пл2; Л2 – линия пересечения плоскостей Пл1 и Пл2;

Пл1 – плоскость  $C_{ijl} = x_i + x_j + x_l$ ; Пл2 – плоскость  $\sum_{k=i,j,l} a_k x_k = \Pi$

Рис. 1

На рис. 2 предложен алгоритм оптимизации перечня.

Для отображения информации об оптимальности выбора можно предложить раскрашивание ячеек таблиц, отражающих зависимость между стоимостью и интенсивностью отказов разного уровня надежности ЭРИ, данные можно найти в коммерческих информационных источниках, характеризующих возможности различных поставщиков. Эти данные можно разбить на группы и отобразить в виде таблиц. Пример фрагмента такой информации приведен в таблице. Здесь более темные ячейки соответствуют оптимальному варианту, менее темные – реализованному варианту.

В таблице в строке 1 в столбцах 6 и 7 выделен оптимальный вариант выбора первого из перечня элемента, в столбцах 8 и 9 - фактический выбор. Аналогичная раскраска и соответствующие варианты выбора отображены в остальных строках таблицы. Демонстрируемые в таблице мониторинга перечня элементов РЭС выбор, проведенный с учетом оптимизации, и реальный уровень в достаточной степени отображают качество проектирования в части решения основной задачи противопоставления альтернатив и принятия решений при выборе ЭРИ.

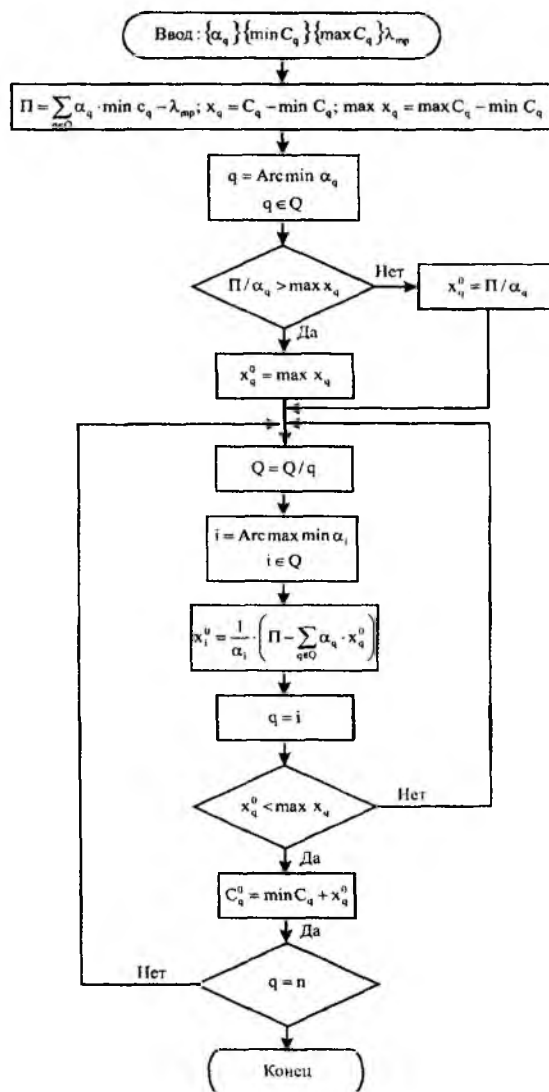


Рис. 2

№ п/п	General		Industrial		Military		Space	
	$C_q^1$ , грн.	$\lambda_{q K,P}^1$ , $10^{-6} 1/ч$	$C_q^2$ , грн.	$\lambda_{q K,P}^2$ , $10^{-6} 1/ч$	$C_q^3$ , грн.	$\lambda_{q K,P}^3$ , $10^{-6} 1/ч$	$C_q^4$ , грн.	$\lambda_{q K,P}^4$ , $10^{-6} 1/ч$
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	0,01	0,00463	0,015	0,00320	0,02	0,00241	0,03	0,001312
2	0,01	0,00641	0,015	0,00325	0,02	0,00254	0,03	0,001375
...								
91	1,54	0,03928	1,93	0,030069	2,89	0,015151	3,75	0,006015
92	0,17	0,03687	0,21	0,025407	0,32	0,013396	0,41	0,005915
93	1,54	0,03928	1,93	0,029361	2,89	0,014520	3,75	0,005504
94	1,54	0,03928	1,93	0,025862	2,89	0,013887	3,75	0,005723
95	1,54	0,03928	1,93	0,025862	2,89	0,013887	3,75	0,005723
...								

### Выводы

Таким образом, можно предложить метод визуализации перечня ЭРИ с помощью раскрашивания таблиц, отображающих и сопоставляющих варианты оптимального, с учетом многорежимности и воздействия нагрузок, и реального выбора ЭРИ. Перечень ЭРИ является одним из основных конструкторских документов РЭС, являющихся предметом мониторинга ЖЦ РЭС. Разработанный метод дает возможность оценить оптимальность выбора ЭРИ по критериям надежности и стоимости.

Для отображения результатов мониторинга можно использовать метод визуализации перечня ЭРИ с помощью раскрашивания таблиц [1, 2], отображающих и сопоставляющих варианты оптимального, с учетом многорежимности и воздействия нагрузок, и реального выбора ЭРИ.

Таким образом, перечень ЭРИ является одним из основных конструкторских документов РЭС и предметом мониторинга ЖЦ РЭС, а разработанный метод дает возможность оценить оптимальность выбора ЭРИ по критериям надежности и стоимости в условиях задачи большой размерности.

**Список литературы:** 1. Стулов, Л.В. Вариант оценки безотказности многорежимных объектов / Л.В. Стулов, С.В. Новиченко // Системи обробки інформації. – 2002. – Вип. 6 (22). – С. 112 – 116. 2. Стулов, Л.В. Расчет интенсивности отказов многорежимных систем, учитывающий изменение их функционирующей структуры и позволяющий производить сравнительный анализ безотказности различных структур многорежимных систем / Л.В. Стулов, С.В. Новиченко // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. – 2003. – Вип. 4 (4). – С. 124 – 129.

Харьковский национальный  
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 05.03.2012

## НОРМАЛЬНЕ ПАДІННЯ РЕНТГЕНІВСЬКИХ ПРОМЕНІВ НА ТРИВИМІРНУ ГРАТКУ АТОМІВ

### Вступ

У роботі [1] використано квантовомеханічний підхід до розгляду явища дифракції світла на двовимірній ґратці атомів. Грунтуючись на загальних фундаментальних уявленнях про вільний рух електронів у двовимірній потенціальній ямі та пружній взаємодії фотонів з електронами речовини, з якого виготовлена ґратка, отримали рівняння, що визначає положення максимумів дифракції. В даній роботі, базуючись на тих же визначальних положеннях, розглянемо дифракцію рентгенівських фотонів на тривимірній ґратці атомів, що утворюють кристал.

### Постановка задачі

Будемо вважати, що на межу розподілу вакуум-кристал, яка збігається з площиною  $XOY$ , з боку негативних значень осі  $Z$ , на тривимірну ґратку атомів нормально падає монохроматичний пучок рентгенівських фотонів (рис.1). Кристал являє собою тривимірну ґратку атомів з коміркою, що утворює паралелепіпед із сталими ґратки  $a_1, a_2, a_3$ , відповідно в напрямках осей  $X, Y, Z$ . (на рис. 1 наведено лише один, перший шар атомів).

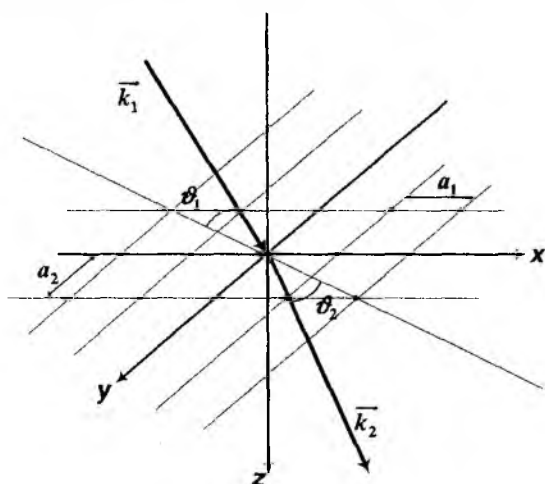


Рис. 1

Будемо також вважати, що розсіяння фотонів відбувається внаслідок їх пружної взаємодії з електронами, які рухаються в періодичному полі ґратки.

При описанні квантових станів електронів будемо базуватися на одновимірній моделі Кроніґа і Пенні [2]. Згідно з зазначеною моделлю, одновимірному ланцюжку атомів співставляється періодична послідовність прямокутних потенціальних бар'єрів висотою  $V_0$  та шириною  $b$ , розташованих з періодом  $a$  (рис. 2).

Тоді ширина потенціальної ями дорівнює  $a - b$ . Виберемо початок координат з правого боку одного з бар'єрів. Розв'язуючи задачу про рух електрона в періодичному полі одновимірного ланцюжка атомів, Кроніґ і Пенні отримали трансцендентне рівняння

$$ch\beta b \cos \alpha(a-b) + [(\beta^2 - \alpha^2) / 2\alpha\beta] sh\beta \sin \alpha(a-b) = \cos ka, \quad (1)$$

де  $\alpha^2 = \frac{2mE}{\hbar^2}$ ;  $\beta^2 = \frac{(V_0 - E)}{\hbar^2}$ ;  $E$  – енергія електрона;  $m$  – маса електрона;  $\hbar = \frac{h}{2\pi}$ ;  $h$  – стала

Планка.

Величини  $\alpha, \beta$  – це сталі розповсюдження хвилі де-Бройля відповідно в ямі та в бар'єрі,  $k$  – стала розповсюдження електрона в періодичній системі бар'єрів і ям.

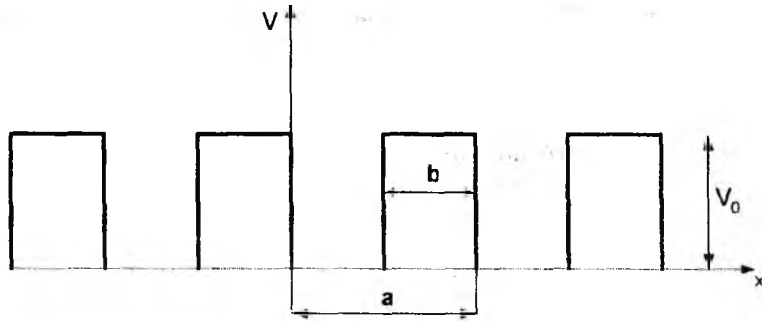


Рис. 2

Оскільки  $k$  – величина дійсна, то й  $\cos ka$  теж дійсна величина, а тому рівняння (1) має розв'язок, коли його ліва частина не перевищує за модулем одиницю, тобто, позначивши її через  $F(aa)$ , можна записати  $-1 \leq F \leq 1$ .

Розв'язок рівняння (1) можна отримати графічно, побудувавши графіки функції  $F(aa)$  та  $\cos kc$ . Коренями рівняння (1) будуть точки перетину цих двох функцій. На рис. 3 наведено для порівняння графіки для двох випадків, які відрізняються тільки висотою бар'єрів  $V_0$ , всі інші параметри мають однакові значення.

$F(aa)$ ,

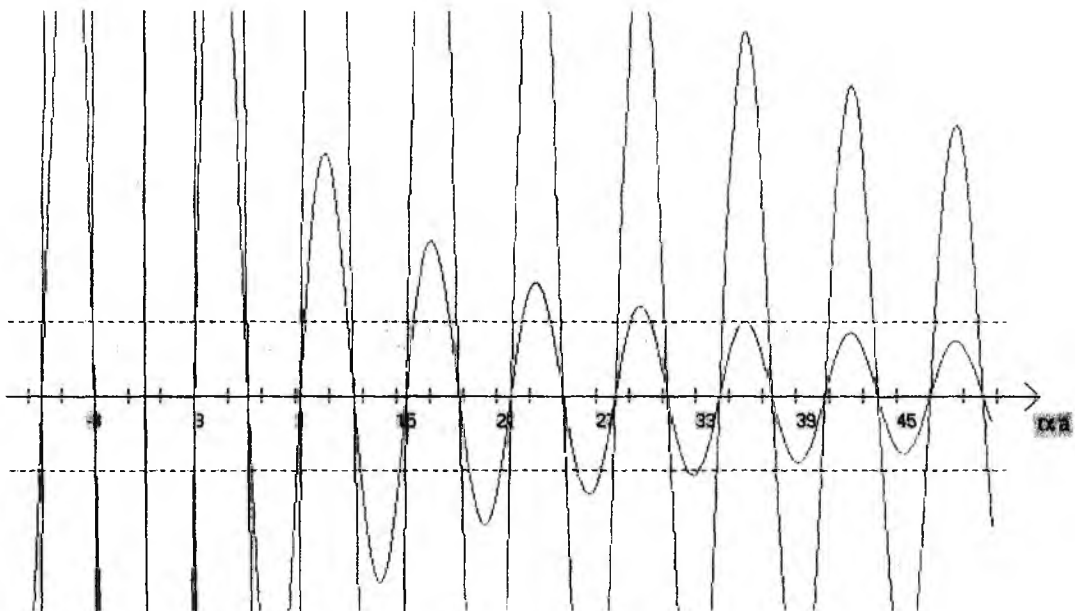


Рис. 3

З порівняння цих двох графіків видно, що у випадку досить вузьких і досить високих бар'єрів смуги, які визначають дозволені значення енергії, – дозволені зони звужуються. Зазначимо, що більшій висоті потенціального бар'єра відповідає крива на наведеному графіку з вищими піками. На рис. 3 графік функції  $F$  перетинає смугу значень  $\cos kc$  від  $+1$  до  $-1$  майже вертикально, і дозволені зони, звужуючись, наближаються до власних значень енергії, які відповідають нескінченно глибокій потенціальній ямі. Таким чином, за ширину

потенціальної ями приймемо значення сталої ґратки відповідно по трьом кристалографічним напрямкам  $a_1, a_2, a_3$ .

### Основні співвідношення

Результат пружного зіткнення фотона з електроном будемо описувати, користуючись виразом залежності кута розсіяння фотона, отриманим в [3]:

$$\omega_1(1 - u_1 \cos \vartheta_1) = \omega_2(1 - u_1 \cos \vartheta_2) + \frac{\omega_1 \omega_2}{\epsilon_1} (1 - \cos \vartheta) \quad (2)$$

де  $\omega_1 = hv_1$ ,  $\omega_2 = hv_2$  – відповідно енергія фотона до і після взаємодії,  $\epsilon_1 = m_1 c^2$  – енергія електрона до розсіяння,  $u_1 = \frac{v_1}{c}$  – відношення швидкості електрона до швидкості світла,  $\vartheta_1$  і  $\vartheta_2$  – кути, утворені імпульсами первинного та розсіяного фотонів з напрямком первинного імпульсу електрона,  $\vartheta$  – кут між початковим  $\vec{k}_1$  та кінцевим  $\vec{k}_2$  імпульсами фотона рис.(1).

Для релятивістського електрона (коли  $v_1 \ll c$ ) можна знехтувати його кінетичною енергією, вважати, що його повна енергія визначається енергією спокою.

Оскільки зміна довжини хвилі рентгенівського фотона не перевищує 1%, нею можна знехтувати і покласти в виразі (2)  $\omega_1 = \omega_2$ . Тоді отримуємо:

$$u_1(\cos \vartheta_2 - \cos \vartheta_1) = \frac{\omega}{\epsilon_1} (1 - \cos \vartheta) \quad (3)$$

Враховуючи в отриманому співвідношенні, що  $\vartheta_1 = \frac{\pi}{2}$  та  $\vartheta_2 = \frac{\pi}{2} \pm \vartheta$ , будемо мати

$$\frac{\sin \vartheta}{1 - \cos \vartheta} = \frac{k_1}{p_1} \quad (4)$$

Розподіл імпульсів у тривимірній нескінченно глибокій потенціальній ямі визначається виразом [4]

$$p_1 = \pi \sqrt{\left(\frac{m_1}{a_1}\right)^2 + \left(\frac{m_2}{a_2}\right)^2 + \left(\frac{m_3}{a_3}\right)^2} \quad (5)$$

де  $m_1, m_2, m_3$  – цілі числа,  $m_1, m_2, m_3 = 1, 2, 3, \dots$

Підставляючи вираз для імпульсу електрона (5) в рівняння (4), врешті решт отримуємо

$$\frac{\sin \vartheta}{1 + \cos \vartheta} = \frac{\lambda}{2} \sqrt{\left(\frac{m_1}{a_1}\right)^2 + \left(\frac{m_2}{a_2}\right)^2 + \left(\frac{m_3}{a_3}\right)^2}. \quad (6)$$

Співвідношення (5) визначає дискретний ряд значень кутів і виділяє в просторі сімейство конусів, вздовж утворюючих яких можуть рухатися розсіяні фотони.

На перетині таких конусів площиною екрана (фотопластинки) отримуємо сімейство еліпсів або гіпербол, в залежності від напрямку цієї площини. В частинному випадку, коли площина пластинки перпендикулярна до осі конуса виникає сімейство концентричних кіл, вздовж яких розташовуються світлі плями-максимума освітленості.

Якщо імпульс первинного електрона буде мати лише одну складову  $P_x$  із (6) отримуємо

$$a_1 \frac{\sin \vartheta'}{1 + \cos \vartheta'} = m_1 \frac{\lambda}{2}, \quad (7)$$

коли  $P = P_y$  :

$$a_2 \frac{\sin \vartheta''}{1 + \cos \vartheta''} = m_2 \frac{\lambda}{2}, \quad (8)$$

коли  $P = P_z$

$$a_3 \frac{\sin \vartheta'''}{1 + \cos \vartheta'''} = m_3 \frac{\lambda}{2} \quad (9)$$

У випадку малих значень кутів дифракції  $\vartheta$ ,  $\cos \vartheta \approx 1$ , будемо мати співвідношення

$$\begin{aligned} a_1 \sin \vartheta' &= m_1 \lambda, \\ a_2 \sin \vartheta'' &= m_2 \lambda, \\ a_3 \sin \vartheta''' &= m_3 \lambda. \end{aligned} \quad (10)$$

Переходячи від кутів падіння до кутів ковзання, тобто покладаючи у виразах (10)  $\alpha = \frac{\pi}{2} - \vartheta'$ ,  $\beta = \frac{\pi}{2} - \vartheta''$ ,  $\gamma = \frac{\pi}{2} - \vartheta'''$ , де  $\alpha, \beta, \gamma$ -кути між вектором  $\vec{k}_2$  і відповідно осями X, Y, Z, отримаємо вирази

$$\begin{aligned} a_1 \cos \alpha &= m_1 \lambda, \\ a_2 \cos \beta &= m_2 \lambda, \\ a_3 \cos \gamma &= m_3 \lambda, \end{aligned} \quad (11)$$

що збігаються із умовами максимуму, умовами Лауе [5] (у випадку нормального падіння променів) при яких відбувається підсилення коливань при дифракції світла на тривимірній ґратці атомів.

### Висновки

Розглянуто квантовомеханічну модель явища дифракції рентгенівських променів на тривимірній ґратці атомів.

Показано, що причиною відхилення від первинного напрямку руху фотонів є пружне зіткнення фотонів з електронами, що здійснюють рух у тривимірному періодичному полі кристала, а кути, під якими спостерігаються максимуми підсилення світла, визначаються дискретним спектром електронів.

**Список літератури.** 1. Безуглий, А.В. Світлотехніка та електроенергетика. – 2008. – №3(15). – С.15-20. 2. Kronig, R. de L Penny, W.G. Prog. Roy. Soc. – 1931. – v.180. – P.499-508. 3. Ахизер, А.И., Берестецкий, В.Б. Квантовая электродинамика. – М.: Наука, 1969. – С. 437. 4. Ландау, А.Д., Лифшиц, Е.М.; Теоретическая физика. Т. 3. – М., 1963. – С.63. 5. Сивухин, Д.В. Общий курс физики. Т.4. – М.: Наука, 1985. – С. 307.

Харківська національна академія  
міського господарства

Надійшла до редколегії 21.02.2012

**МЕТОДЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КАНАЛОВ В СИСТЕМАХ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ****Вступление**

В связи с быстрым ростом мобильных телекоммуникаций инженеры столкнулись с проблемой распределения каналов в системах мобильной связи. Одной из основных целей схемы распределения является назначение каналов для звонков или мобильных устройств при условии минимизации количества блокировок или вероятностей отказа и максимизации качества обслуживания. Подобная проблема относится к классу NP полных задач и рассматривается во многих научных публикациях.

Задача распределения каналов связана с мобильными системами связи, в которых радиоканалы выделяются абоненту для осуществления звонков. Оператор должен определить каналы (или радиочастоты) для базовых станций так, чтобы гарантировать определенный уровень качества обслуживания. Например, уменьшить вероятность блокировки входящего звонка абонента или снизить уровень сигнала ниже заявленного. Вычисление распределения радиочастот основывается на топологии сети и географического места развертывания и вместе с пространственной плотностью ожидаемого трафика ведет к формулировке ограничений на совместимость каждой базовой станции.

Кроме базовых требований на практике часто возникают дополнительные технические условия. Например, расширение или перепланирование существующего распределения схемы системы радиосвязи с минимальным количеством изменений в назначенных каналах или проектирование новой схемы мобильной сети с учетом роста количества абонентов (трафика) в будущем. Таким образом, все сводится к минимизации количества используемых каналов, хотя иногда возможен компромисс между проектными целями относительно их приоритетности.

Такая задача относится к комбинаторному классу задач оптимизации на основе раскраски графов и, следовательно, является NP-полной. Использование полного перебора в качестве решения подобной задачи практически невозможно из-за экспоненциального роста временного ресурса. Классические методы теории графов дают приемлемые результаты в большинстве случаев, но у них есть ряд недостатков:

1. Высокая степень неопределенности (например, распределение трафика) усложняет процесс нахождения решения.
2. Отсутствие альтернативы выбора приоритетности выполнения условия планирования, если не существует конечный результат при полном удовлетворении всех требований.
3. Подход графов частично охватывает задачу, поскольку он только позволяет уменьшить используемый спектр частот, тогда как на практике существует альтернативный вариант использования зарезервированной пропускной способности, например локальное резервирование каналов для обеспечения будущего роста сети.

Для устранения указанных недостатков используется подход, аналогичный задаче оптимизации целевой функции. В такой формулировке задача может решаться большинством алгоритмов оптимизации.

В рамках статьи рассмотрены нейронные сети на примере сети Хопфилда и самоорганизующихся сетей, а также метод имитации отжига. Отдельно рассмотрены основы генетических алгоритмов как один из возможных альтернативных вариантов.

**Постановка задачи**

Рассмотрим  $N$  шестиугольных сот, в середине каждой из которых располагается одна базовая станция (БС) со всенаправленной антенной [2, 4]. Каждая БС может работать на любом из  $C$  доступных каналов, обозначенных как  $c_k$  ( $k = 1, 2, \dots, C$ ). Допустим, что помехи

между любой парой сот известны, т.е. установлены ограничения по частотному разделению, которые устраняют перекрестные помехи и помехи от соседних каналов. Ограничения по каналам представлены в виде матрицы  $X$  :

$$X = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1N} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N1} & x_{N2} & \dots & x_{NN} \end{bmatrix},$$

где  $x_{ij}$  ( $i, j = 1, \dots, N$ ) - требуемое частотное разделение между каналами, назначенными для сот  $i$  и  $j$ , в том числе, чтобы сохранить уровень помех ниже определенного порога.

Используя матрицу  $X$ , можно представить ограничения по перекрестным помехам и помехам от соседних каналов выбором соответствующих значений для элементов  $x_{ij}$ . Рассмотрим случай с перекрестными помехами, когда элементы матрицы  $X$  принимают следующие значения:

$$x_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{если сота } i \text{ и } j \text{ не могут использовать один и тот же канал} \\ 0 & \text{иначе} \end{cases}$$

В данном случае указанные требования для помех не будут изменяться [2]. Однако гибкие ограничения дают дополнительные возможности, например зарезервировать каналы для будущего расширения или для услуги плавной передачи управления от одной ячейки к другой при перемещении абонента сотовой сети, или для усовершенствования существующего плана (схемы) распределения каналов. Из этого следует, что необходимо использовать как можно меньшее количество каналов, а с другой стороны, еще и уменьшить количество изменений в существующей системе.

Чтобы решить задачу распределения каналов, необходимо знать необходимое количество каналов для каждой соты. Пусть  $\lambda_i$  интенсивность поступления звонков для  $i$ -й соты, а  $\mu$  - обслуживание звонка абонента. Тогда по формуле Эрланга – В определяется пропорциональное количество каналов  $t_i$  для  $i$ -й соты, удовлетворяющее уровню обслуживания абонентов  $P_b$ . Обозначим  $T$  вектор каналов с элементами  $t_i$  ( $i = 1, \dots, N$ ), отображающий количество каналов для  $i$ -й соты [4]. Определим условия задачи распределения каналов. Дано  $C$  каналов и  $N$  сот, для каждой из которых задано  $t_i$  каналов. Найти оптимальную матрицу  $A$  распределения каналов размерности  $N \times C$  :

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 0 & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, \text{ где } a_{ik} = \begin{cases} 1 & \text{если на } i \text{ соте используется канал } c_k \\ 0 & \text{иначе} \end{cases}$$

Распределение каналов допустимо, если выполнены ограничения по трафику и интерференции, т.е. выполняется тождество  $\sum_{k=1}^C a_{ik} = t_i$  для всех  $i$ ; и если  $c_k$  и  $c_l$  – каналы, назначенные для  $i$  и  $j$  сот, то  $|c_k - c_l| \geq x_{ij}$ .

### Существующие методы решения задачи распределения каналов

Для решения задачи минимизации интерференции существуют следующие методы: нейронные сети, имитация отжига.

Среди нейронных сетей используют сети Хопфилда и самоорганизующиеся сети [1]. Некоторые ученые предложили сети Хопфилда для решения оптимизационных задач. Это полносвязная нейронная сеть с симметричной матрицей связей. В процессе работы динамика таких сетей сводится к одному из положений равновесия. Эти положения являются локальными минимумами энергетической функции Ляпунова. Следовательно, нейросеть Хопфилда можно рассматривать как алгоритм оптимизации целевой функции в форме энергии сети. Это как раз тот случай для решения проблемы распределения каналов, когда надо уменьшить интерференцию.

Эффективный метод симуляции состоит из двух альтернативных шагов (рис. 1). На первом шаге пытаются устранить интерференцию, выбирая текущее решение, исходя из гиперплоскости ограничений задачи. На втором шаге, применяя алгоритмы проецирования и отсеечения, решения сети закрепляют на гиперплоскости ограничений, т.е. получают допустимые решения.

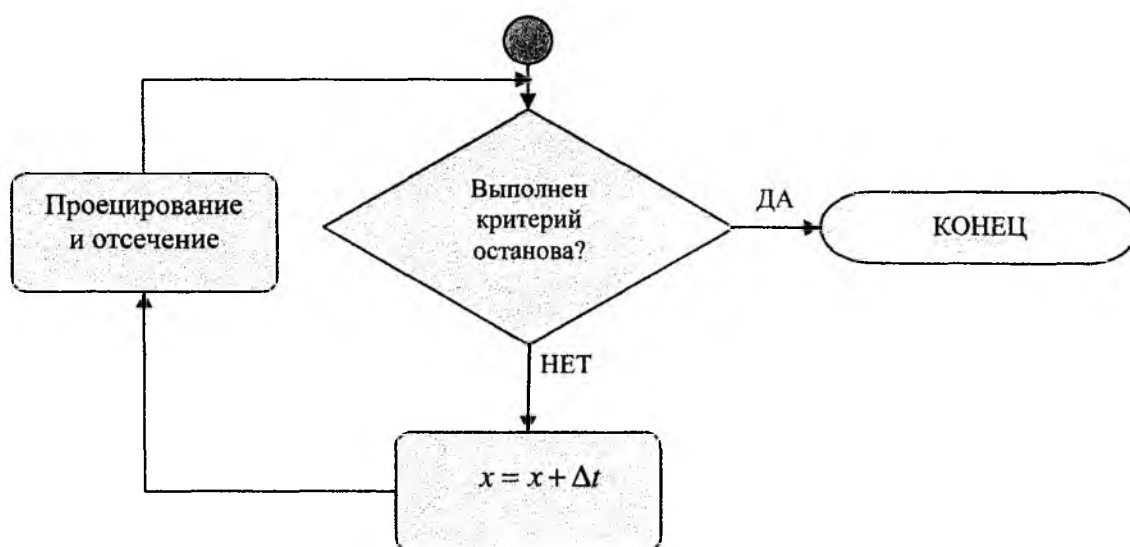


Рис. 1. Метод симуляции сети Хопфилда

Для управления скоростью алгоритма используется шаг сходимости  $\Delta t$ . Для уменьшения времени его выполнения предложено три стратегии: с постоянным  $\Delta t$ , с переменным  $\Delta t$  (прямая зависимость от приближения к экстремуму энергетической функции), и с  $\Delta t$ , зависящим от количества выполненных итераций алгоритма.

Следует заметить, что вторая стратегия и быстрее решает поставленную задачу, и дает лучшие решения при статическом распределении каналов. Третья стратегия дает лучшие решения только в некоторых случаях, возможно из-за хаотического поведения сети при большом значении шага сходимости. Такое хаотическое поведение предотвращает попадания в локальный минимум.

Для предотвращения попадания в локальные минимумы ввели новый элемент  $\alpha(t)$ , связанный с уравнением наискорейшего спуска. Этот элемент позволяет контролировать спуски и подъемы в энергетической функции. Предложено еще две сети Хопфилда с поиском экстремума, отличающиеся методом выбора  $\alpha(t)$ .

Эти две сети дают улучшения в результатах по сравнению с предыдущими, особенно при малой размерности задач.

В самоорганизующихся сетях также используются алгоритмы проецирования и отсеечения как методы удержания решения на гиперплоскости ограничений. Главное их отличие от метода Хопфилда заключается в применении нейронных сетей прямого распространения для минимизации интерференции. На входы такой сети подаются строки матрицы распределения, сформированные из вектора требований (рис. 2).

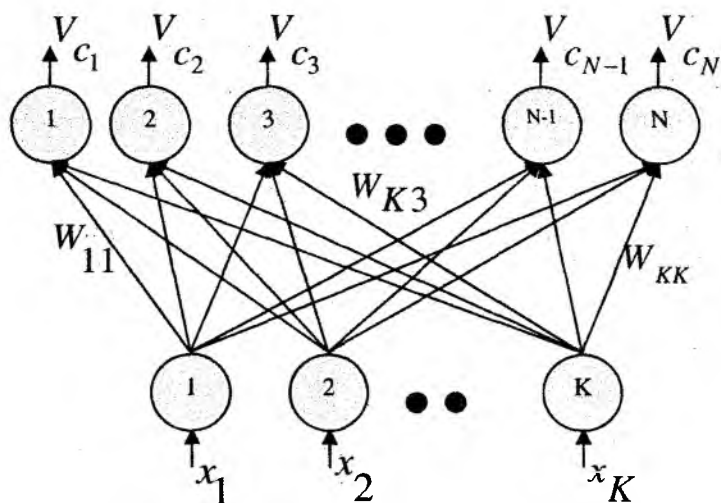


Рис. 2. Первый этап самоорганизующихся нейросетей

Все значения векторов  $x_{1..K}$  нулевые, кроме тех, в которых нужен еще один канал. Сеть вычисляет цену  $V_c$  добавления нового канала для каждого свободного канала в системе и присваивает канал с наименьшей стоимостью. Весовые коэффициенты  $W$  обновляются для реализации изменений в распределении каналов. Матрица  $W$  является результатом алгоритма.

Строки матрицы распределения последовательно подаются на входы сети, пока не будут выполнены условия вектора требований.

Результаты, получаемые при использовании самоорганизующихся нейронных сетей, для задач с небольшой размерностью улучшились по сравнению с методом Хопфилда. Такая тенденция просматривается и в большинстве задач с большой размерностью. Главный недостаток – увеличение времени симуляции [1].

Имитация отжига – общий алгоритм комбинаторной оптимизации – систематически применяется к некоторым формам распределения каналов при планировании радиосетей. Этот алгоритм основан на моделировании физического процесса, который происходит при кристаллизации вещества. Предполагается, что, во-первых, процесс протекает при понижающейся температуре, во-вторых, атомы в веществе уже выстроились в кристаллическую решетку, однако переходы отдельных атомов из одной ячейки в другую еще невозможны. Вероятность этих переходов, в свою очередь, обусловлена температурой: чем ниже температура, тем ниже вероятность. Устойчивая кристаллическая структура вещества соответствует минимальному значению энергии. Это значит, что атом либо переходит в состояние с меньшим уровнем, либо остается на месте. Алгоритм имитации отжига можно представить в виде следующей упрощенной блок-схемы (рис.3):

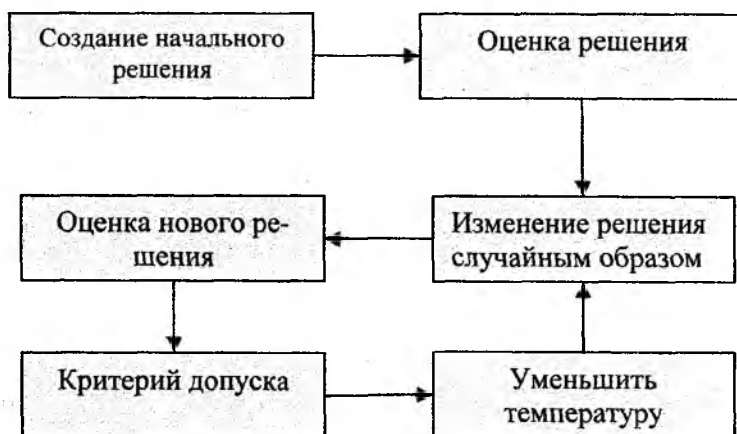


Рис. 3. Блок-схема метода имитации отжига

К настоящему времени разработано множество вариантов метода отжига - как общих, так и частных - для решения конкретных задач. Во время изменения размерности задачи сталкиваются с проблемами касательно временной эффективности и качества решения. Это исправляется тщательной модификацией операций перехода для топологии сети.

По сравнению с полным перебором приведенные методы имеют преимущества в скорости нахождения оптимальных решений. Различные модификации в операторах переходов позволяют избегать локальные экстремумы в пространстве решений задачи. Но основным недостатком все-таки является качество решения. Не всегда найденное решение является окончательным, возможны коллизии с ограничениями.

### Генетические алгоритмы

Генетические алгоритмы (ГА) – это семейство вычислительных моделей, основывающихся на теории эволюции. Эти алгоритмы кодируют потенциальное решение специфической проблемы в простые хромосомоподобные структуры данных и используют рекомбинационные операторы на этих структурах для сохранения критически важной информации. Чаще всего ГА рассматривают для оптимизации функций, хотя они нашли применение в широком ряде задач.

Применение ГА начинается с создания популяций (обычно случайным образом) хромосом. Потом проводится оценка хромосом и определяются репродуктивные свойства, при которых те хромосомы, которые представляют лучшее решение для поставленной задачи, имели бы больше шансов принять участие в создании нового поколения, чем те, которые представляют решения, менее соответствующие условиям задачи. «Качество» решения определяется по отношению к текущей популяции.

Такое определение ГА абстрактно, потому что термин ГА имеет два значения. В строгой интерпретации ГА относятся к модели, представленной в исследованиях Джона Холланда (1975) и его студентов (например, ДеДжонг, 1975). Большинство методологий применения ГА основано на использовании (исключительно или частично) модели Холланда так же, как и вариации канонического генетического алгоритма. В современных научных направлениях моделирования ГА в основном рассматривают канонический генетический алгоритм (Воуз, 1993) [3].

Канонический генетический алгоритм состоит из следующих шагов:

1. Инициализация или выбор исходной популяции хромосом.
2. Оценка приспособленности хромосом в популяции или применение фитнес-функции.
3. Проверка условия останова алгоритма.
4. Селекция хромосом.
5. Применение генетических операторов (операторы скрещивания и мутации).
6. Формирование новой популяции.
7. Выбор «наилучшей» хромосомы.

Блок-схема КГА изображена на рис. 4.

Обычно только два компонента ГА являются проблемно зависимыми: кодирование и фитнес-функция.

Существуют следующие виды кодирования решений: двоичное, логарифмическое, ранжированное, прямое и деревья.

Двоичное кодирование является наиболее часто применяемым, потому что предоставляет самый простой вариант кодирования и дает множество хромосом даже с небольшим числом аллелей, но, с другой стороны, такое кодирование часто неестественно для многих задач, а иногда необходимо корректировать хромосомы после кроссовера и/или мутации.

Логарифмическое кодирование применяется в ГА для уменьшения длины хромосом. Оно используется в задачах многомерной оптимизации с большим пространством поиска решений.

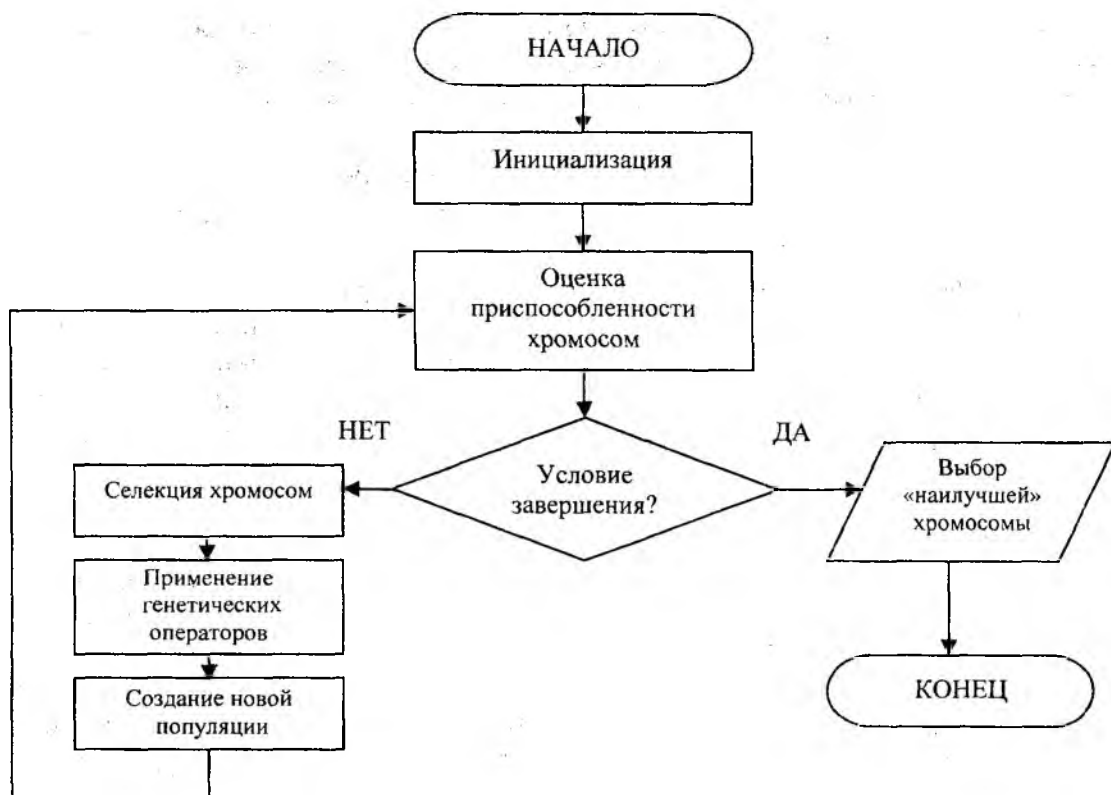


Рис. 4. Блок-схема канонического генетического алгоритма

Ранжированное кодирование используется в задачах упорядочивания так же, как задача коммивояжера – в задачах расписаний. Каждая хромосома – это строка натуральных чисел, которые обозначают порядковый номер в последовательности. Необходимо проверять хромосому после кроссовера и мутаций на противоречивость и исправлять конфликты.

Прямое кодирование – кодирование величины, которое используется в задачах с комплексными значениями (двоичное кодирование в таких задачах затруднительно). Каждая хромосома представляется в виде строки с некоторыми значениями. В качестве значений может выступать все, что связано с задачей. Например: формы чисел, вещественные числа или символьное представление комплексных параметров.

Деревья используются при создании программ или выражений в эволюционном программировании. Хромосома – это дерево объектов, т.е. функций или команд языка программирования. Чаще всего используют язык LISP, потому что программы в нем представлены в подобной форме и легко кодируются как деревья. Операторы мутации и кроссовера относительно просто реализуются.

Фитнес-функция - это определенный тип целевой функции, которая используется для суммирования как показатель качества того, насколько решение, закодированное в хромосоме, помогает в достижении поставленных целей задачи. Для создания нового поколения необходимо удалить  $N$  худших хромосом и вывести новые  $N$  хромосом из лучших. Поэтому каждой хромосоме надо присвоить значение приспособленности с помощью фитнес-функции, т.е. определить уровень соответствия решения условиям задачи [3].

Основная причина того, что генетический алгоритм является одним из быстрых способов нахождения субоптимальных решений, заключается в успехе, связанном с проектированием выполнимой фитнес-функции. Определение фитнес-функции для каждой задачи индивидуально. Если фитнес-функция неправильно рассчитана, алгоритм будет сходиться на несоответствующие решения или вообще будет расходиться.

Кроме того, фитнес-функция должна не только тесно коррелироваться с целевыми установками, но и должна быстро вычисляться. Скорость исполнения очень критична, т.к. в генетическом алгоритме вычисляется итеративно много раз для выявления полезного результата в нетривиальных задачах.

В некоторых случаях целесообразно использовать аппроксимацию фитнес-функции:

- при больших временных затратах на выполнение фитнес-функции;
- при отсутствии точной модели фитнес-функции;
- при неопределенности или зашумленности фитнес-функции.

Существует два основных класса фитнес-функций. Первый класс – когда фитнес-функция не изменяется, т.е. при оптимизации фиксированной функции или при проведении тестирования на фиксированной совокупности тестовых данных. Второй – когда фитнес-функция изменяется как в стратегии ниш (стратегия фирмы, состоящая в поиске и захвате свободных сегментов рынка), так и в совместно развивающейся совокупности тестовых наборов.

Масштабирование фитнес-функции выполняется по двум причинам. Во-первых, для предотвращения преждевременной сходимости ГА, а во-вторых – в случае, когда в популяции сохраняется значительная неоднородность, однако среднее значение приспособленности ненамного отличается от максимального значения.

Рассмотрим вариацию алгоритма, в котором для кодирования решений используют двоичные строки. Использование такого типа кодирования дает возможность напрямую использовать матрицу распределения каналов  $A$ , объединив все строки в одну. Тогда строка, созданная конкатенацией  $N$  подстрок длиной  $C$ , отображает все каналы во всех сотах. Функцию оценки для особей в этом алгоритме можно представить как

$$F = \sum_{i=1}^N \left( t_i - \sum_{k=1}^C a_{ik} \right)^2 + \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^C \sum_{j=1, i \neq j}^N \sum_{l=1}^C x_{ij} a_{ik} a_{jl} ,$$

где первое слагаемое – количество конфликтов в результате назначения отличного от требуемого количества каналов, а второе – количество конфликтов, созданных за счет интерференции. Такая формулировка фитнес-функции позволяет осуществлять поиск решений с наименьшим количеством конфликтов, т.е. с нулевым количеством нарушений для трафика и интерференции.

Определен турнирный механизм отбора родительской пары, который состоит в выборе лучшей хромосомы из четырех случайно выбранных. В качестве оператора скрещивания определили одноточечный кроссинговер. Такой оператор случайно выбирает точку скрещивания двух хромосом (родителей) и создает новые с вероятностью  $p_c$  (отпрыски), используя одну часть каждого родителя. Оператор мутации изменяет бит хромосомы с вероятностью  $p_m$ .

ГА использовали в решении задачи распределения каналов для двух типов топологии покрытия территории мобильной сетью: линейной и планарной. Для первого варианта использовали 9 линейно расположенных БС, для второго – 21 БС, представляющих собой планарный граф, у которого ребра между вершинами соответствуют соседству БС.

Для определения эффективности ГА сначала проверили варианты топологий для равномерного и неравномерного распределения трафика в мобильной сети. При равномерном распределении нагрузка трафика составляла от 2 до 4 каналов на каждую БС. При неравномерном распределении каждой БС выбирался размер трафика от 2 до 4 каналов.

В таблице перечислено поколение, когда было определено наилучшее решение, и количество конфликтов в решении.

Топология покрытия	Распределения трафика	Номер варианта	Количество поколений	Конфликты
Линейная	Равномерное	1	77	0
		2	120	0
		3	99	3
	Неравномерное	1	155	0
		2	138	1,8
		3	139	0,5
Планарная	Равномерное	1	151	21
		2	195	27,2
		3	198	38,6
	Неравномерное	1	175	29
		2	186	25,4
		3	192	28,8

При использовании линейной топологии алгоритм находил решение с небольшим количеством конфликтов, если не обнаруживал оптимального решения. Однако в другой топологии количество конфликтов было намного больше и ни одного оптимального решения.

### Выводы

Рассмотрены эвристические алгоритмы решения задачи распределения каналов в мобильной сети. Главным недостатком нейронных сетей является увеличение времени симуляции при больших размерностях задачи. Алгоритм имитации отжига за счет использования простых операций затрачивал меньше времени, но не всегда сразу выдавал оптимальное решение. Обобщенный генетический алгоритм полезен при нахождении оптимальных решений для линейного варианта планирования мобильных систем.

Следующим шагом в продолжении исследования будет модификация операторов кроссовера и мутации под данную задачу, с учетом в матрице интерференции трех типов помех, а также определение размера начальной популяции в зависимости от размерности конкретной задачи.

**Список литературы:** 1. Комашинский, В.И., Смирнов, Д.А. Нейронные сети и их применение в системах управления и связи. – М.: Горячая линия-Телеком, 2003. – 94 с. 2. David, Tse, Pramod, Viswanath. Fundamentals of Wireless Communication. – Cambridge University Press 2003. – P. 554. 3. Representations for Genetic and Evolutionary Algorithms. – Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2006. – P 325. 4. Andreas, F. Molish. Wireless Communication. – John Wiley & Sons Ltd, 2011. – p 827.

Харьковский национальный университет им. В.Н. Каразина

Поступила в редколлегию 11.02.2012

**РЕАЛІЗАЦІЯ ЕФЕКТИВНОГО ГЕНЕРАТОРА ГОЛЕЯ  
У СЕРЕДОВИЩІ MATLAB (SIMULINK)**

**Вступ**

В сучасних телекомунікаційних системах представляє інтерес використання спектрально-ефективних кодів з оптимальними автокореляційними характеристиками (АК). Такі коди можливо отримати на основі аперіодичних комплементарних послідовностей.

Послідовності Голя [1] – це окремий випадок комплементарних послідовностей, що представляють собою пару бінарних послідовностей  $a_n[k]$  та  $b_n[k]$  довжиною  $L = 2^n$  елементів кожна (де  $n$  – натуральне число). Характерною особливістю комплементарних кодів є те, що сума аперіодичних АК  $a_n[k]$  та  $b_n[k]$  -  $Y[k]$  – дає ідеальну АК:

$$Y[k] = C_{aa} + C_{bb} = 2L \cdot \delta[k - L], \tag{1}$$

де  $C_{aa}$  та  $C_{bb}$  представляють собою АК послідовностей  $a_n[k]$  та  $b_n[k]$  відповідно, а  $\delta[k - L]$  – символ Кронекера рангу 2.

Мета роботи полягає в створенні ефективного генератора Голя у середовищі MATLAB.

**Алгоритм побудови послідовностей Голя**

У роботі [2] запропоновано алгоритм для генерації послідовностей Голя, який полягає у рекурсивному об'єднанні пар послідовностей  $a_n[k]$  та  $b_n[k]$ :

$$\begin{aligned} a_0[k] &= \delta[k], \\ b_0[k] &= \delta[k], \\ &\dots\dots\dots \\ a_n[k] &= a_{n-1}[k] + w_n \cdot b_{n-1}[k - D_n], \\ b_n[k] &= a_{n-1}[k] - w_n \cdot b_{n-1}[k - D_n]. \end{aligned} \tag{2}$$

де  $w_n$  – породжуючий коефіцієнт ( $w_n = \{-1, 1\}$ ),  $D_n$  – час затримки ( $D_n = 2^{n-1}$ ).

Ще у 1999 році у роботі [3] було запропоновано використання комплементарних послідовностей у 3G стандарті для синхронізації каналів з випадковим доступом. Нині комплементарні послідовності Голя широко застосовуються у системах, які характеризуються наявністю у каналі зв'язку сильних шумових адитивних завад ( $\eta$ ), а саме: в робототехніці, радіолокації [4] та комунікаціях [5]. Спрощена структурна схема каналу зв'язку в якому передається пара комплементарних послідовностей  $a_n[k]$  та  $b_n[k]$  показана на рис.1.

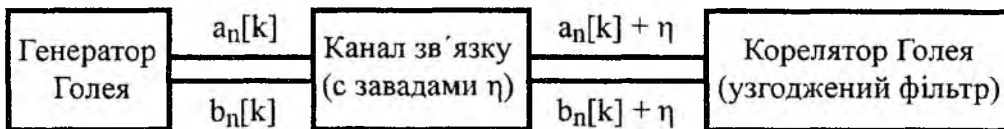


Рис. 1.Спрощена структурна схема каналу зв'язку с генератором послідовностей Голя

Формування пар ортогональних комплементарних послідовностей Голя довжини  $L = 16$ , проводиться згідно алгоритму (2). Прийемо  $w_n = 1$ . Тоді при  $n = 2-4$  отримаємо наступні пари послідовностей:

$$\begin{aligned} a_1[k] &= [+1, +1], \\ b_1[k] &= [+1, -1]. \end{aligned} \tag{3}$$

$$\begin{aligned} a_2[k] &= [+1, +1, +1, -1], \\ b_2[k] &= [+1, +1, -1, +1]. \end{aligned} \tag{4}$$

$$\begin{aligned} a_3[k] &= [+1, +1, +1, -1, +1, +1, -1, +1], \\ b_3[k] &= [+1, +1, +1, -1, -1, -1, +1, -1]. \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} a_4[k] &= [+1, +1, +1, -1, +1, +1, -1, +1, +1, +1, -1, -1, -1, +1, -1], \\ b_4[k] &= [+1, +1, +1, -1, +1, +1, -1, +1, -1, -1, -1, +1, +1, +1, -1, +1]. \end{aligned} \quad (6)$$

### Формування моделі ефективного генератора Голя у середовищі Matlab

Оцінку заводозахищеності системи доцільно проводити у середовищі Matlab, для чого на першому етапі необхідно сформувати генератор послідовностей Голя. Побудову генератору послідовностей Голя доцільно проводити у середовищі моделювання динамічних процесів Simulink.

Побудована блок-схема генератора пар послідовностей Голя для  $L = 2$  (базового модуля) наведена на рис.2.

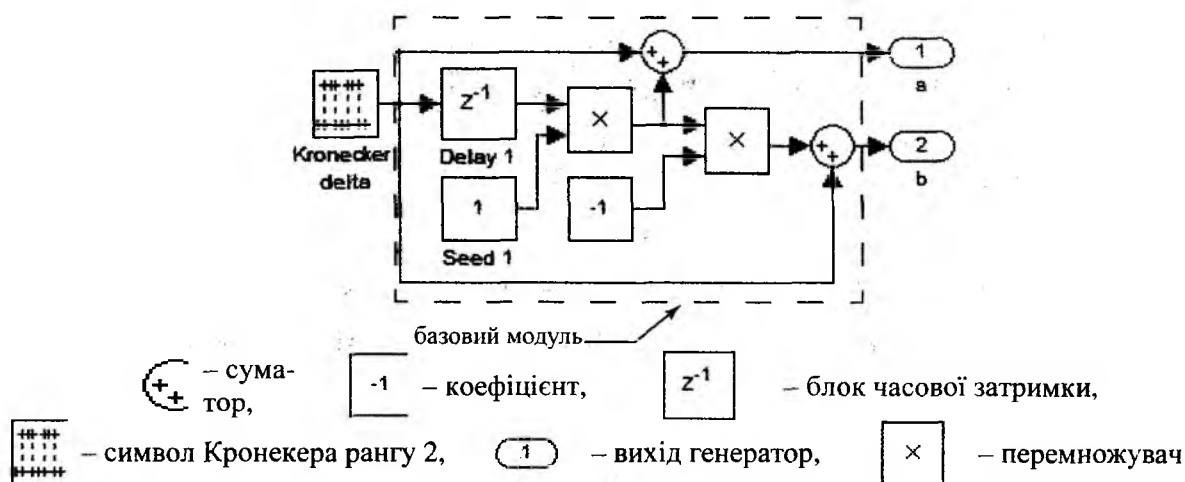


Рис. 2. Блок-схема генератора пар послідовностей Голя для  $L = 2$

На рис. 3 наведено осцилограми сигналів з виходів 1 і 2 базової моделі генератора Голя, зображеного на рис. 2

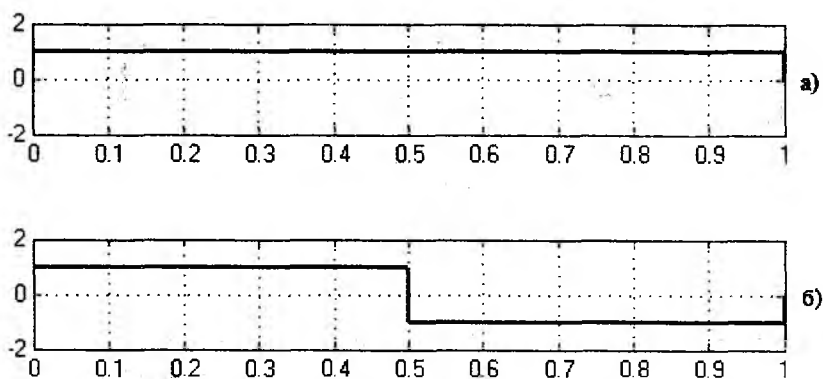


Рис. 3. Осцилограми сигналів з виходів генератора послідовностей Голя для  $L = 2$ :  
 а - з виходу «1»; б - з виходу «2»

На основі базового модуля (рис. 2) формуються моделі генераторів послідовностей Голя для  $L = 2^n$ . Модель генератора Голя при  $L=16$  зображена на рис. 4.

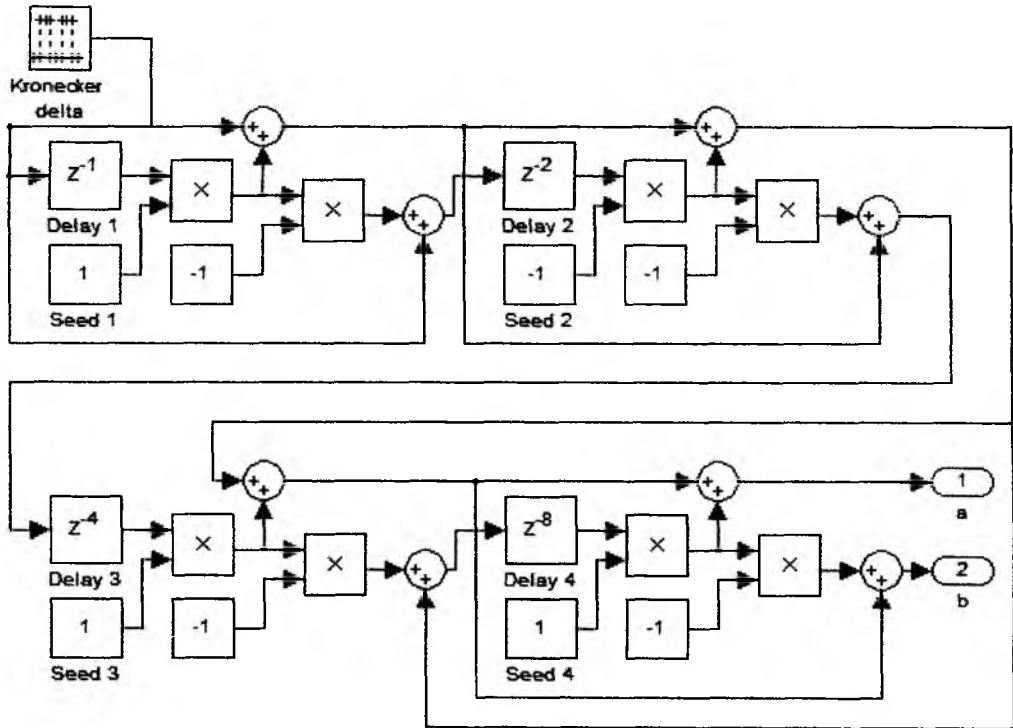


Рис. 4. Блок-схема генератора пар послідовностей Голя для  $L = 16$

На виходах 1 і 2 генератора послідовностей Голя при  $L = 16$  (рис. 4) отримуємо сигнали осцилограми яких представлено на рис. 5.

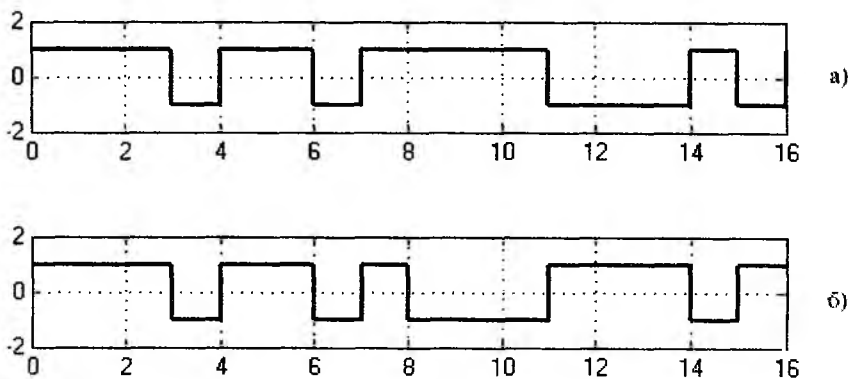


Рис. 5. Осцилограми сигналів з виходів генератора послідовностей Голя для  $L = 16$  :  
 а - з виходу «1»; б - з виходу «2»

Як можна визначити з рис.5, осцилограми сигналів (послідовності імпульсів) комплементарних пар послідовностей Голя при  $L = 16$  відповідають кодам  $a_4[k]$  та  $b_4[k]$  записаним у (6).

На рис.6 наведено аперіодичні (усічені) АК комплементарної пари  $a_4[k]$  та  $b_4[k]$  та сумарну АК  $Y[k]$ . Враховуючи властивість симетрії АК, на рис. 6 показана тільки одна половина для кожної АК.

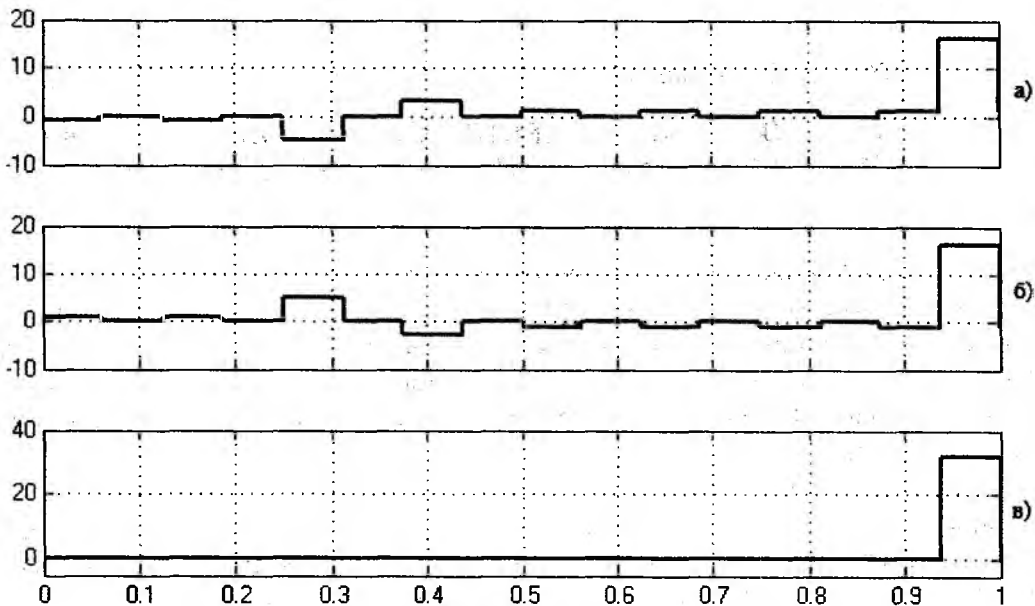


Рис. 6. Автокореляційні функції кодів: а -  $a_4[k]$ ; б -  $b_4[k]$ ; в - сума автокореляційних функцій  $a_4[k]$  та  $b_4[k]$

Як видно з рис.6, в,  $Y[k]$  має ідеальну АКФ, що є наслідком властивостей пар комплементарних послідовностей (3) - (6), взаємно кореляційні функції яких при нульовому зсуві дорівнюють нулю.

### Висновки

Показано, що на основі реалізованого елементарного базового блоку ефективного генератора Голя можливе формування ефективних генераторів послідовностей Голя заданої довжини  $L = 2^n$ .

**Список літератури:** 1. Golay, M. Complementary series / M. Golay // IRE Trans. Inf. Theory, 1961, 7, (2), pp. 82–87. 2. Budisin, S. Efficient pulse compressor for Golay complementary sequences / S. Budisin // Electron. Lett., 1991, 27, (3), pp. 219–220 3. New RACH preambles with low auto-correlation sidelobes and reduced detector complexity / ERICSSON // TSG-RAN Working Group 1 meeting No.3, TSGR1#3(99)205, Nynashamn, Sweden, 22-26 March 1999. 4. Vazquez Alejos, A. Ground penetration radar using Golay sequences / Vazquez Alejos A., Muhammad D., and Ur Rahman Mohammed, H. // IEEE Region 5 Technical Conf., 2007, April 2007, pp. 318–321. 5. Xu, B. Channel estimation using complementary sequence pairs for UWB/OFDMsystems / Xu B., and Bi G. // Electron. Lett., 2004, 40, (19), pp. 1196–1197.

## К ФИЗИЧЕСКОМУ ОПИСАНИЮ ПРОЦЕССОВ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛА ПРИ ВЕТРОВОМ СОДАРНОМ ЗОНДИРОВАНИИ АПС

### Введение

В настоящее время акустическое зондирование (АЗ) позволяет получить образ локальной метеобстановки, но не дает возможности детализировать ее и определить значения метеопараметров. В основном это связано с отсутствием адекватного описания как динамики атмосферного пограничного слоя (АПС), так и условий рассеяния звука в нем [1]. Несмотря на длительный период изучения этого вопроса и значительные усилия многих выдающихся ученых сложность физических процессов в АПС до настоящего времени не позволяет построить строгие математические модели.

Приближения, традиционно используемые в современных теориях АПС, исключают из рассмотрения ряд факторов [2 – 4]. Сложившаяся практика конструирования содаров также имеет ряд укоренившихся положений, которые требуют анализа, а в некоторых случаях – существенной доработки. Поэтому, несмотря на очевидные достоинства содаров как средства метеонаблюдений, их применение ограничивается исследовательскими целями.

Для повышения эффективности содаров и систем зондирования на их основе следует поэтапно выделять наиболее существенные препятствия, ограничивающие получение информации. Ряд таких препятствий показан в [5 – 7]. Там же обозначены некоторые возможные пути их решения. Однако для выработки предложений по дальнейшему совершенствованию необходимо их обобщение и совместное, комплексное представление.

### К вопросу измерения скорости ветра в устойчивом АПС

Наиболее успешно содарными методами измеряют скорость ветра. Но сложность объекта измерений требует и в этой области дальнейшей работы над совершенствованием методов и технических средств.

Ветроизмерительные содары создают по трехкомпонентной схеме. В качестве первичной информации используют доплеровский сдвиг частоты принимаемого сигнала  $\Delta f_d$ . Такие системы позволяют оценить динамические характеристики неоднородного потока.

При ламинарных, однородных потоках отражение отсутствует, поэтому получение информации невозможно. Определенные сложности представляет получение информации и в ламинарных, температурно-неоднородных потоках, что соответствует случаям устойчивой стратификации АПС. В самом деле, если рассматривать движение звуковой волны в системе координат, связанной с неподвижной поверхностью (рис.1), то при вертикальном зондировании скорость

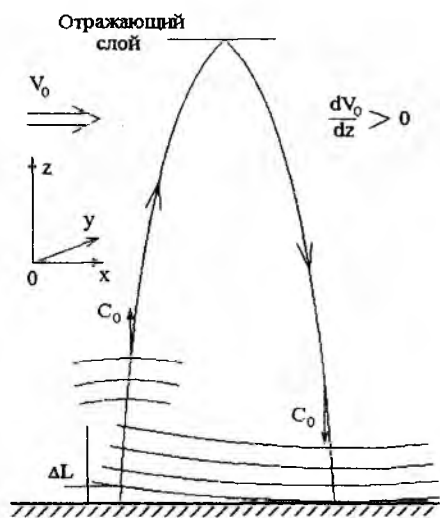


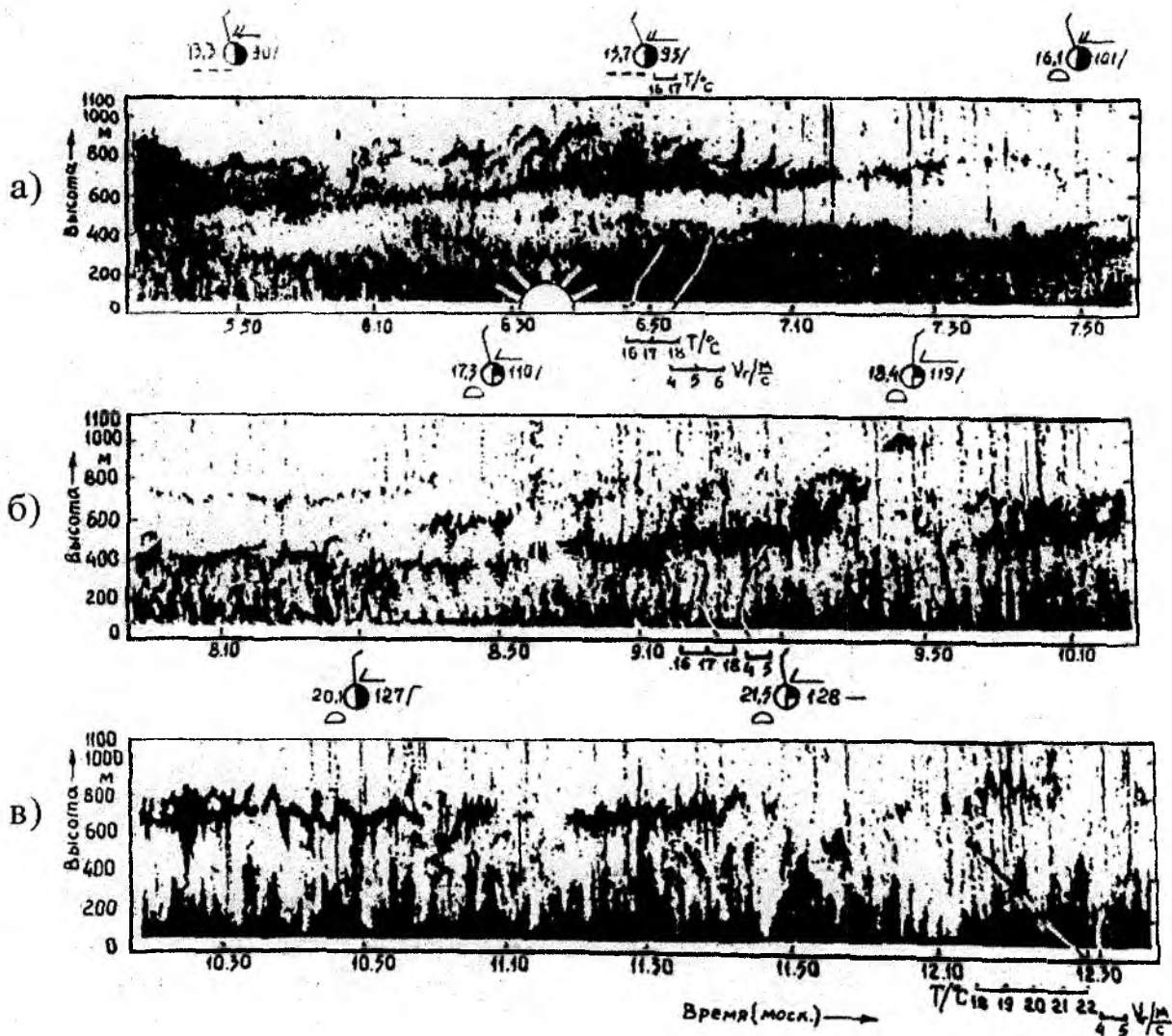
Рис. 1. Траектория акустического луча при вертикальном АЗ

движения звуковой посылки в вертикальном направлении определяется скоростью звука  $c_0$ , добавка к  $c_0$  – скоростью горизонтального переноса  $v_0$ , а результирующая скорость равна  $c = \sqrt{c_0^2 + v_0^2}$ . Поэтому при совмещенной приемо-передающей антенне доплеровский сдвиг

частоты принимаемого сигнала равен нулю. Та же ситуация будет и в случаях наклонного зондирования и при разнесенных приемной и передающей антеннах.

Фазовый сдвиг, соответствующий  $\Delta L$  (рис.1), можно определить при разнесенном приеме и при наличии двух или более приемников. Но его величина будет слишком мала, а прецизионные фазовые измерения акустических полей в естественных условиях технически сложны. Использование более точных методов определения фазовых сдвигов (метод «вилки», метод «минимума»), используемых в электродинамике и радиолокации, будет затруднено вследствие малого уровня отражений.

Для  $\Delta f_d \neq 0$  нужна модификация трассы в продольном направлении, что возможно только в турбулентном АПС. Совместное действие динамической и термической турбулентности в отдельных слоях, имеющее место при сдвигах ветра, например в случае бризовой циркуляции (рис.2), необходимого эффекта не дает.



На этих записях имеется еще одна особенность – уровень сигнала в температурно-однородном слое существенно ниже (светлые области на рис.2). Это определяется выбранным порогом записи. Во время иных сеансов, проводившихся при плотной облачности и более сильном ветре, уровень сигнала был достаточным для уверенного выделения на фоне шумов. Поэтому вопрос формирования такого параметра как амплитуда сигнала требует дальнейшего рассмотрения.

### Адиабатическая компонента отражений в турбулентном потоке

К факторам, которым не уделяется достаточного внимания в современных теориях рассеяния звука средой, относится влияние флуктуаций давления в турбулентном потоке. В предположении о несжимаемости турбулентного потока можно достаточно точно описать взаимосвязи поля скоростей. Однако для того чтобы частица потока меняла свою скорость, необходимо поле сил, которым в турбулентном АПС может быть только поле градиента давления –  $\text{grad } p$ . При отсутствии сторонних источников (стоков) тепла это вызовет адиабатическое изменение плотности  $\Delta \rho$ . Для малых изменений давления ( $\Delta p$ ) изменение  $\Delta \rho$  пропорционально средним значениям  $\Delta \rho = \frac{\rho_0}{\gamma p_0} \Delta p$ , где  $\gamma$  – адиабатическая постоянная.

Вклад адиабатического процесса в общий уровень отражений можно оценить по величине коэффициента Френеля. При падении под углом  $\varphi_0$  на границу раздела двух неподвижных сред с параметрами  $\rho_1, p_1, \gamma_1$  и  $\rho_2, p_2, \gamma_2$  коэффициент отражения:

$$\eta = \frac{\cos \varphi_0 - \sqrt{\frac{\gamma_1 \rho_1 p_1}{\gamma_2 \rho_2 p_2}} \sqrt{1 - \frac{\gamma_2 \rho_1 p_2}{\gamma_1 \rho_2 p_1} \sin^2 \varphi_0}}{\cos \varphi_0 + \sqrt{\frac{\gamma_1 \rho_1 p_1}{\gamma_2 \rho_2 p_2}} \sqrt{1 - \frac{\gamma_2 \rho_1 p_2}{\gamma_1 \rho_2 p_1} \sin^2 \varphi_0}}$$

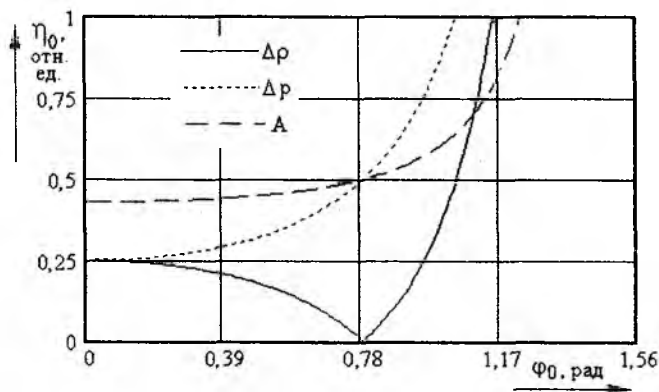


Рис. 3. Отражение звука от идеализированной резкой границы

На рис.3 представлены графики нормированного коэффициента отражения  $\eta_0 = \eta/\Delta$ , где  $\Delta$  – величина приращения параметра ( $\Delta p, \Delta \rho$  или  $\Delta \gamma$ ), который изменяется при переходе через границу. Рассматриваются три случая. Первый:  $p_2 = p_1, \rho_2 = \rho_1 + \Delta \rho$  – описывает механизм отражений в температурно-неоднородной атмосфере. Этому случаю соответствует кривая, обозначенная на

графиках как  $\Delta \rho$ . Второй случай:  $p_2 = p_1 + \Delta p, \rho_2 = \rho_1$  – модельный, который описывает одну из составляющих отражений в динамическом потоке (кривая  $\Delta \rho$ ). В статике такой режим невозможен, так как разность давлений вызовет перемещение воздушных масс. Третий (кривая А) описывает отражение при адиабатическом турбулентном движении среды и при отсутствии источников (стоков) тепла. В этом случае изменения давления и плотности связаны как:  $p_2 = p_1 + \Delta p, \rho_2 = \rho_1 (1 + \Delta p / \gamma p_1)$ .

Для температурно-неоднородной среды при  $\varphi_0 = 45^\circ$  коэффициент отражения равен нулю. Это соответствует известным результатам, показывающим, что рассеяние в плоскости, перпендикулярной направлению звукового луча, минимально [3]. Но при адиабатическом процессе отражение в этом направлении будет иметь место. А уровень отражения назад, как показано в [6], в этом случае может быть достаточным для уверенной регистрации.

## Динамическая компонента отражений в турбулентном потоке

Более сложно определить коэффициент отражения от границы раздела в случае, если второй слой, имея те же плотность, давление и состав, движется, точнее скользит, вдоль границы раздела. В этом случае коэффициент отражения [4,7]:

$$\eta_v = \frac{\cos \varphi_0 - \sqrt{1 - \sin^2 \varphi_0 (1 - v_x c^{-1} \sin \varphi_0)^{-2}}}{\cos \varphi_0 + \sqrt{1 - \sin^2 \varphi_0 (1 - v_x c^{-1} \sin \varphi_0)^{-2}}} \quad (2)$$

где  $v_x$  – компонента вектора скорости скольжения  $\vec{v}_0$ , совпадающая с плоскостью падения звуковой волны:  $v_x = |\vec{v}_0| \cos \alpha$ ,  $\alpha$  – угол между направлением  $\vec{v}_0$  и плоскостью падения.

Очевидно, что выражение (2) приближенное, и оно становится несправедливыми при углах падения  $\varphi_0 \rightarrow \pi/2$ . Но, с другой стороны, случай  $\varphi_0 \rightarrow \pi/2$  физически неосуществим. Он предполагает увеличение области отражения, что требует увеличения размеров потока, что, в свою очередь, приведет к появлению турбулентности.

Графики относительного значения коэффициента отражения  $\eta_{ov} = \frac{\eta_v c}{|\vec{v}_0|}$  представлены на рис.4.

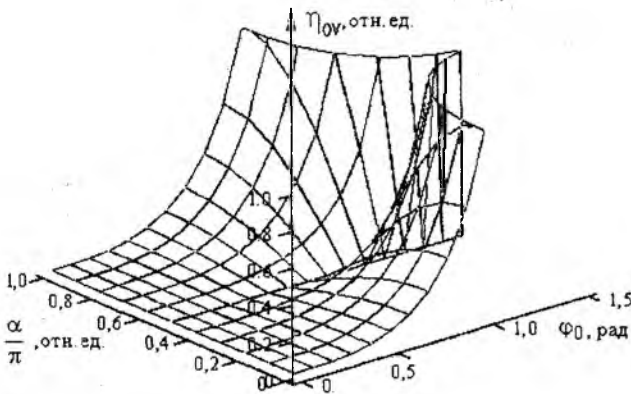


Рис. 4. Коэффициент отражения звука от сдвига скорости потока

Скачка продольной скорости, от которого отражения бы подчинялись тем же законам, что и от скачка температуры, физически быть не может. Для этого потребовался бы некоторый источник (сток) массы, расположенный непосредственно на трассе движений акустических волн.

Таким образом, уровень отражений определяется флуктуациями температуры или адиабатическим характером турбулентного движения, а доплеровский сдвиг – турбулентными модификациями трассы.

дплеровский сдвиг – турбулентными модификациями трассы.

### О флуктуационной составляющей в измеренном значении скорости ветра

Турбулентные модификации трассы вносят существенный вклад в получаемую информацию. Механизм изменения продольной скорости движения звуковых волн в турбулентном потоке показан в [5]. При этом основным фактором является натекание (вынос) массы из областей, прилегающих к основному потоку мощности акустического излучения. В этом случае процесс формирования флуктуационной компоненты доплеровского сдвига частоты  $\Delta f_d$  существенно усложняется. Кроме того, представленное там физическое толкование появления  $\Delta f_d$  меняет соотношение между средней  $\vec{v}_0$  и флуктуационной компонентой  $\vec{v}$  измеренного значения скорости ветра.

Основным фактором изменения соотношения между  $\vec{v}_0$  и  $\vec{v}$  является то, что изменение скорости  $\Delta c$  относительно системы координат, связанной с неподвижной поверхностью, происходит на трассе вследствие поперечного притока или выноса некоторых объемов. При этом изменяется продольная (вдоль трассы распространения) скорость среды  $\frac{\partial v_x}{\partial x} \neq 0$ .

В предположении несжимаемой турбулентности, которое здесь допустимо, это условие пред-

полагает еще, как минимум, одно из следующих  $\frac{\partial^2 v_y}{\partial y^2} \neq 0$  и/или  $\frac{\partial^2 v_z}{\partial z^2} \neq 0$ . Данные условия

возникают из уравнения непрерывности, которое в случае несжимаемого, неоднородного потока имеет вид  $\text{div} \vec{V} = 0$ . Это приводит к неоднородности продольной компоненты  $v_x$  в сечении луча. Поэтому формирование поля акустических волн и параметры принимаемого сигнала будут существенно зависеть от соотношения между размерами турбулентных вихрей и шириной ДН антенны.

Для определения флуктуаций  $\Delta \tilde{f}_d$  дифракционная задача должна решаться в системе трех измерений или, при возможном упрощении задачи, – в двух, и должна кроме турбулентности трассы учитывать ДН антенны.

## Выводы

Представленные результаты показывают, что необходимы дальнейший анализ физических процессов и разработка математического аппарата для создания комплекса методик измерения ветра, адаптированных под различные состояния АПС. Наиболее вероятно, что антенная система содаров должна состоять из нескольких типов антенн, также необходимо предусмотреть модификацию приемо-передающих трактов, оптимизированную для различных условий. Сложность физических процессов обуславливает необходимость тщательного разделения процесса извлечения информации на ряд этапов.

Можно считать, что развитие теоретических основ динамики АПС, методов анализа акустических сигналов и прогресс технических средств зондирования позволит существенно увеличить количество информации, получаемой системами акустического зондирования.

**Список литературы** 1. *Красненко, Н.П.* Акустическое зондирование атмосферного пограничного слоя – Томск : Изд. СО РАН, 2001. – 278 с. 2. *Монин, А.С., Яглом А.М.* Статистическая гидромеханика. Ч.1. – М. : Наука, 1965. – 640с. Ч. 2. 1967. – 720с. 3. *Татарский, В.И.* Распространение волн в турбулентной атмосфере. – М. : Наука, 1967. – 548 с. 4. *Осташев, В.Е.* Распространение звука в движущихся средах. – М. : Наука, 1992. – 208 с. 5. *Панченко, А.Ю.* Анализ физических факторов, формирующих параметры отраженного сигнала при акустическом зондировании атмосферного пограничного слоя // Радиотехника. – 2010. – Вып. 160. – С. 184-188. 6. *Панченко, А.Ю.* К оценке интенсивности рассеянных акустических волн в АПС при отсутствии источников тепла на поверхности // Радиотехника. – 2011. – Вып. 164. – С. 53-57. 7. *Панченко, Ю.* Отражение акустических волн от плоской струи // Радиотехника. – 2002. – Вып. 130. – С. 68-71. 8. *Андреанов, В.А., Ветров, В.И., Панченко, А.Ю., Прошкин, Е.Г., Ульянов, Ю.Н.* Локальные неоднородности в устойчивом пограничном слое атмосферы по результатам акустического и радиоакустического зондирования в прибрежной зоне / Препринт ИРЭ РАН № 7 (575) Москва, 1992. – С. 37-46. 9. *Ульянов, Ю.Н., Панченко, А.Ю. Максимова, Н.Г.* Об использовании акустического и радиоакустического методов дистанционного зондирования АПС при получении метеоданных для оценки условий РРВ // Радиотехника. – 2005. – Вып. 143. – С. 188-195.

*Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 03.02.2012*

**УДК 621.396**

**Решение основных проблем радиолокации с помощью метода полного поляризационного зондирования пространства / А.А. Мартычук // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 5 – 11.**

Рассматривается возможное решение таких основных проблем радиолокации, как обнаружение малозаметной цели, обнаружение на фоне активных шумовых и имитирующих помех в рамках одного технического решения – реализации в РЛС метода полного поляризационного зондирования пространства. Указанный метод может обеспечить комплексную защиту однопозиционного радиолокатора от различного рода помех в условиях, когда пространственные, частотные и временные различия между сигналами и помехами несущественны либо отсутствуют. Исследования свидетельствуют, что благодаря использованию только поляризационных различий по результатам адаптивного оптимального полного поляризационного зондирования пространства возможно получение энергетического выигрыша 20 дБ, а в отдельных случаях и более.

Ил. 12. Библиогр.: 13 назв.

**УДК 621.396**

**Вирішення основних проблем радіолокації за допомогою методу повного поляризаційного зондування простору / О.О. Мартинчук // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 5 – 11.**

Розглядається можливе вирішення таких основних проблем радіолокації, як виявлення малопомітної цілі, виявлення на фоні активних шумових й імітуючих перешкод в у рамках одного технічного рішення – реалізації в РЛС методу повного поляризаційного зондування простору. Вказаний метод може забезпечити комплексний захист однопозиційного радіолокатора від різного роду перешкод в умовах, коли просторові, частотні та часові відмінності між сигналами і перешкодами неістотні або відсутні. Дослідження свідчать, що завдяки використанню лише поляризаційних відмінностей за результатами адаптивного оптимального повного поляризаційного зондування простору можливе отримання енергетичного виграшу 20 дБ, а в окремих випадках і більше.

Ил. 12. Бібліогр.: 13 назв.

**UDC 621.396**

**Radio-location basic problems solution by the method of the full polarization probing / А.А. Martynchuk // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 5 – 11.**

Possible solution of such main problems of radiolocation as detection of the undistinguished target, selection and recognition targets against the noise, radar clutter, background, interference using a new method of radiolocation, namely, a full polarization probing method, is considered. The above mentioned method provides the complex protection of one-positional radio-locator against passive, active and combined hindrances by single technical decision. The output signal to noise ratio can be increased to 20 dB and even more in in some instances due to this method.

12 fig. Ref.: 13 items.

**УДК 621.371.96**

**Об использовании высоких частот в метеорной радиолокации / И. Е. Антипов, А. А. Костыря, А. И. Шкарлет // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 12 – 15.**

Проанализированы факторы, влияющие на выбор частот для метеорной радиолокации, теоретически показаны положительные стороны высоких частот. Дано описание аппаратуры и методики проведения эксперимента по метеорной локации на частоте 158 МГц, представлены результаты эксперимента. По итогам эксперимента сделаны выводы о том, что на более высоких частотах значительно меньше помех и не исключена возможность наблюдения головного эха метеора. Поэтому целесообразно продолжать исследования в этом направлении и дополнять Балаклейский Геофизический Комплекс аппаратурой для исследования метеорных отражений на более высоких частотах.

Ил. 4. Библиогр.: 8 назв.

**УДК 621.371.96**

**Про використання високих частот у метеорній радіолокації / І. Є. Антипов, О. О. Костыря, О. І. Шкарлет // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 12 – 15.**

Проаналізовано фактори, що впливають на вибір частот для метеорної радіолокації, теоретично показані позитивні сторони високих частот. Надано опис апаратури і методики проведення експерименту з метеорної локації на частоті 158 МГц, представлені результати експерименту. За підсумками експерименту зроблені висновки про те, що на більш високих частотах значно менше завод і не виключена можливість спостереження луни голови метеора. Тому доцільно продовжувати дослідження

в цьому напрямку і доповнювати Балаклейський Геофізичний Комплекс апаратурою для дослідження метеорних відбиттів на більш високих частотах.

Іл. 4. Бібліогр.: 8 назв.

**UDC 621.371.96**

**About application of higher frequencies to the meteor radiolocation research / I. E. Antipov, A. A. Kostirya, A. I. Shkarlet // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 12 – 15.**

The factors having an effect on the frequency selection for the meteor radiolocation research are analyzed; good points of high frequencies are indicated theoretically. The description of the equipment for meteor radiolocation research on 158 MHz are given, the methodology and results of the experiment are also presented. Ultimately, it can be concluded at the end of the experiment that at higher frequencies there is much less noise and the possibility of the meteor head echo observation cannot be excluded. Therefore, it is necessary to continue research in this area, and the Balakleja Geophysical Complex should be equipped with the apparatus for the meteor radiolocation research at higher frequencies.

4 fig. Ref.: 8 items.

**УДК 621.396.9**

**Обнаружение сигналов в условиях априорной параметрической неопределенности / А.И.Литвин-Попович // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 16 – 21.**

Рассмотрено решение задачи обнаружения сигнала с априорно неизвестными параметрами с помощью параллельного корреляционного или фильтрового приемника, а также обоснование требуемого числа каналов для такого приемника. Применение параллельных вычислительных устройств – многоядерных универсальных и графических процессоров – позволяет решить эту задачу с большим числом каналов и сохранить требуемый темп выдачи результатов.

Іл. 10. Бібліогр.: 9 назв.

**УДК 621.396.9**

**Виявлення сигналів в умовах априорної параметричної невизначеності / А.І.Литвин-Попович // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 16 – 21.**

Розглянуто задачу виявлення сигналу з априорно невідомими параметрами за допомогою багатоканального кореляційного чи фільтрового приймача, а також обґрунтування потрібного числа каналів такого приймача. Використання паралельних обчислювальних пристроїв – багатоядерних універсальних та графічних процесорів – дозволяє реалізувати подібний приймач з великою кількістю каналів та зберегти потрібний темп отримання результатів.

Іл. 10. Бібліогр.: 9 назв.

**UDC 621.396.9**

**Signals detection in a circumstances of an a priori parametric uncertainty / A.I.Lytvyn-Popovych // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 16 – 21.**

The problem of signal detection has been discussed, with an emphasis on a situation when some signal parameters are not known a priori. This problem can be solved with a multi-channel correlator or a filter receiver. Question of the required number of channels for such receiver has been substantiated. The usage of the parallel computing devices – multicore universal and graphical processors (GPU) – makes it possible to create such receiver with a high number of parallel channels while sustaining the required rate of results generation.

10 fig. Ref.: 9 items.

**УДК [799.3:004.032.6]:[004.67]**

**Синтез алгоритмов обработки сигналов мультимедийного стрелкового комплекса / В.М. Карташов, И.В. Корытцев, Г.И. Сидоров, Э.К. Потримай // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 22 – 28.**

Описан процесс синтеза алгоритмов обнаружения сигнального «пятна» и оценки координат его центра для мультимедийного стрелкового комплекса с использованием аппарата математической статистики.

Іл. 5. Бібліогр.: 3 назв.

**УДК [799.3:004.032.6]:[004.67]**

**Синтез алгоритмів обробки сигналів мультимедійного стрілецького комплексу / В.М. Карташов, І.В. Корытцев, Г.І. Сидоров, Е.К. Потримай // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 22 – 28.**

Описано процес синтезу алгоритмів виявлення сигнальної «плями» та оцінки координат її центру для мультимедійного стрілецького комплексу з використанням апарата математичної статистики.

Іл. 5. Библиогр.: 3 назви.

UDC [799.3:004.032.6]:[004.67]

**Synthesis of signal processing algorithms for multimedia shooting complex** / V.M. Kartashov, I.V. Korytsev, G.I. Sydorov, E.K. Potrymai // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 22 – 28.

The process of synthesis of algorithms for the signal “spot” detection and estimation of its center coordinates for the multimedia shooting complex using the mathematical statistics is described

5 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396

**Устойчивость систем связи с фазовой манипуляцией шумового сигнала к квазигармоническим помехам** / Р.М. Дидковский, С.С. Гузнин // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 29 – 35.

Предложена математическая и имитационная вычислительная модель системы связи с фазовой манипуляцией шумового сигнала. Модель имеет вариативную структуру и предусматривает возможность формирования сигнала с заданной полосой частот. Это позволило проанализировать влияние методов формирования и обработки сигнала на надежность передачи данных в гауссовых каналах и в каналах с квазигармоническими помехами. Исследована зависимость помехоустойчивости системы от центральной частоты и ширины спектра квазигармонической помехи.

Іл. 4. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.396

**Стійкість систем зв'язку з фазовою маніпуляцією шумового сигналу до квазігармонічних завад** / Р.М. Дідковський, С.С. Гузнін // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 29 – 35.

Запропоновано математичну та імітаційну обчислювальну модель системи зв'язку з фазовою маніпуляцією шумового сигналу. Модель має варіативну структуру і передбачає можливість формування сигналу із заданою полосою частот. Це дозволило проаналізувати вплив методів формування і обробки сигналу на надійність передачі даних в гауссових каналах та в каналах із квазігармонічними завадами. Досліджено також залежність завадостійкості системи від центральної частоти та ширини спектру квазігармонічної завади.

Іл. 4. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.396

**Performance of differential noise-shift keying communication system in the presence of narrow-band interference** / R.M. Didkowsky, S.S. Huznin // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 29 – 35.

The description of mathematical model and computer simulation of differential noise-shift-keying communication system is presented. The model has a variative structure and provides signal formation in a given frequency band. It allows studying the influence of signal forming and signal processing methods on data transfer reliability in Gaussian channels and channels with narrow-band interference. Dependence of the system performance on the interference bandwidth and center frequency was also analyzed.

4. fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.391

**Особенности анализа параметров поляризационно-ортогональных антенн для системы ММО** / А.А. Мартыничук, Абдуллах Икрам Кадир // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 36 – 39.

Рассматривается метод анализа поляризационных особенностей компонент сигнала и шума, а также их обработка в антеннах с полным поляризационным приемом. Это позволит увеличить пропускную способность системы ММО благодаря учету использования поляризационных свойств реальных сигналов. Технология ММО с ортогональными дополнительными поляризационными каналами обеспечит увеличение энергетического отношения сигнала к шуму и к повышению пропускной способности системы беспроводного доступа в целом.

Іл. 6. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.391

**Особливості аналізу параметрів поляризаційно-ортогональних антен для системи ММО** / О.О. Мартинчук, Абдуллах Ікрам Кадір // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 36 – 39.

Розглядається метод аналізу поляризаційних особливостей компонент сигналу та шуму, а також їх обробка в антенах повним поляризаційним прийманням. Це дозволить збільшити пропускну спроможність системи ММО завдяки обліку використання поляризаційних властивостей реальних сигнала-

лів. Технологія MIMO з ортогональними додатковими поляризаційними каналами забезпечить збільшення енергетичного відношення сигналу до шуму та до підвищення пропускної спроможності системи безпроводного доступу загалом.

Іл. 6. Бібліогр.: 3 назв.

**UDC 621.391**

**Analysis of parameters features of the polarization-orthogonal antennae for MIMO system / A.A.Martynchuk, Abdullakh Ikram Kadir // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 36 – 39.**

The method for finding the field components of the antenna signal and background noise and their processing in the antennae with full polarization receiver are considered. This will make it possible to increase the bit rate of the MIMO system on the basis of the real signals polarization properties use. The MIMO technology with the orthogonal polarizing additional channels will provide the increase in the signal to noise ratio and therefore increase in the bit rate in wireless access as a whole.

6 fig. Ref.: 3 items.

**УДК 621.391**

**Повышение пропускной способности MIMO системы путем использования поляризационно-ортогональных антенн / А.А.Мартынюк, А.А.Назмутдинов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 40 – 44.**

Работа посвящена решению актуальной задачи в области телекоммуникаций – повышению пропускной способности стационарной и мобильной системы безпроводного доступа на основе MIMO технологии путем использования поляризационно-ортогонального кодирования, а также двух поляризационно-ортогональных передающих и приемных антенн. Результирующая пропускная способность может быть существенно увеличена благодаря предлагаемому поляризационно-ортогональному кодированию и использованию адаптивной обработки при приеме.

Іл. 7. Бібліогр.: 2 назв.

**УДК 621.391**

**Підвищення пропускної спроможності MIMO системи шляхом використання поляризаційно-ортогональних антен / О.О.Мартинчук, О.А.Назмутдінов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 40 – 44.**

Робота присвячена вирішенню актуальної задачі в області телекомунікації – підвищенню пропускної спроможності стаціонарних та мобільних систем безпроводного доступу на основі MIMO технології шляхом використання поляризаційно-ортогонального кодування, а також двох поляризаційно-ортогональних передавальних і приймальних антен. Результируюча пропускна спроможність може бути істотно збільшена завдяки поляризаційно-ортогональному кодуванню і використанню адаптивної обробки при прийомі.

Іл. 7. Бібліогр.: 2 назв.

**UDC621.391**

**Increase in the MIMO system bit rate through the use of the polarization-orthogonal antenna / A.A.Martynchuk, A.A.Nazmutdinov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 40 – 44.**

The modern developments in the field of the main telecommunications problems solution, such as increase in the bit rate at the fix bit error rate for the stationary and mobile MIMO system by polarization-orthogonal coding and double polarization-orthogonal receiving and transmission antenna are considered. The bit rate can be increased due to adaptive polarization-orthogonal antenna and decreased mismatch at polarization.

7 fig. Ref.: 2 items.

**УДК 621.391**

**Влияние индекса поляризации сигнала на пропускную способность приемного канала SISO систем / А.А.Мартынюк, А.Н.Скорород // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 45 – 50.**

Исследована возможность повышения пропускной способности канала SISO на основе использования поляризационного ортогональных приемных антенн. Получены зависимости пропускной способности и вероятности ошибок от рассогласования по поляризации и индекса поляризации. Пропускная способность может быть увеличена благодаря использованию адаптивных поляризационно-ортогональных приемных антенн.

Іл. 7. Бібліогр.: 2 назв.

#### УДК 621.391

**Вплив індексу поляризації сигналу на пропускну спроможність приймального каналу SISO систем / О.О. Мартинчук, А.Н. Скороход // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 45 – 50.**

Робота присвячена дослідженню можливості підвищення пропускну спроможності каналу SISO на основі використання поляризаційного ортогональних приймальних антен. Отримано залежності пропускну спроможності і вірогідності помилок від розузгодження по поляризації й індексу поляризації. Пропускна спроможність може бути збільшена завдяки використанню адаптивних поляризаційно-ортогональних приймальних антен.

Л. 7. Бібліогр.: 2 назв.

#### UDC 621.391

**Depending bit rate of the receiving channel SISO system and polarization factor / A.A. Martynchuk, A.N. Skorokhod // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 45 – 50.**

The possibility was considered to increase the SISO channel capacity on the basis of the polarization-orthogonal receiving aerials use. The dependences of the capacity and likelihood of errors on a mismatch in polarization and polarization index were derived. The capacity can be increased due to the adaptive polarization-orthogonal antenna use.

7 fig. Ref.: 2 items.

#### УДК 681.326

**Отказоустойчивость распределенных телекоммуникационных систем / В.Г. Котух, М.А. Мирошник, С.Н. Селевко // Радиотехніка : Всеукр. межвід. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 51 – 55.**

Рассматривается одна из проблем создания распределенных систем – обеспечение отказоустойчивости системы. Приводится модель распределенной системы, реализующая транзактную обработку. Рассматриваются основные понятия отказоустойчивости. Предлагается алгоритм управления резервированными данными, обеспечивающий отказоустойчивость распределенной системы.

Библиогр.: 6 назв.

#### UDC 681.326

**Відмовостійкість розподілених телекомунікаційних систем / В.Г. Котух, М.А. Мирошник, С.М. Селевко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 51 – 55.**

Розглядається одна з проблем створення розподілених систем – проблема забезпечення відмовостійкості системи. Наводиться модель розподіленої системи, що реалізує транзактну обробку. Розглядаються основні поняття відмовостійкості. Пропонується алгоритм управління резервованими даними, що забезпечує відмовостійкість розподіленої системи.

Бібліогр.: 6 назв.

#### UDC 681.326

**Fault-tolerance of distributed communication systems. / V.G. Kotuh, M.A. Miroshnik, S.N. Selevko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 51 – 55.**

One of the distributed systems creation problems – the problem of the system fault tolerance provision is considered. The model of the distributed system implementing the transactional processing is offered. The basic concepts of resiliency are investigated. The algorithm for the redundant data control, which provides the distributed systems fault tolerance, is offered.

Ref.: 6 items.

#### УДК 621.396:681.34

**Методы и устройства генерации сигналов триплет для биспектрально-организованной модуляции / В.В. Науменко, А.С. Кравчук, В.Ф. Солодовник, А.В. Тоцкий // Радиотехніка : Всеукр. межвід. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 56 – 67.**

Предложены схемные решения задачи генерации триплет в системе связи с биспектрально-организованной модуляцией при распознавании принятого сообщения в канале связи с шумом по максимуму амплитудного биспектра на выходе демодулятора. Рассмотрены две принципиальные схемы, основанные на кварцевых генераторах и цифровых синтезаторах частоты.

Ил. 16. Библиогр.: 7 назв.

#### УДК 621.396:681.34

**Методи та пристрої генерації сигналів триплет для біспектрально-організованої модуляції / В.В. Науменко, О.С. Кравчук, В.Ф. Солодовник, О.В. Тоцький // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 56 – 67.**

Запропоновано схемні рішення задачі генерації триплет у системі зв'язку з біспектрально-організованою модуляцією при розпізнаванні прийнятого повідомлення у каналі зв'язку з шумом за максимумом амплітудного біспектру на виході демодулятора. Розглянуто дві принципові схеми, що ґрунтуються на кварцових генераторах та цифрових синтезаторах частоти.

Ил. 16. Библиогр.: 7 назв.

UDC 621.396:681.34

**Techniques and devices for generation of signals-triplets for bispectrum-organized modulation / V.V. Naumenko, A.S. Kravchuk, V.F. Solodovnik, A.V. Totsky // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 56 – 67.**

The schemas for generation of signals-triplets in digital communications systems based on bispectrum-organized modulation are offered. Two different schemas constructed by using quartz generator and digital direct synthesizer are proposed and experimentally studied.

Fig 16. Ref.: 7 items.

УДК 621.391: 519.246.8

**Эффективность спектрального оценивания мультипликативными моделями линейного предсказания / В.А. Тихонов, И.В. Савченко, Н.В. Кудрявцева // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 68 – 72.**

Рассмотрена возможность получения спектральных оценок при помощи мультипликативных моделей линейного предсказания. Доказана эффективность применения мультипликативной модели по сравнению с классической моделью линейного предсказания для спектрального оценивания сигналов со сложной формой спектра. Доказано, что применение последовательно включенных обесвечивающих фильтров на основе мультипликативной модели авторегрессии, параметры которой рассчитываются методом Юла – Уолкера, снижает дисперсию ошибки предсказания в случае, когда анализируемый случайный процесс не является истинным процессом авторегрессии.

Ил. 4. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391: 519.246.8

**Ефективність спектрального оцінювання мультиплікативними моделями лінійного передбачення / В.А. Тихонов, І.В. Савченко, Н.В. Кудрявцева // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 68 – 72.**

Розглянуто можливість отримання спектральних оцінок за допомогою мультиплікативних моделей лінійного передбачення. Доведена ефективність застосування мультиплікативної моделі в порівнянні з класичною моделлю лінійного передбачення для спектрального оцінювання сигналів зі складною формою спектра. Доведено, що використання послідовно увімкнених відбілюючих фільтрів на основі мультиплікативної моделі авторегресії, параметри якої розраховуються методом Юла – Уолкера, зменшує дисперсію помилки передбачення у разі, якщо досліджуваний випадковий процес не є процесом авторегресії.

Ил. 4. Библиогр.: 5 назв.

UDC 621.391: 519.246.8

**The efficiency of spectral estimations of linear predictive by multiplicative models / V.A. Tihonov, I.V. Savchenko, N.V. Kudryavceva // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 68 – 72.**

The possibility to receive spectral estimations through the multiplicative models of linear prediction is considered. The multiplicative model application efficiency is proved as compared to the classic model of linear prediction for the spectral estimation of signals with a complicated form of spectrum. It is proved that application of the series connected whitening filters on the basis of multiplicative autoregression model, the parameters of the model being evaluated with the method of Yule-Walker, reduces variance of prediction error in the case when the stochastic process is not a true autoregressive process.

Fig. 4. Ref.: 5 items.

УДК [623.44+681.7.069.24]:[004.4'27]

**Моделирование динамической обстановки для мультимедийного стрелкового комплекса / В.М. Карташов, И.В. Корытцев, Г.И. Сидоров, А.П. Шамрай // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 73 – 77.**

Описан процесс математического моделирования траекторий движения мишеней для мультимедийного стрелкового комплекса.

Табл. 1. Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК [623.44+681.7.069.24]:[004.4'27]

**Моделювання динамічної обстановки для мультимедійного стрілецького комплексу / В.М. Карташов, І.В. Коритцев, Г.І. Сидоров, А.П. Шамрай // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 73 – 77.**

Описано процес математичного моделювання траєкторій руху мішеней для мультимедійного стрілецького комплексу.

Табл. 1. Іл. 2. Бібліогр.: 4 назв.

UDC [623.44+681.7.069.24]:[004.4'27]

**Simulation of dynamic environment for multimedia shooting complex / V.M. Kartashov, I.V. Korytsev, G.I. Sydorov, A.P. Shamrai // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 73 – 77.**

The process of mathematical simulation of the shooting-mark movement tracks for the multimedia shooting complex is described.

1 tab. 2 fig. Ref.: 4 items

УДК 512.624.95 + 517.772

**Механізм генерації псевдослучайних послідовностей в сучасних ad hoc мережах / А.В. Бессалов, В.Е. Чевардин // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 78 – 82.**

Рассмотрен метод генерации случайных битовых последовательностей, основанный на изоморфных трансформациях точек эллиптической кривой. Предложенный метод отличается от существующих увеличением числа внутренних состояний. Это позволило повысить сложность восстановления закона формирования случайных последовательностей. Одним из результатов является получение нижней границы периода случайной последовательности.

Бібліогр.: 6 назв.

UDC 512.624.95 + 517.772

**Механізм генерації псевдовипадкових послідовностей в сучасних ad hoc мережах / А.В. Бессалов, В.Е. Чевардин // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 78 – 82.**

Розглянуто метод генерації випадкових бітових послідовностей, заснований на ізоморфних трансформаціях точок еліптичної кривої. Запропонований метод відрізняється від існуючих підвищенням числа внутрішніх станів. Це дозволило підвищити складність відтворення закону формування випадкової послідовності. Одним з результатів є отримання нижньої границі періоду випадкової послідовності.

Бібліогр.: 6 назв.

UDC 512.624.95 + 517.772

**Mechanism of pseudorandom sequences in modern ad hoc networks / A.V. Bessalov, V.E. Chevardin // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 78 – 82.**

The method of random bit sequences generation based on isomorphic transformations of elliptic curve points is considered. The offered method differs from the available ones by the increase in a number of internal states. One more result of this work consists obtaining of a lower bound pseudorandom bit sequence period.

Ref.: 6 items.

УДК 004.413.4

**Методика проведення аудиту інформаційної безпеки / А.А. Замула, К.І. Іванов, В.І. Черниш, Б.В. Волобуєв // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 83 – 86.**

Предлагается общая методика проведения аудита информационной безопасности. Аудит информационной безопасности – системный процесс получения объективных качественных и количественных оценок о текущем состоянии информационной безопасности компании в соответствии с определенными критериями и показателями безопасности. Работы по аудиту безопасности ИС включают последовательность действий, которые можно структурировать в виде четырех этапов.

Іл. 1. Бібліогр. : 5 назв.

UDC 004.413.4

**Методика проведення аудиту інформаційної безпеки / О.А. Замула, К.І. Іванов, В.І. Черниш, Б.В. Волобуєв // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 83 – 86.**

Пропонується загальна методика проведення аудиту інформаційної безпеки. Аудит інформаційної безпеки – системний процес отримання об'єктивних якісних і кількісних оцінок про

поточний стан інформаційної безпеки компанії відповідно до визначених критеріїв та показників безпеки. Роботи з аудиту безпеки ІС включають послідовність дій, які можна структурувати у вигляді чотирьох етапів.

Л. 1. Бібліогр. : 5 назв.

**UDC 004.413.4**

**Methodology of the information security audit / A.A. Zamula, K.I. Ivanov, V.I. Chernish, B.V. Volobuiev // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 83 – 86.**

The general method of the information security auditing is offered. The information security audit is a systematic process of obtaining objective quantitative and qualitative assessments of the current state of information security in accordance with the specific criteria and indicators of safety. The work on the IP Security Audit includes a sequence of actions that can be structured in four phases.

1.fig. Ref.: 5 items.

**УДК 004.932: 616-089.844**

**Метод компьютерного планирования пластических вмешательств на лице человека за счет изменения объемных томографических данных / Ю.В. Книгавко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 87 – 92.**

Описывается разработанный метод компьютерного планирования пластических вмешательств на лице человека, реализуемый посредством изменения объемных томографических данных. Представленный метод обладает рядом преимуществ по сравнению с методом 3D морфинга и является более предпочтительным при моделировании сложных вмешательств, затрагивающих лицевые ткани разного рода.

Табл. 1. Ил. 5. Библиогр.: 5 назв.

**УДК 004.932: 616-089.844**

**Метод комп'ютерного планування пластичних втручань на обличчі людини за рахунок зміни об'ємних томографічних даних / Ю.В. Книгавко // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 87 – 92.**

Описується метод комп'ютерного планування пластичних втручань на обличчі людини, що реалізований за допомогою зміни об'ємних томографічних даних. Представлений метод має переваги порівняно з методом 3D морфінга і є кращим при моделюванні складних втручань, які зачіпають тканини обличчя різного роду.

Табл. 1. Л. 5. Бібліогр.: 5 назв.

**UDC 004.932: 616-089.844**

**Method of computer planning of surgical intervention on the human face by changing the volumetric tomographic data / Y.V. Knigavko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 87 – 92.**

The developed method of computer planning of surgical intervention on the human face is described. This method is implemented through changing the volumetric tomographic data. The offered method offers several advantages over the method of 3D morphing and it is preferred for modeling of complex interventions that involve the facial tissues of different kinds.

1 tab. 5 fig. Ref.: 5 items.

**УДК 658.562; 621.38**

**Методика статистической обработки данных УЗИ для диагностики репродуктивной функции КРС / Т.А. Утицьких // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 93 – 96.**

Приведена статистическая обработка экспериментальных данных плотностей гонад двух групп (норма и патология). Проверена гипотеза о достоверности различия средних значений в двух выборочных совокупностях и установлено, что выборки относятся к разным генеральным совокупностям.

Табл. 2. Ил. 1. Библиогр.: 7 назв.

**УДК 658.562; 621.38**

**Методика статичної обробки даних УЗД для діагностики репродуктивної функції ВРХ / Т.О. Утицьких // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 93 – 96.**

Наведено статистичну обробку експериментальних даних щільності гонад двох груп (норма і патологія). Перевірено гіпотезу про достовірність різниці середніх значень в двох вибіркових сукупностях та встановлено, що вибірки відносяться до різних генеральних сукупностей.

Табл. 2. Л. 1. Бібліогр.: 7 назв.

**UDC 658.562; 621.38**

**Methods for statistical US data processing for diagnostics of the LHL reproductive functions / T.A. Utytskykh // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 93 – 96.**

Statistical processing of experimental data on the gonad densities of two groups (the rate and pathology) was carried out. The hypothesis for validity of the difference between average values in two selective totalities was checked and it was established that the samples belonged to different general totalities.

2 tab. 1 fig. Ref.: 7 items.

**УДК 621.37:621.391**

**Особенности математического описания процессов ослабления оптического излучения / А.И. Стрелков, Е.И. Жилин, Т.А. Стрелкова, А.П. Лытюга, Т.В. Бутрым // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 97 – 102.**

Обобщены и изложены основные теоретические подходы к математическому описанию процессов ослабления оптического излучения. Применительно к волновой и корпускулярной математическим моделям некогерентных оптических сигналов рассмотрены основные статистические закономерности изменения их энергетических характеристик.

Ил. 5. Библиогр.: 11 назв.

**УДК 621.37:621.391**

**Особливості математичного описання процесів послаблення оптичного випромінювання / О.І. Стрелков, Є.І. Жилин, Т.О. Стрелкова, О.П. Лытюга, Т.В. Бутрым // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 97 – 102.**

Узагальнено та викладено основні теоретичні підходи до математичного описання процесів послаблення оптичного випромінювання. Відносно хвильової та корпускулярної математичних моделей некогерентних оптичних сигналів розглянуто основні статистичні закономірності зміни їх енергетичних характеристик.

Ил. 5. Библиогр.: 11 назв.

**UDC 621.37:621.391**

**Features of mathematical description of the optical radiation weakening processes / A.I. Strelkov, Y.I. Zhilin, T.A. Strelkova, A.P. Lityuga, T.V. Butrim // Radiotechnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 97 – 102.**

The basic theoretical approaches to the mathematical description of the optical radiation weakening processes are generalized and outlined. The main statistical regularities of their power characteristics are considered as applied to the wave and corpuscular mathematical models of incoherent visual signals.

5 fig. Ref.: 11 items.

**УДК 621.372.413**

**Особенности механической перестройки резонансной частоты волноводно-диэлектрического резонатора / Р. И. Белоус, С. П. Мартынюк, А. П. Моторненко, И.Г. Скуратовский, О. И. Хазов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 103 – 107.**

Проанализированы возможности плавной перестройки резонансной частоты колебания Н111 в волноводно-диэлектрическом резонаторе (ВДР) с помощью короткозамыкающего (КЗ) поршня. Рассчитаны собственные частоты  $f$  и добротности  $Q$  исследуемого колебания в ВДР на запредельном волноводе. Изготовлены макеты резонаторов в сантиметровом и миллиметровом диапазонах и экспериментально исследованы зависимости величин  $f$  и  $Q$  от положения КЗ поршня. Проведено сравнение расчетных зависимостей с контрольными измерениями и измерениями с КЗ поршнем. Показано влияние зазора между КЗ поршнем и стенкой запредельного волновода на характеристики перестройки собственных частот и добротностей колебаний.

Ил. 4. Библиогр.: 5 назв.

**УДК 621.372.413**

**Особливості механічної перебудови резонансної частоти хвилеводно-діелектричного резонатора / Р. І. Білоус, С. П. Мартинюк, О. П. Моторненко, І. Г. Скуратовський, О. І. Хазов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 103 – 107.**

Проаналізовано можливості плавної перебудови резонансної частоти коливання Н111 в хвилеводно-діелектричному резонаторі (ХДР) за допомогою короткозамикаючого (КЗ) поршня. Розраховано власні частоти  $f$  і добротності  $Q$  досліджуваного коливання в ХДР на позамежному хвилеводі. Виготовлено макети резонаторів в сантиметровому і міліметровому діапазонах і експериментально досліджено залежності величин  $f$  і  $Q$  від положення КЗ поршня. Проведено порівняння розрахункових залежностей з контрольними вимірюваннями і вимірюваннями з КЗ поршнем. Показано вплив невідповідності розмірів КЗ поршня і діаметра позамежного хвилеводу на характеристики перебудови власних частот і добротностей коливань.

Ил. 4. Библиогр.: 5 назв.

**UDC 621.372.413**

**Peculiarities of the resonance frequency mechanical tuning of the waveguide-dielectric resonator / R.I. Bilous, S.P. Martynyuk, A.P. Motornenko, I.G. Skuratovskiy, O.I. Hazov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 103 – 107.**

Possibilities of the resonance frequency fine tuning for the H111 oscillation in the waveguide-dielectric resonator (WDR) with the short-circuit plunger have been analyzed. The eigen frequencies (f) and Q-factors (Q) of the investigated oscillation in the WDR on the evanescent waveguide have been computed. The resonator models were made for the centimeter and millimeter wavebands and values dependencies f and Q as a function of short-circuit plunger have been investigated experimentally. The comparison of the computed dependencies with the control measurements and measurements with short-circuit plunger has been made. The influence of the clearance between the short-circuit and the evanescent waveguide wall on the tuning characteristics of the eigen frequencies and Q-factors for the investigated oscillation was estimated.

4 fig. Ref.: 5 items.

**УДК 621.385.6**

**Высокодобротный коаксиальный нерегулярный резонаторный измерительный преобразователь / И.Н. Бондаренко, А.В. Галич // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 108 – 112.**

Приведены результаты исследований свойств резонаторных измерительных преобразователей на основе нерегулярных коаксиальных структур, предназначенных для использования в зондовой сканирующей микроволновой микроскопии. Показана возможность возбуждения таких устройств на высших типах волн и достижения значений добротности порядка  $10^4$ .

Табл. 2. Ил. 7. Библиогр.: 5 назв.

**УДК 621.385.5**

**Высокодобротний коаксіальний нерегулярний резонаторний вимірювальний перетворювач / І.М. Бондаренко, О.В. Галіч // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 108 – 112.**

Наведено результати досліджень властивостей резонаторних вимірювальних перетворювачів на основі нерегулярних коаксіальних структур, які призначені для використання в зондовій скануючій мікрохвильовій микроскопії. Показано можливість збудження таких пристроїв на вищих типах хвиль і досягнення значень добротності  $10^4$ .

Табл. 2. Іл. 7. Бібліогр.: 5 назв.

**UDC 621.385.6**

**High-Q coaxial cavity irregular measuring converter / I.N. Bondarenko, A.V. Galich // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 108 – 112.**

The results of investigations into the properties of resonator converters based on an irregular coaxial structure for use in scanning probe microwave microscopy are given. The possibility of excitation of such devices on the higher types of waves and achieve Q values of about  $10^4$ , are shown.

2 tab. 7 fig. Ref.: 5 items.

**УДК 537.86**

**Дифракция на металлодиэлектрических структурах в волноводе / Н.И. Слипченко, Е.П. Таран, В.В. Старостенко, Е.П. Полетаев, С.П. Арсеничев, М.В. Глумова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 113 – 119.**

Рассмотрены основные положения численной модели дифракции электромагнитных волн на металлодиэлектрической структуре в волноводе. Адекватность численной реализации задачи дифракции проверялась сравнением интегральных характеристик, полученных экспериментально, и с помощью численной модели. Полученные результаты численной модели служат исходными данными для построения электротепловой модели взаимодействия мощных импульсных электромагнитных полей с проводящими пленками металлодиэлектрических структур.

Ил. 9. Библиогр.: 7 назв.

**УДК 537.86**

**Дифракція на металодіелектричних структурах у хвилеводі / М.І. Слипченко, Є.П. Таран, В.В. Старостенко, Д.О. Полетаєв, С.П. Арсенічев, М.В. Глумова // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 113 – 119.**

Розглянуто основні положення чисельної моделі дифракції електромагнітних хвиль на металодіелектричній структурі у хвилеводі. Адекватність чисельної реалізації задачі дифракції перевірялася порівнянням інтегральних характеристик, отриманих експериментально, та за допомогою чисельної моделі. Отримані результати чисельної моделі служать вхідними даними для побудови електротепло-

вої моделі взаємодії потужних імпульсних електромагнітних полів із провідними плівками металодіелектричних структур.

Л. 9. Бібліогр.: 7 назв.

**UDC 537.86**

**Diffraction on metal dielectric structures in a waveguide / N.I. Slipchenko, Ye.P. Taran, V.V. Starostenko, D.A. Poletaev, S.P. Arsenichev, M.V. Glumova // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 113 – 119.**

The fundamental tenets of the numerical model diffraction of electromagnetic waves on a metal dielectric structure in a waveguide are considered. Adequacy of numerical implementation of the diffraction problem was checked up through the integral characteristics comparison got experimentally and with a numeral model. The obtained results of the numerical model serve as the initial data for the construction of electrothermal model of interaction of the powerful impulse electromagnetic fields with conducting films of metal dielectric structures.

9 fig. Ref.: 7 items.

**УДК 621.315.592**

**Моделирование параметров газорозрядного источника широкополосного излучения низкой интенсивности ММ диапазона в полосе биологически значимых частот / Рояи Бахман, В.П. Олейник, С.Н. Кулиш, В.В. Литвин // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып.168. – С. 120 – 131.**

Рассмотрен периодический импульсный искровой разряд в атмосферном воздухе со стримерным характером электрического пробоя как источник электромагнитных колебаний в полосе биологически значимых частот. Проведена расчетная оценка спектральных и энергетических характеристик излучения на основе упрощенных моделей.

Бібліогр.: 7 назв.

**УДК 621.315.592**

**Модельювання параметрів газорозрядного джерела широкопосмугового випромінювання низької інтенсивності ММ діапазону в смузі біологічно значимих частот / Рояи Бахман, В.П. Олійник, С.М. Кулиш, В.В. Литвин // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип.168. – С. 120 – 131.**

Розглянуто періодичний імпульсний іскровий розряд в атмосферному повітрі зі стріперним характером електричного пробоя як джерело електромагнітних коливань в смузі біологічно значимих частот. Проведена розрахункова оцінка спектральних та енергетичних характеристик випромінювання на основі спрощених моделей.

Бібліогр.: 7 назв.

**UDC 621.315.592**

**Simulation of parameters of gas-discharge source of wide-band low-level radiation of MM range in the biologically meaningful frequencies band / Royi Bahman, V.P. Oliynyk, S.M. Kulich, V.V. Litvin // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 120 – 131.**

A periodic impulsing spark discharge in the atmosphere air with a streamer nature of electrical breakdown as a source of electromagnetic oscillations in the biologically meaningful frequencies is considered. Calculation estimation of spectral and power characteristics of radiation is conducted on the basis of the simplified models.

Ref.: 7 items.

**УДК 535.417: 681.787**

**Фильтрация, модуляция и генерация излучения с помощью интерферометра бегущей волны / А.Н. Андреев, А.Г. Лазаренко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 132 – 136.**

Путем математического моделирования обосновывается принципиальная возможность получения стабильной высокочастотной модуляции и генерации непрерывного излучения с помощью усиления когерентного излучения в интерферометре бегущей волны. Также показана возможность оптической фильтрации излучения при интерференции бегущих волн.

Табл.1 Ил. 6. Бібліогр.: 7 назв.

**УДК 535.417: 681.787**

**Фильтрация, модуляция та генерация випромінювання за допомогою інтерферометра хвилі, що біжить / О.М. Андреев, А.Г. Лазаренко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип.168. – С. 132 – 136.**

Шляхом математичного моделювання обґрунтовується принципова можливість одержання стабільної високочастотної модуляції й генератії безперервного випромінювання за допомогою поси-

лення когерентного випромінювання в інтерферометрі хвилі, що біжить. Також показана можливість оптичної фільтрації випромінювання при інтерференції хвиль, що біжать.

Табл.1 Іл. 6 Бібліогр.: 7 назв.

**UDC 535.417: 681.787**

**Filtration, modulation and generation of radiation by means of running wave interferometer /**

*A.N. Andreev, A.G. Lazarenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 132 – 136.*

The principal possibility of the stable high frequency modulation and generation of radiation with the use of coherent radiation amplification in running wave interferometer was substantiated by the mathematical modeling. The possibility of optical filtration in running waves interference was also considered.

1 tab. 6 fig. Ref.: 7 items

**УДК 621.382.323**

**Влияние тока смещения на частотные характеристики и стойкость ПТШ / Э.Э.Асанов,**

*С.А.Зуев, Г.В.Килесса, Н.И.Слипченко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 137 – 143.*

С помощью методов численного моделирования проведен анализ влияния тока смещения на стойкость ПТШ. Показано, что с увеличением частоты радиоимпульса воздействующего напряжения увеличивается амплитуда тока смещения и уменьшается амплитуда тока проводимости, что приводит к снижению скорости разогрева рабочей области ПТШ и увеличению предельно низкого напряжения, при котором наступает пробой.

Іл. 7. Бібліогр.: 6 назв.

**УДК 621.382.323**

**Влияние струму зсуву на частотні характеристики і стійкість ПТШ / Е.Е.Асанов, С.О. Зуєв,**

*Г.В.Килесса, М.І.Слипченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 137 – 143.*

За допомогою методів чисельного моделювання проведений аналіз впливу струму зсуву на стійкість ПТШ. Показано, що із збільшенням частоти радіоімпульса впливаючої напруги збільшується амплітуда струму зсуву і зменшується амплітуда струму провідності, що призводить до зниження швидкості розігрівання робочої області ПТШ і збільшенню гранично низької напруги, при якій настає пробій.

Іл. 7. Бібліогр.: 6 назв.

**UDC 621.382.323**

**Displacement current action on frequency characteristics and FET firmness / E.E. Asanov,**

*S.A.Zuev, G.V.Killessa, N.I.Slipchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 137 – 143.*

By means of the numerical modeling methods the analysis of displacement current action on FET firmness is carried out. It is shown that with increase in the radio pulse of the acting voltage the displacement current amplitude increases and the conduction current amplitude decreases, this results in decrease in the speed of a warming up of FET working area decreases and increase in the limiting low voltage at which the break-down sets in.

7 fig. Ref.: 6 items.

**УДК 621.375.4**

**Выходная согласующая цепь для усилителя класса Е / В.Г. Крыжановский, В.А. Коваленко,**

*В.А. Принцовский // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып.168. – С. 144 – 150.*

Предложен метод аналитического расчета выходной согласующей цепи для усилителя класса Е с расширенной полосой частот. Рассмотрен принцип построения выходной цепи, обеспечивающей требуемые нагрузочные импедансы транзистора на основной частоте и частотах второй и третьей гармоники. Рассматриваются условия получения физически реализуемых микрополосковых линий. Проведено моделирование усилителя с такой цепью на ПТШ CLY5 на диапазон частот 800 – 900 МГц.

Табл. 1. Іл. 7. Бібліогр.: 12 назв.

**УДК 621.375.4**

**Вихідна узгоджувальна ланка для підсилювача класу Е / В.Г. Крижановський, В.О. Коваленко,**

*В.А. Принцовський // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 144 – 150.*

Запропоновано метод аналітичного розрахунку вихідної узгоджувальної ланки для підсилювача класу Е з розширеною смугою робочих частот. Розглянуто принцип побудови вихідної ланки, яка забезпечує необхідні навантажувальні імпеданси транзистора на основній частоті та частотах другої і

третьої гармонік. Розглянуто умови отримання таких параметрів мікροстрічкових ліній, які можуть бути фізично реалізовані. Проведено моделювання підсилювача класу Е на польовому транзисторі CLY5 з такою ланкою на діапазон частот 800 – 900 МГц.

Табл. 1. Іл. 7. Бібліогр.: 12 назв.

**UDC 621.375.4**

**Output matching network for Class-E power amplifier / V. G. Krizhanovski, V. A. Kovalenko, V.A. Printsovskii // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P.144 – 150.**

The analytical calculation method of output matching network for Class-E power amplifier with an extended operation frequency band was proposed. The design principle of the output network that provides the required loading impedances for the transistor at the fundamental frequency as well as at the frequencies of second and third harmonics was treated. The conditions for obtaining the physically-realizable parameters of microstrip lines were considered. The Class-E amplifier built on MESFET CLY5 with the described matching network was simulated in the 800 – 900 MHz frequency band.

1 tab. 7 fig. Ref.: 12 items.

**УДК 621.37/39.029.3**

**Мониторинг процесса проектирования РЭС при решении задачи выбора оптимального перечня ЭРИ / А.А. Андруевич // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 151 – 155.**

Предложен алгоритм и разработан метод визуализации перечня электрорадиоизделий с помощью раскрашивания таблиц, отображающих и сопоставляющих варианты оптимального, с учетом многорежимности, а также воздействия нагрузок и реального выбора электрорадиоизделий. Так как перечень электрорадиоизделий – один из основных конструкторских документов при проектировании радиоэлектронных средств, то он является предметом мониторинга жизненного цикла радиоэлектронных средств, и разработанный метод дает возможность оценить оптимальность выбора электрорадиоизделий по критериям надежности и стоимости в условиях задач большой размерности.

Ил. 2. Библиогр.: 2 назв.

**UDC 621.37/39.029.3**

**Моніторинг процесу проектування РЕЗ при вирішенні задачі вибору оптимального переліку ЕРВ / А.О. Андруевич // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 151 – 155.**

Запропоновано алгоритм і розроблено метод візуалізації переліку електрорадіовиробів за допомогою розфарбовування таблиць, що відображають і співставляють варіанти оптимального, з точки зору багаторежимності, а так само – впливу навантажень і реального вибору електрорадіовиробів. Виходячи з того, що перелік електрорадіовиробів є одним з основних конструкторських документів при проектуванні радіоелектронних засобів, він є предметом моніторингу життєвого циклу радіоелектронних засобів, і розроблений метод дає можливість оцінити оптимальність вибору електрорадіовиробів за критеріями надійності і вартості в умовах завдань великої розмірності.

Іл. 2. Бібліогр.: 2 назви.

**UDC 621.37/39.029.3**

**Monitoring of radio-electronic means designing process at solving the problem of electric radio devices optimal list choice / A.A. Andrusevich // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P.151 – 155.**

The algorithm is offered and the method of visualization of the electric radio devices list by means of coloring of the tables displaying and comparing variants optimal, taking into account multiplicity of modes, as well as influences of loadings, and a real choice of electric radio devices is developed. As the list of electric radio devices is one of the main designer documents at designing of radio electronic means it is a subject of monitoring of life cycle of radio electronic means and the developed method gives the chance to estimate an optimality of a choice of electric radio devices on the reliability criterions and cost under conditions of the great dimensionality problems.

2 fig. Ref.: 2 items.

**УДК 535.4**

**Нормальное падение рентгеновских лучей на трехмерную решетку атомов / Е.А. Безуглый, А.В. Безуглый, О.М. Петченко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2012. – Вып. 168. – С. 156 – 159.**

Используется квантово-механический подход к описанию явления дифракции света на трехмерной решетке атомов. Исходя из модели движения электронов в одномерной цепочке атомов и представления о взаимодействии фотона с электроном вещества как упругом столкновении, получены соотношения для углов, под которыми должны наблюдаться дифракционные максимумы. Уравнения,

полученные в работе, совпадают в случае малых углов дифракции в одномерном случае с известными в научной литературе выражениями, определяющими положения дифракционных максимумов для одномерной решетки

Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

**УДК 535.4**

**Нормальне падіння рентгенівських променів на тривимірну ґратку атомів / Е.А. Безуглий, А.В. Безуглий, О.М. Петченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 156 – 159.**

Використано квантовомеханічний підхід до розгляду явища дифракції світла на тривимірній ґратці атомів. Грунтуючись на моделі руху електронів в одновимірному ланцюжку атомів та уявленні про взаємодію фотона з електроном речовини як пружне зіткнення, отримали рівняння для дискретних значень кутів, під якими повинні спостерігатися дифракційні максимуми. Отримані в роботі рівняння збігаються для малих кутів дифракції в одновимірному випадку з відомими виразами, що визначають положення максимумів дифракції для одновимірної ґратки.

Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

**UDC 535.4**

**Normal incidence of X-RAYS on the three-dimensional grating of atoms / E.A. Bezouglyi, A.V. Bezouglyi, O.M. Petchenco // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 156 – 159.**

The quantum mechanics model of the photons diffraction on the three-dimensional infinite grating of atoms is considered. Based on the model of the electron motion along the one-dimensional atom chain and the representation of interaction between the photon and electron as elastic collision is demonstrated that diffraction pattern is determined by the spectrum of momentums of electrons. The expression determining diffraction angles of scattered photons coinciding with known condition of maximum for one dimensional diffraction grating in the case of small diffraction angles is derived.

3 fig. Ref.: 5 items.

**УДК 519.7**

**Методи распределения каналов в системах мобильной связи / Д.А. Булавин, Д.С. Дурнев // Радіотехніка : Всеукр. межвід. науч.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 160 – 167.**

Рассмотрены существующие подходы к решению задач распределения каналов в системах мобильной связи на примере нейронных сетей Хопфилда, самоорганизующихся сетей и имитации отжига. ассмотрены основы генетических алгоритмов как основа для построения методологии применения относительно рассматриваемой задачи.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 4 назв

**УДК 519.7**

**Методи розподілення каналів у системах мобільного зв'язку / Д.А. Булавін, Д.С. Дурнев // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 160 – 167.**

Розглянуто існуючі підходи до вирішення задачі розподілення каналів у системах мобільного зв'язку на прикладі нейронних мереж Хопфілда, самоорганізуючих мереж та імітації отжигу. Також розглянуто основи генетичних алгоритмів як основа для побудови методології застосування щодо розглянутої задачі.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 4 назви.

**UDC 519.7**

**Distributed channels method in mobile communication systems / D.A. Bulavin, D.S. Durnev // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 160 – 167.**

The available approaches to the channel assignment problem solution in mobile communication systems exemplified by Hopfield neural networks, self-organized networks and simulated annealing are considered. The bases of genetic algorithms as the foundation for creation of the application methods in reference to the problem in hand are also considered.

1 tab. 4 fig. Ref.: 4 items

**УДК 621.391.7**

**Реализация эффективного генератора Голея в среде Matlab (Simulink) / А.Ю. Демченко, С.М. Куц // Радіотехніка : Всеукр. межвід. науч.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 168 – 171.**

Рассмотрен алгоритм формирования ортогональных комплементарных последовательностей Голея. Проведена реализация эффективного генератора Голея в среде Matlab и приведены примеры полученных выходных сигналов разной длины.

Ил. 6. Библиогр.: 5 назв.

#### УДК 621.391.7

**Реалізація ефективного генератора Голя у середовищі Matlab (Simulink) / О.Ю. Демченко, С.М. Куц // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 168 – 171.**

Розглянуто алгоритм формування ортогональних комплементарних послідовностей Голя. Проведено реалізацію ефективного генератора Голя в середовищі Matlab та приведені приклади отриманих вихідних сигналів різної довжини.

Іл. 6. Бібліогр.: 5 назв.

#### UDC 621.391.7

**Golay effective generator implementation in Matlab (Simulink) medium / O.U. Demchenko, S.M. Kush // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – № 168. – P. 168 – 171.**

The algorithm for orthogonal complementary Golay sequences formation is considered. The effective Golay's generator implementation of was carried out. The effective Golay's generator was realized in Matlab. The examples of the Golay's generators output signals of different lengths were given.

6 fig. Ref.: 5 items.

#### УДК 534.23

**Физические аспекты формирования сигнала при ветровом содарном зондировании атмосферного пограничного слоя / А.Ю. Панченко, Н. И. Слипченко, Лю Чан // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 172 – 176.**

На фізичному рівні обобщаються механізми формування інтенсивності і доплерівського зсуву частоти приймаемого сигналу при акустичному зондуванні атмосферного пограничного слоя. Указано перспективи розвитку технічних засобів і методів виділення інформації з приймаемых сигналів.

Іл. 4. Бібліогр.: 9 назв.

#### УДК 534.23

**Фізичні аспекти формування сигналу при вітровому содарному зондуванні атмосферного пограничного шару / О.Ю. Панченко, М. І. Слипченко, Лю Чан // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2012. – Вип. 168. – С. 172 – 176.**

На фізичному рівні підсумовується дія механізмів формування інтенсивності і доплерівського зсуву частоти сигналу, що приймається при акустичному зондуванні атмосферного пограничного шару. Вказано перспективи розвитку технічних засобів і методів виділення інформації з прийнятих сигналів.

Іл. 4. Бібліогр.: 9 назв.

#### UDC 534.23

**Physical aspects of signal formation at wind sodar sounding of the atmospheric boundary layer / A.Yu Panchenko, N.I. Slipchenko, Liu Chang // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2012. – N 168. – P. 172 – 176.**

Mechanism of formation of intensity and Doppler shift of the received signal frequency at acoustic sounding of the atmospheric boundary layer are generalized at the physical level. The prospects of technical means and methods for the information separation from the received signals are indicated.

4 fig. Ref.: 9 items.