

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ  
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ  
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

## **РАДИОТЕХНИКА**

**Всеукраинский межведомственный  
научно-технический сборник**

Основан в 1965 г.

**ВЫПУСК 188**

Харків  
Харківський національний  
університет радіоелектроніки  
2017

## УДК 621.3

*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**

Н.И. Слипченко, *д-р физ.-мат наук, проф. (главный редактор)*

Ю.Б. Гимпилевич, *д-р физ.-мат. наук, проф.*

И.Д. Горбенко, *д-р техн. наук, проф.*

Ю.Е. Гордиенко, *д-р физ.-мат. наук, проф.*

А.Н. Довбня, *чл.-кор. НАНУ, д-р физ.-мат. наук, проф.*

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

А.А. Коноваленко, *академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук*

В.М. Кузмичев, *д-р физ.-мат. наук, проф.*

Л.М. Литвиненко, *академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук*

А.И. Лучанинов, *д-р физ.-мат. наук, проф. (зам. главного редактора)*

И.М. Неклюдов, *академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук*

А.Г. Пашенко, *канд. физ.-мат. наук, доц. (ответственный секретарь)*

В.В. Поповский, *д-р техн. наук, проф.*

Э.Д. Прохоров, *д-р физ.-мат. наук, проф.*

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.*

Г.И. Хлопов, *д-р техн. наук*

Я.С. Шифрин, *д-р техн. наук, проф.*

### **Международная редакционная коллегия**

A.G. Karabanov, USA

S.E. Sandström, Sveden

N. Chichkov, Germany

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

*Технический секретарь Е.С. Полякова*

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол № 54 от 29.03.2017.

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

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

## СОДЕРЖАНИЕ

### ЭЛЕКТРОДИНАМИКА, АНТЕННЫ, МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА

<i>Н.П. Стогний, Н.К. Сахненко, А.М. Титаренко</i> Резонансные свойства «светлых» плазмонов конечной линейной цепочки нанопроводов из благородных металлов	5
<i>М. Е. Калиберда, С. А. Погарский</i> Операторный метод в задаче дифракции волны на двух графеновых полосках, расположенных в параллельных плоскостях	12
<i>А.И. Козарь</i> Резонансная решетка из магнитодиэлектрических резонансных наносфер	16
<i>Ю.В. Рассохина, В.Г. Крыжановский</i> Метод анализа неоднородностей в полосково-щелевых структурах. Ч. 2. Анализ комплексных неоднородностей в трехслойных планарных структурах	20
<i>Аль-Судани Хайдер Али</i> Распространение сигнала в обычном оптоволокне и фотонно-кристаллическом волокне оптического гироскопа	26

### РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ, ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

<i>В. В. Павликов, Н. В. Руженцев, А. Д. Собколов, Д. С. Сальников, А. И. Цона</i> Наземный радиометрический комплекс миллиметрового диапазона волн для задач метеорологии и телекоммуникаций	33
<i>Л.Я. Емельянов</i> Разработка принципов и аппаратуры формирования сигналов тестирования и контроля радара некогерентного рассеяния	41
<i>А.Ф. Величко, К.В. Нетребенко</i> Влияние вибрации контролируемого объекта на работу измерительной ретрансляционной системы	50
<i>А.А. Молчанов, В.И. Картунов</i> Оценка точности определения поступательной скорости видеокамеры по данным оптического потока	56
<i>А.А. Зарудный</i> Анализ эффективности однопроходового усилителя в излучателе резонансного лидара	65
<i>Н.О. Тулякова, А.Н. Трофимчук, А.Е. Стрижак</i> Адаптивные алгоритмы устранения электромиографического шума в сигнале электрокардиограммы	70
<i>О.Н. Величко, О.М. Дацок</i> Анализ динамики variability ритма сердца при длительном мониторинге	79

### ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СЕТИ И СИСТЕМЫ

<i>С.Г. Рассомахин</i> Математическая и физическая природа пропускной способности	86
<i>И.Д. Горбенко, А.А. Замула, Е.А. Семенко, В.Л. Морозов</i> Метод синтеза производных систем сигналов на основе криптографических дискретных последовательностей символов	107
<i>Н.Н. Горобец, А.А. Елизаренко</i> Особенности расчета энергетических характеристик каналов подвижной радиосвязи	116
<i>Н.В. Москалец</i> Сравнительный анализ методов оценки направления прихода сигналов	126
<i>А.В. Коляденко</i> Метод обеспечения электромагнитной совместимости при когнитивном распределении пространственно-временного ресурса в сетях мобильных связи	136
<b>РЕФЕРАТЫ</b>	141

# CONTENT

## ELECTRODYNAMICS, ANTENNAS, MICROWAVE DEVICES

<i>N. P. Stogniy, N.K. Sakhnenko, O.M. Titarenko</i> Resonance properties of “bright” plasmons of a finite linear chain of nano-wires made of noble metals	5
<i>M. E. Kaliberda, S. A. Pogarsky</i> Operator method in the problem of diffraction of waves on two graphene strips located in parallel planes	12
<i>A.I. Kozar</i> Resonant grating of magnetodielectric resonance nanospheres	16
<i>Yu.V. Rassokhina, V.G. Krizhanovski</i> The method of discontinuities analysis in microstrip-slotline structures. Part 2: Analysis of complex discontinuities in the three-layered planar structures	20
<i>Haider Ali Muse</i> Signal propagation in conventional optical fiber and photonic crystal fiber in optical gyroscope	26

## RADIO ELECTRONIC SYSTEMS, SIGNALS PROCESSING

<i>V.V. Pavlikov, N.V. Ruzhentsev, A. D. Sobkolov, D.S. Salnikov, A. I. Tsopa</i> Ground-based radiometric complex of millimeter wave band for meteorology and telecommunications applications	33
<i>L.Ya. Emelyanov</i> Development of principles and equipment for formation of signals for testing and monitoring the incoherent scatter radar	41
<i>A.F. Velichko, K.V. Netrobenko</i> The effect of vibration of the controlled object on the measuring relay system	50
<i>A.A. Molchanov, V.I. Kortunov</i> Estimation of accuracy of determining video camera translational velocity according to optical flow data	56
<i>O. A. Zarudny</i> Analysis of one-pass amplifier efficiency in the resonant lidar emitter	65
<i>N. O. Tulyakova, A. N. Trofimchuk, A. E. Strizhak</i> Adaptive algorithms for elimination of electromyographic noise in the signal of the electrocardiogram	70
<i>O.N. Velichko, J.M. Datsok</i> Analysis of dynamics of heart rate variability during continuous monitoring	79

## TELECOMMUNICATION NETWORKS AND SYSTEMS

<i>S.G. Rassomakhin</i> Mathematical and physical nature of channel capacity	86
<i>I.D. Gorbenko, A.A. Zamula, E.A. Semenko, V.L. Morozov</i> Method for synthesis of derivative signals systems based on cryptographic discrete sequences of symbols	107
<i>N.N. Gorobets, A. A. Yelizarenko</i> Features of calculating energy characteristics of mobile radio communication channels	116
<i>M.V. Moskalets</i> Comparative analysis of methods for estimation of signals arrival direction	126
<i>A.V. Kolyadenko</i> Method for electromagnetic compatibility support under cognitive distribution of the space-time resource in mobile communication networks	136
ABSTRACTS	141

*Н. П. СТОГНИЙ, канд. физ.-мат. наук, Н. К. САХНЕНКО, д-р физ.-мат. наук,  
А. М. ТИТАРЕНКО, канд. физ.-мат. наук*

## РЕЗОНАНСНЫЕ СВОЙСТВА «СВЕТЛЫХ» ПЛАЗМОНОВ КОНЕЧНОЙ ЛИНЕЙНОЙ ЦЕПОЧКИ НАНОПРОВОДОВ ИЗ БЛАГОРОДНЫХ МЕТАЛЛОВ

### Введение

Наноплазмоника – быстро развивающееся направление современной науки, изучающее оптические свойства металло-диэлектрических систем, в которых возможно возбуждение поверхностных или локализованных плазмонов [1, 2]. Благодаря плазмонам мы получаем электромагнитную волну оптического диапазона частот, но с наноразмерной длиной. Это является стимулом для использования плазмонных эффектов в наноразмерных устройствах [3]. Поэтому исследование распространения плазмонов в различных наноструктурированных средах представляет в настоящее время актуальную и важную практическую задачу.

Спектр поверхностных резонансов наночастиц и соотношения между их эффективностями поглощения и рассеяния зависит от выбора металла, а также от размера, формы и структуры частиц [4, 5]. В приложениях, до недавнего времени, использовались коллоидные смеси химических веществ с золотыми наночастицами сферической формы [6]. Но интенсивное развитие технологий синтеза наночастиц за последние несколько лет [7] предоставило для исследования широкий спектр всевозможных форм наночастиц и наноструктур, таких как наностержни [8], нанопровода [9, 10], наноболочки [11].

Кроме отдельных частиц, большой интерес представляет коллективное поведение взаимодействующих наночастиц с поверхностным резонансом [12]. Если наночастицы или нанонити расположены на таком расстоянии, что их поля взаимодействуют, то плазмонные резонансы можно рассматривать как результат гибридизации плазмонов уединенных частиц, а их частоты и амплитуды могут существенно варьироваться [13, 14]. Более того, если составляющие наноэлементы образуют некоторую упорядоченную структуру, например периодическую, то в дополнение к плазмонным резонансам возбуждаются еще и решеточные резонансы [15, 16], более высокодобротные, чем плазмонные.

Металлические наночастицы с плазмонным резонансом являются объектом интенсивного исследования в силу широчайших возможностей их применения. В настоящее время явление поверхностного плазмонного резонанса используется в различных сенсорах (датчиках) для исследования параметров сред [17, 18], в средствах беспроводной передачи информации [19 – 21], спайзерах [22, 23] и т.д.

В статье [24] были найдены гибридные плазмонные резонансы конечной линейной цепочки металлических нанопроводов из строгого решения задачи на собственные значения. В явном виде получены системы алгебраических уравнений для всех классов симметрий плазмонных мод. Детально изучены механизмы гибридизации поверхностных плазмонов, исследованы пространственные распределения их полей, спектральные характеристики и добротности. Показано, что продольные синфазные и поперечные противофазные плазмоны относятся к «ярким», а остальные найденные плазмоны являются «темными».

В данной работе рассмотрены резонансные свойства «светлых» локализованных плазмонов конечной линейной цепочки нанопроводов из благородных металлов, а именно – изучены возможности сильной концентрации поля на участках, много раз меньших длины волны. Также исследовано влияние окружающей среды на плазмонные резонансы в линейной цепочке, что важно для сенсорных приложений.

## Постановка задачи и ее решение

Рассматривается линейная цепочка из произвольного числа  $N$  близко расположенных нанопроводов из благородных металлов. Моделями проводов являются круговые цилиндры бесконечной протяженности радиуса  $a$ , расстояние между которыми  $d$  (рис. 1). Внешняя среда – недиспергирующий диэлектрик с проницаемостью  $\varepsilon_1$ , среда внутри каждого нанопровода описывается диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_2$ , взятой из [25].

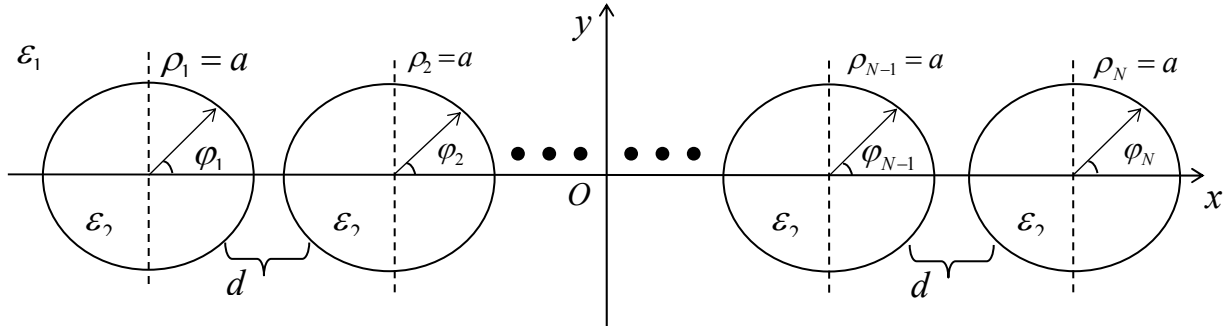


Рис. 1. Геометрия задачи

Введена глобальная полярная система координат  $(\rho, \varphi)$ , связанная с первым цилиндром, а также  $N$  локальных систем полярных координат  $(\rho_q, \varphi_q)$ ,  $q = 1 \dots N$ , связанных с каждым отдельным цилиндром. Также введена глобальная система прямоугольных декартовых координат  $(x, y)$ , центр которой совпадает с центром симметрии структуры (см. рис. 1). Рассматривается задача дифракции плоской волны на данной структуре. Для решения используются уравнения Гельмгольца, которые в каждой из областей решаем методом разделения переменных, представляя прошедшие и отраженные поля в виде:

$$H(\rho, \varphi) = \sum_{q=1}^N \sum_{s=-\infty}^{+\infty} \bar{A}_s^{(q)} H_s^{(2)}(n_1 k \rho_q) e^{is\varphi_q}, \text{ если } (\rho_q > a), \quad (1)$$

$$H(\rho_q, \varphi_q) = \sum_{s=-\infty}^{+\infty} A_s^{(q)} J_s(n_2 k \rho_q) e^{is\varphi_q}, \text{ если } (\rho_q < a). \quad (2)$$

Здесь  $H$  –  $z$  координата перпендикулярно поляризованного магнитного поля. Падающую плоскую волну в данном случае будем представлять в виде

$$H(\rho, \varphi) = \sum_{s=-\infty}^{\infty} (-i)^s J_s(n_1 k \rho) e^{is(\varphi - \alpha)}, \quad (3)$$

где  $\alpha$  – угол между направлением падения плоской волны и положительным направлением оси  $Ox$ . Применяя теорему сложения для функций Бесселя [26] и граничные условия на каждой границе раздела, получим систему алгебраических уравнений. Подробное решение данной задачи представлено в работах [15, 24].

### Обсуждение результатов

#### Влияние окружающей среды на плазмонные резонансы в линейной цепочке связанных нанопроводов

В данном подпункте рассмотрены конечные цепочки серебряных и золотых нанопроводов, погруженные в среду с показателем преломления  $n_1$ . Исследована чувствительность плазмонных резонансов к изменению свойств окружающей среды. Радиус каждой нанонити  $a = 25$  нм, расстояние между ними  $d$ .

На рис. 2 представлено поперечное сечение рассеяния (ПСР) пары связанных золотых проводов, погруженных в среду с показателем преломления  $n_1 = 1,2$  и  $n_1 = 1,3$ . Направления падения плоской волны и ориентация возбуждаемых дипольных плазмонов показаны на вставках. Смещение резонансной длины волны  $\lambda$  для поперечного противофазного плазмона

превосходит соответствующую величину для продольного синфазного плазмона и достигает максимума, когда расстояние между проводами примерно равняется длине волны. В этом случае изменение показателя преломления на величину 0,1 от значения 1,2 до значения 1,3 смещает резонансную длину волны продольного синфазного плазмона на 4 нм (с  $\lambda = 525$  нм до  $\lambda = 529$  нм), а поперечного противофазного плазмона – на 5 нм (с  $\lambda = 528$  нм до  $\lambda = 533$  нм). Смещение резонансной длины волны плазмонов для связанных нанопроводов сравнивалось с резонансной длиной волны плазмона изолированного провода.

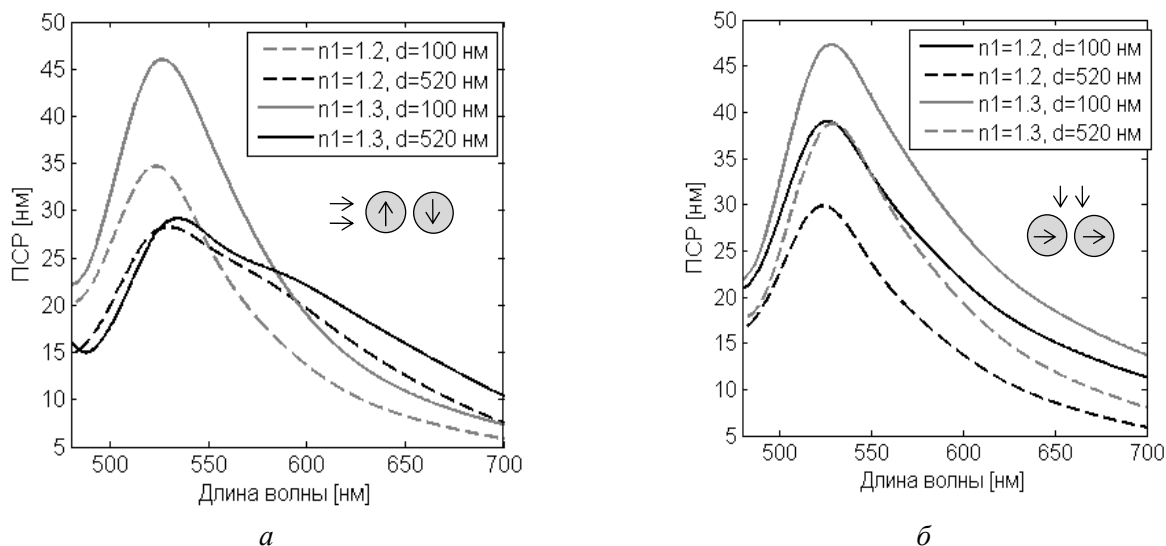


Рис. 2. ПСП пары связанных золотых нанопроводов для разных значений показателя преломления внешней среды ( $a = 25$  нм,  $d = 100$  нм или  $d = 520$  нм)

На рис. 3 аналогичные результаты приведены для пары серебряных нанопроводов. Максимальный сдвиг плазмонного резонанса происходит, когда нанопровода расположены на расстоянии длины волны  $\approx 350$  нм. В этом случае изменение показателя преломления на величину 0,1 от значения 1,2 до значения 1,3 смещает резонансную длину волны продольного синфазного плазмона на 6 нм (с  $\lambda = 357$  нм до  $\lambda = 363$  нм), а поперечного противофазного плазмона – на 8 нм (с  $\lambda = 352$  нм до  $\lambda = 360$  нм). Очевидно, что наибольшей чувствительностью к изменению свойств внешней среды обладает поперечный противофазный плазмон пары серебряных нанопроводов. Чувствительность этого плазмона к изменению свойств внешней среды увеличивается с ростом числа проводов в цепочке.

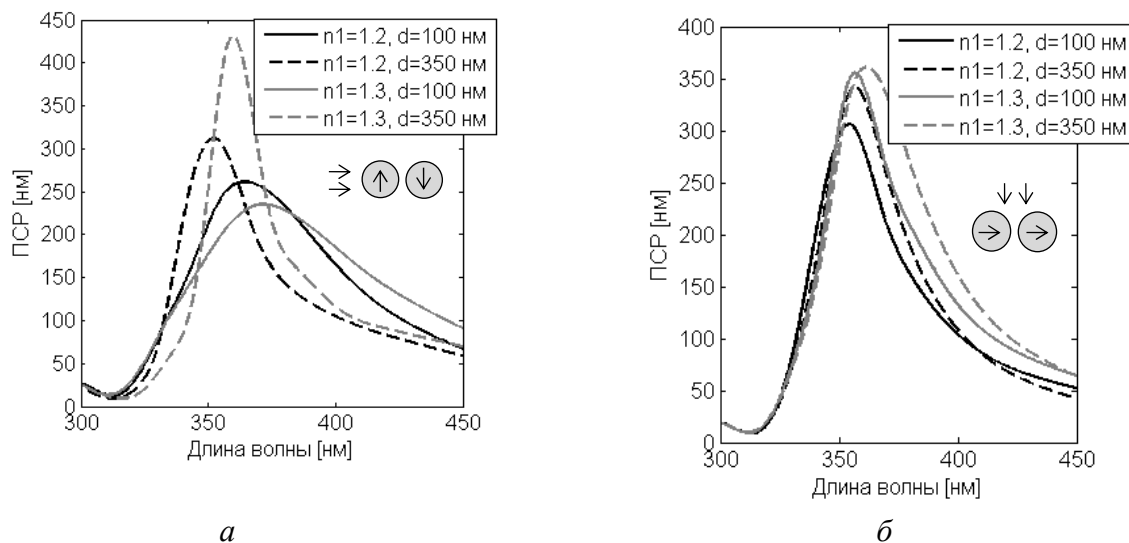


Рис. 3. ПСП пары связанных серебряных нанопроводов для разных значений показателя преломления внешней среды ( $a = 25$  нм,  $d = 100$  нм или  $d = 350$  нм)

На рис. 4 представлены ПСР линейной цепочки связанных серебряных проводов. При изменении показателя преломления внешнего пространства на величину 0,1 отмечается разность смещения длины волны продольного синфазного плазмона на 7 нм в цепочке из четырех проводов и на 9 нм – в цепочке из шести проводов, в то время как поперечный противофазный плазмон смещается на 9 нм в цепочке из четырех проводов и на 11 нм – в цепочке из шести проводов.

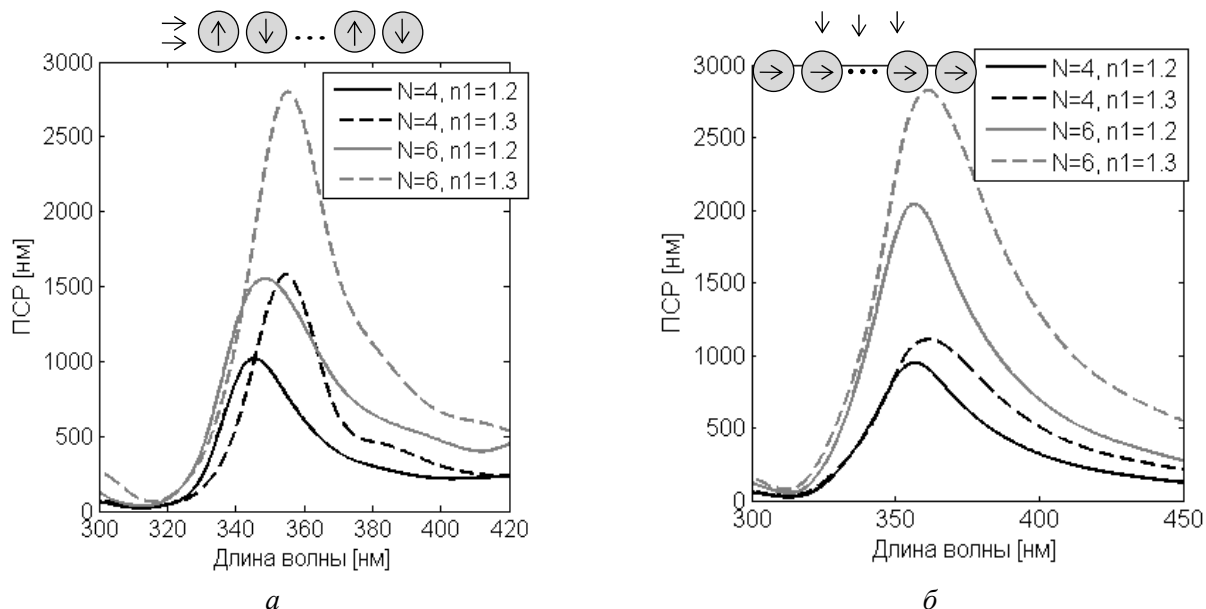


Рис. 4. ПСР линейной цепочки связанных серебряных проводов для разных значений показателя преломления внешней среды ( $a = 25$  нм,  $d = 350$  нм)

#### Участки сильной концентрации поля линейной цепочки серебряных нанопроводов

В зазоре между парой и более нанопроводов на плазмонных резонансах можно достичь сильной концентрации ближнего поля в десятки раз выше, чем вблизи уединенного провода (см. рис. 5, *a*). В данном подпункте рассматривается зависимость интенсивности магнитного поля конечной линейной цепочки серебряных проводов от расстояния между ними. Радиус каждого провода  $a = 25$  нм, показатель преломления внешнего пространства –  $n_1 = 1$ .

Для исследования рассматривались такие значения расстояний между проводами:  $d = 5$  нм,  $d = 12,5$  нм,  $d = 25$  нм и  $d = 40$  нм. Направления падения плоской волны показаны на вставках. Рассматривались длины волн, соответствующие плазмонным резонансам.

На рис. 5 представлено распределение модуля  $z$  – координаты ближнего поля, нормированного амплитудой падающей волны, уединенного провода и пары связанных серебряных проводов, погруженных в среду с показателем преломления  $n_1 = 1$ .

С уменьшением расстояния между проводами увеличивается интенсивность и степень концентрации поля в зазоре. На расстоянии  $d = 40$  нм наблюдается увеличение концентрации поля в 23 раза, а на расстоянии  $d = 5$  нм – в 67 раз по сравнению со случаем уединенного провода.

На рис. 6 аналогичные результаты приведены для пары серебряных нанопроводов при падении плоской волны перпендикулярно оси  $Ox$ . В этом случае также наблюдается увеличение концентрации поля при уменьшении расстояния между проводами, но такие поля менее локализованы.



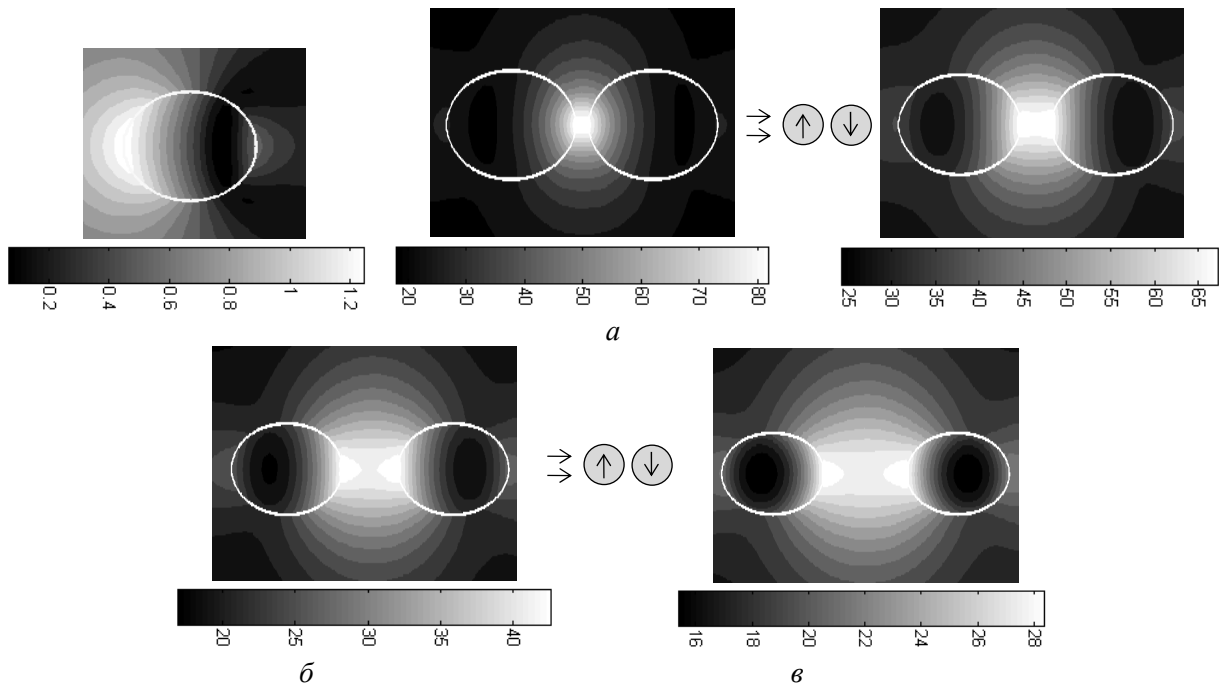


Рис. 5. Распределение модуля  $z$ -координаты магнитного поля, нормированного амплитудой падающей волны:  $a$  – уединенного провода ( $\lambda = 344$  нм),  $б - д$  – пары связанных серебряных проводов ( $б - d = 5$  нм,  $\lambda = 341$  нм;  $в - d = 12,5$  нм;  $\lambda = 367,5$  нм;  $г - d = 25$  нм;  $\lambda = 358$  нм;  $д - d = 40$  нм,  $\lambda = 354,5$  нм) для разного расстояния между ними ( $n_1 = 1$ )

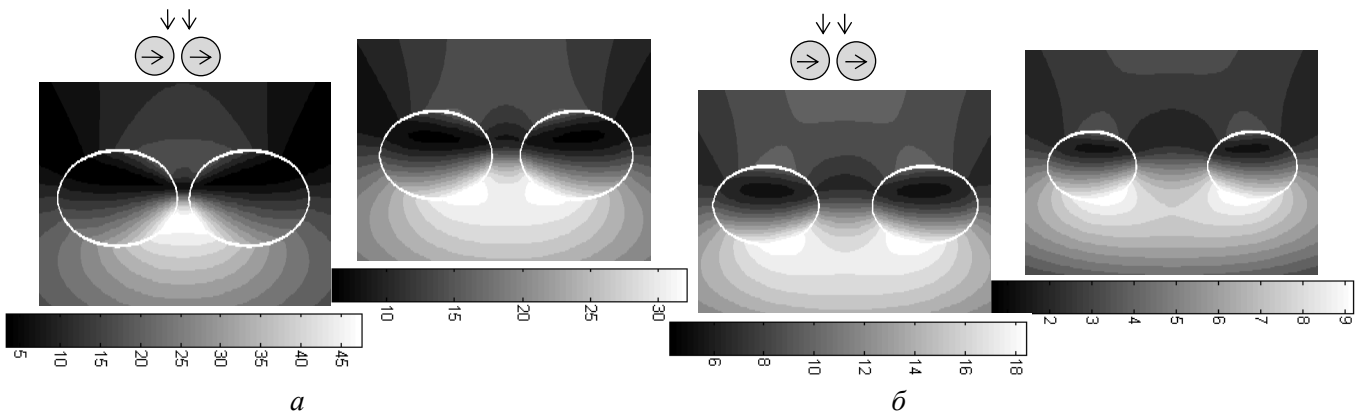


Рис. 6. Распределение модуля  $z$ -координаты магнитного поля, нормированного амплитудой падающей волны, пары серебряных проводов ( $n_1 = 1$ ) для разного расстояния между ними:  $a - d = 5$  нм,  $\lambda = 341$  нм;  $б - d = 12,5$  нм,  $\lambda = 367$  нм;  $в - d = 25$  нм,  $\lambda = 357$  нм;  $г - d = 40$  нм,  $\lambda = 353$  нм

На рис. 7 представлено распределение модуля  $z$ -координаты нормированного магнитного поля цепочки связанных серебряных проводов, расстояние между которыми равняется 5 нм. Видим, что с возрастанием количества проводов в цепочке происходит дальнейшее увеличение концентрации поля, причем положение участка сильной концентрации зависит от числа проводов в цепочке.

На рис. 8,  $a, б$  приведены распределения дифрагированных нормированных полей в дальней зоне для двух различных расстояний между серебряными проводами:  $d = 100$  нм и  $d = 350$  нм, радиус проводов  $a = 25$  нм. Частота падающего поля совпадает с соответствующим плазмонным резонансом. Направление падения плоской волны показано на вставке. При увеличении числа проводов в цепочке наблюдается концентрация поля в узкий волновой пучок, при этом с уменьшением расстояния уменьшаются боковые и задний лепестки.

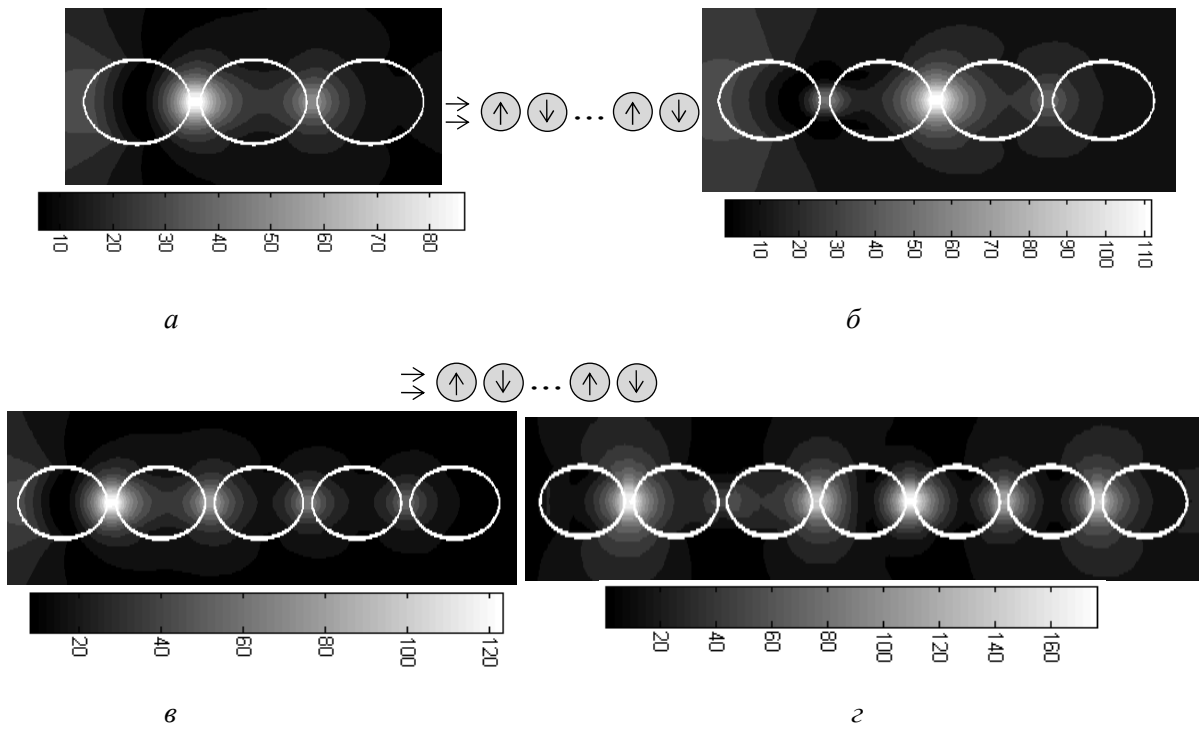


Рис. 7. Распределение модуля  $z$ -координаты магнитного поля цепочки серебряных нитей ( $n_1 = 1$ ) для расстояния между ними  $d = 5$  нм:  $a - N = 3, \lambda = 340,5$  нм;  $б - N = 4, \lambda = 340,2$  нм;  $в - N = 5, \lambda = 340$  нм;  $г - N = 7, \lambda = 339$  нм

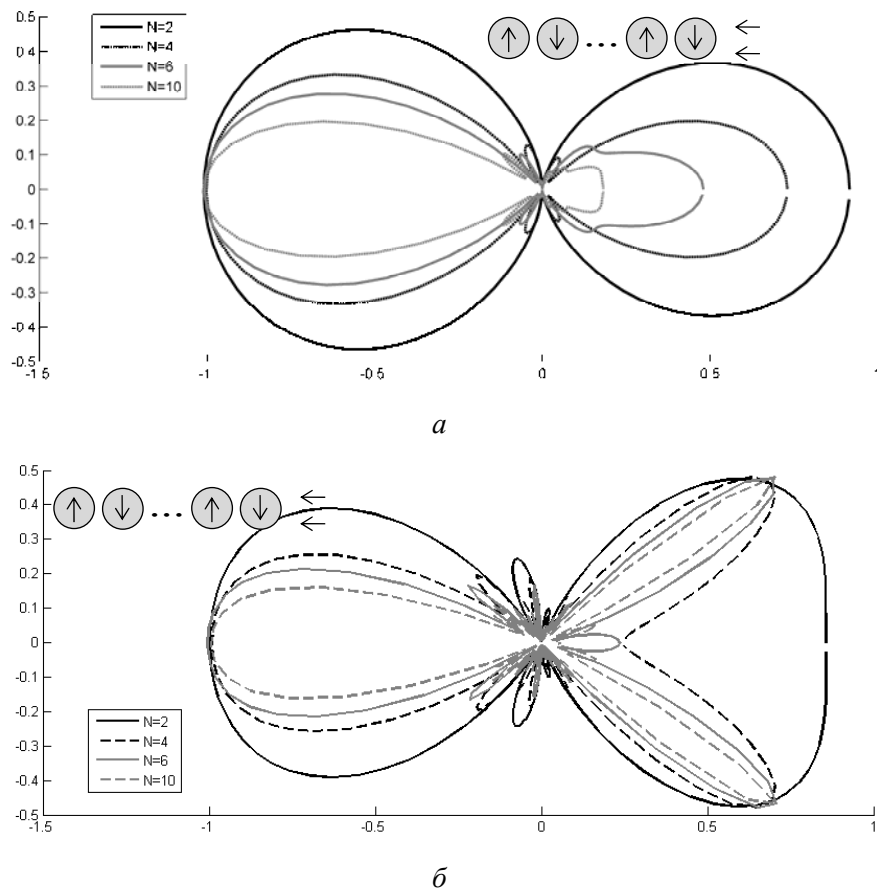


Рис. 8. Поле в дальней зоне цепочки связанных серебряных проводов ( $n_1 = 1$ ):  $a - a = 25$  нм,  $d = 100$  нм,  $б - a = 25$  нм,  $d = 350$  нм

## Выводы

Показано, что в зазоре между серебряными нанопроводами образуются участки сильной концентрации поля. Размеры этих участков много меньше длины волны, а увеличение интенсивности наблюдается с уменьшением расстояния между проводами. С возрастанием количества проводов в цепочке происходит дальнейшее увеличение концентрации поля, а положение участка концентрации зависит от числа проводов в цепочке.

Установлено, что в линейной цепочке серебряных нанопроводов поперечные противозвонные плазмоны обладают наилучшей чувствительностью к изменению свойств внешней среды, причем эта чувствительность увеличивается с увеличением числа проводов в цепочке.

**Список литературы:** 1. Zou C., Withayachumnankul W., Shadrivov I.V., Kivshar Y.S. and Fumeaux C. Directional excitation of surface plasmons by dielectric resonators // *Phys. Rev. B.* – 2015. – Vol. 91. – Pp. 085433. 2. Constant, T. J., Hornett, S. M., Chang, D. E. and Hendry, E. All-optical generation of surface plasmons in graphene // *Nature Physics.* – 2016. – Vol. 12. – Pp. 124–127. 3. Chuang, M.-K. and Chen, F.-C. Synergistic plasmonic effects of metal nanoparticle-decorated PEGylated graphene oxides in polymer solar cells // *ACS Appl. Mater. Interfaces.* – 2015. – Vol. 7, N. 13. – Pp. 7397–7405. 4. Lee, K.S. Dependence of the enhanced optical scattering efficiency relative to that of absorption for gold metal nanorods on aspect ratio, size, end-cap shape, and medium refractive index // *Journal of Physical Chemistry B.* – 2005. – Vol. 109, N. 43. – Pp. 20331–20338. 5. Noguez, C. Surface plasmons on metal nanoparticles: the influence of shape and physical environment // *Journal Physical Chemistry C.* – 2007. – Vol. 111. – Pp. 3806–3819. 6. Дыкман, Л.А. Наночастицы золота: получение, функционализация, использование в биохимии и иммунохимии // *Успехи химии.* – 2007. – Т. 76, № 2. – С. 199–213. 7. Xia Y, Halas N.J. and Editors G. Shape-controlled synthesis and surface plasmonic properties of metallic nanostructures // *MRS Bulletin.* – 2005. – Vol. 30. – Pp. 338–348. 8. Perez-Juste J., Pastoriza-Santos I., Liz-Marzan L. M. and Mulvaney P. Gold nanorods: synthesis, characterization and applications // *Coordination Chemistry Reviews.* – 2005. – Vol. 249. – Pp. 1870–1901. 9. Durach, M., Rusina, A. and Stockman, M.I. Giant surface-plasmon-induced drag effect in metal nanowires // *Physical Review Letters.* – 2009. – Vol. 103. – Pp. 186801. 10. Li, Q., Wang, S., Chen, Y., Yan, M., Tong, L. and Qiu, M. Experimental demonstration of plasmon propagation, coupling, and splitting in silver nanowire at 1550-nm wavelength // *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics.* – 2011. – Vol. 17, N. 4. – Pp. 1107–1111. 11. Hirsch, L.R., Gobin, A.M., Lowery, A.R., Tam, F., Drezek, R., Halas, N.J. and West, J.L. Metal nanoshells // *Annals Biomedical Engineering.* – 2006. – Vol. 34. – Pp. 15–22. 12. Wei, A. In nanoparticles: building blocks for nanotechnology // New York: Kluwer/Plenum Publishing. – 2004. – Ch. 5. – Pp. 173–200. 13. Luk'yanchuk, B., Zheludev, N. I., Maier, S. A., Halas, N. J., Nordlander, P., Giessen, H. and Chong, C. T. The Fano resonance plasmonic nanostructures and metamaterials // *Nature Materials.* – 2010. – Vol. 9. – Pp. 707–715. 14. Behere, P., Ram, A. S. K., Muthukumar, V. S. and Venkataramaniah, K. FDTD studies of EM field enhancement in silver nanocylinders arranged in triangular geometry // *International Journal of Physical Sciences.* – 2009. – Vol. 4, N. 4. – Pp. 250–252. 15. Natarov, D. M., Byelobrov, V. O., Sauleau, R., Benson, T. M. and Nosich, A. I. Periodicity-induced effects in the scattering and absorption of light by infinite and finite gratings of circular silver nanowires // *Optics Express.* – 2011. – Vol. 19, N. 22. – Pp. 22176–22190. 16. Byelobrov, V. O., Benson, T. M. and Nosich, A. I. Binary grating of sub-wavelength silver and quantum wires as a photonic-plasmonic lasing platform with nanoscale elements // *IEEE Journal Selected Topics in Quantum Electronics.* – 2012. – Vol. 18, N. 6. – Pp. 1839–1846. 17. Егоров, А.А. Систематика, принципы работы и области применения датчиков // *Электронный журнал: журнал радиоэлектроники.* – 2009. – Вып. 3. – С. 8.544. 18. Francois, A. and Himmelhaus, M. Optical biosensor based on whispering gallery mode excitations in cluster of microparticles // *Applied Physics Letters.* – 2008. – Vol. 92, N.14. – Pp. 141107. 19. Maier, S. A. and Atwater, H. A. // Plasmonics: localization and guiding of electromagnetic energy in metal/dielectric structures // *Journal of Applied Physics.* – 2005. – Vol. 98. – Pp. 011101–011110. 20. Климов В.В. Наноплазмоника. – М. : Физматлит, 2009. – С. 480. 21. Alu A. and Engketa N. Hertzian plasmonic nanodimer as an efficient optical nanoantenna // *Physical Review B.* – 2008. – Vol. 78, N. 6. – Pp. 195111. 22. Stockman, M. I. Ultrafast nanoplasmonics under coherent control // *New Journal of Physics.* – 2008. – Vol. 10. – Pp. 025031–1–20. 23. Stockman, M. I. Spaser as nanoscale generator and ultrafast amplifier // *Journal of Optics.* – 2010. – Vol. 12. – Pp. 024004–1–13. 24. Stognii, N.P. and Sakhnenko, N.K. Plasmon resonances and their quality factors in a finite linear chain of coupled metal wires // *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics.* – 2013. – Vol. 19, N. 3. – Pp. 4602207. 25. Johnson, P.B. and Christy, R.W. Optical constants of noble metals // *Physical Review B.* – 1972. – Vol. 6, N. 12. – Pp. 4370 – 4379. 26. Градштейн, И. С., Рыжик, И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. – М. : Физматгиз, 1963. – С. 1100.

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 21.12.2016

## ОПЕРАТОРНЫЙ МЕТОД В ЗАДАЧЕ ДИФРАКЦИИ ВОЛНЫ НА ДВУХ ГРАФЕНОВЫХ ПОЛОСКАХ, РАСПОЛОЖЕННЫХ В ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ПЛОСКОСТЯХ

### Введение

Графеновые решетки в терагерцовом диапазоне длин волн привлекают внимание исследователей ввиду того, что они являются относительно легко создаваемыми элементами плазмонных волноводов, антенн и сенсоров [1 – 8]. При помощи статического электрического поля удастся управлять химическим потенциалом одиночных лент и, следовательно, менять характеристики всей решетки в целом.

Графеновые ленты могут рассматриваться как импедансные поверхности. Для определения проводимости лент может быть использована формула Кубо [9].

В работе для исследования решетки, состоящей из двух графеновых лент, лежащих в параллельных плоскостях, предлагается операторный метод [10 – 12]. При его применении необходимо знать операторы отражения и прохождения одиночной ленты. Они найдены методом гиперсингулярных интегральных уравнений [5, 6]. В дальнейшем предполагается развитие метода на конечную и полубесконечную систему графеновых лент, а также на периодическую бесконечную систему со сбоем периодичности [13].

### Постановка задачи

Расположим первую графеновую ленту в плоскости  $z = 0$ , а вторую – в плоскости  $z = -h$ . Смещение лент друг относительно друга вдоль оси  $Oy$  обозначим как  $\Delta$ ,  $l$  – расстояние между лентами. Предполагается, что ленты имеют одинаковую ширину  $2d$ . Геометрия структуры представлена на рис. 1.

Предполагаем, что на решетку падает плоская  $H$ - поляризованная электромагнитная волна из области  $z > 0$  под углом  $\varphi_0$  к оси  $Oy$

$$H_x^i(y, z) = q(\cos \varphi_0) \exp(ik(y \cos \varphi_0 - z \sin \varphi_0)),$$

где  $\varphi_0$  – угол падения, отсчитываемый от отрицательного направления оси  $Oy$ .

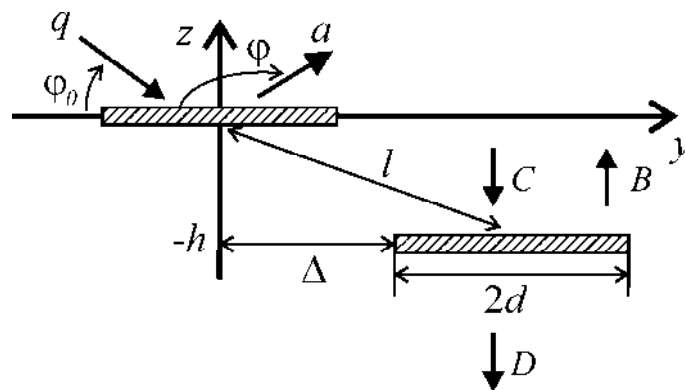


Рис. 1

Тогда спектральные функции отраженного  $a(\xi)$  и прошедшего  $d(\xi)$  поля, а также поля между лентами  $C(\xi)$ ,  $B(\xi)$  могут быть найдены из операторных уравнений [10]

$$a = rq + tes^-B, \quad (1)$$

$$C = tq + res^-B, \quad (2)$$

$$B = res^+C, \quad (3)$$

$$D = tes^+C, \quad (4)$$

где  $r$  и  $t$  – операторы отражения и прохождения одиночной графеновой ленты. Оператор  $e$  определяет изменение амплитуды поля при смещении системы координат вдоль оси  $Oz$  на величину  $h$  в направлении распространения поля, а операторы  $s^\pm$  определяют изменение амплитуды поля при смещении системы координат на величину  $\Delta$  в положительном или отрицательном направлении оси  $Oy$ .

### Характеристики рассеяния

Введем коэффициенты отражения и прохождения как отношение усредненного потока энергии волны, рассеянной или прошедшей сквозь решетку к усредненному по времени потоку энергии плоской волны, падающей на решетку. Для падающей волны единичной амплитуды,  $q(\xi) \equiv 1$ , коэффициенты имеют вид

$$|r|^2 = \frac{\pi\zeta}{2kd \sin \varphi_0} \int_{-1}^1 |a(\xi)|^2 \sqrt{1-\xi^2} d\xi,$$

$$|t|^2 = 1 + \frac{\pi\zeta}{2kd \sin \varphi_0} \int_{-1}^1 |D_1(\xi)|^2 \sqrt{1-\xi^2} d\xi + \frac{\pi\zeta}{kd} \operatorname{Re}(D_1(-\cos \varphi_0)),$$

где  $D_1(\xi)$  – спектральная функция прошедшего поля без учета падающей волны,

$$D(\xi) = D_1(\xi) + \delta(\xi - \cos \varphi_0),$$

$\zeta = 2d/l$  – относительная ширина ленты. Закон сохранения энергии имеет вид

$$|r|^2 + |t|^2 + |A|^2 = 1,$$

где  $A$  – коэффициент поглощения графеновых лент.

Полное сечение рассеяния может быть вычислено по формуле

$$TSCS = \frac{2\pi}{k} \left( \int_{-1}^1 |a(\xi)|^2 \sqrt{1-\xi^2} d\xi + \int_{-1}^1 |D_1(\xi)|^2 \sqrt{1-\xi^2} d\xi \right).$$

### Численные результаты

Прежде всего, необходимо провести верификацию результатов. Для этого сравним результаты, полученные методом гиперсингулярных интегральных уравнений [5, 6] с результатами, полученными предложенным методом для двух лент, лежащих в одной плоскости, т.е. при  $h = 0$ . При дискретизации (1) – (4) бесконечный отрезок интегрирования заменялся конечным  $[-a; a]$ . Обозначим  $N$  – количество узлов в квадратурной формуле при дискретизации (1) – (4). На рис. 2, 3 представлены зависимости полного сечения рассеяния  $TSCS$  и коэффициента поглощения  $A$  при различных значениях  $a$  и  $N$  от частоты  $f$ . Маркерами обозначены результаты, полученные методом гиперсингулярных интегральных уравнений (обозначение – ГСИУ). Наблюдается совпадение результатов с графической точностью при  $ka = 20$  и  $N = 61$  вплоть до частоты в 5.5 ТГц, что позволяет судить о верности

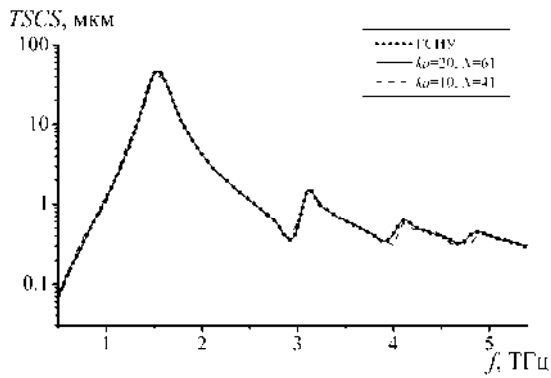


Рис. 2

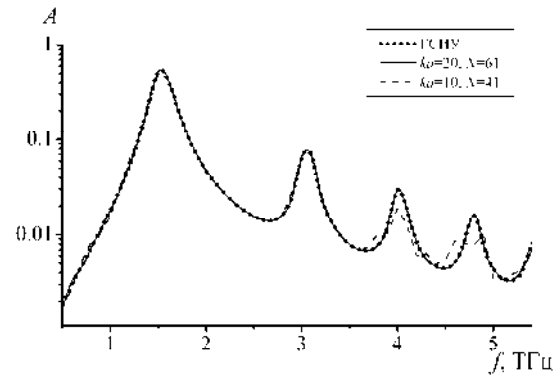


Рис. 3

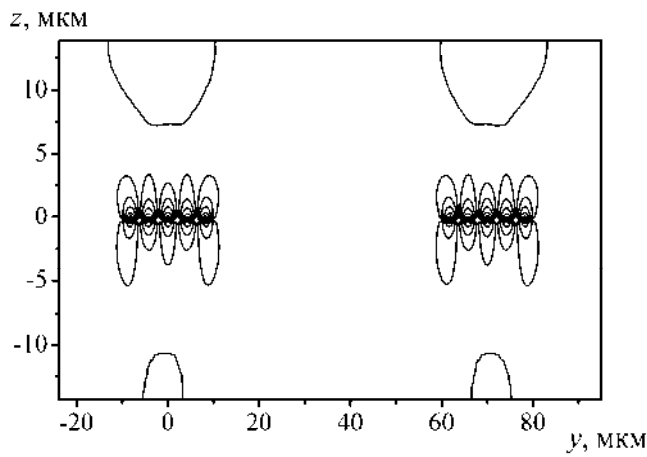


Рис. 4

построенной модели. Параметры структуры:  $d = 10$  мкм,  $\Delta = l = 70$  мкм,  $h = 0$ , время релаксации  $\tau = 10$  пс, химический потенциал  $\mu = 0.13$  эВ, температура  $T = 300$  К. Наблюдается рост TSCS вблизи частот  $f \approx 1.54, 3.07, 4.04, 4.82$  ТГц, которые соответствуют первым четырем резонансам поверхностных плазмонов для одиночной графеновой ленты. Наблюдается рост поглощения энергии падающего поля лентами вблизи частот плазмонных резонансов. Распределение модуля полного поля в ближней зоне возле лент представлено на рис. 4 для резонансной частоты  $f = 4.04$  ТГц.

На рис. 5, 6 представлены зависимости полного сечения рассеяния TSCS и коэффициента поглощения  $A$  от частоты  $f$  для решетки, у которой ленты смещены вдоль оси  $Oz$ ,  $\Delta = h = 45.5$  мкм. Остальные параметры выбраны такими же, как и для рис. 2. Для сравнения также приведены зависимости при  $h = 0$ ,  $\Delta = l = 70$  мкм (пунктирная кривая). В случае, когда присутствует смещение у лент в вертикальной плоскости, значение TSCS на частоте первого плазмонного резонанса становится несколько меньше, на частоте второго резонанса – несколько больше. Поглощение же вблизи первого резонанса примерно на 15 % больше у такой решетки.

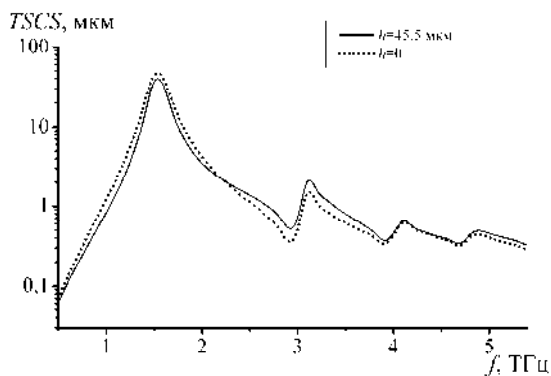


Рис. 5

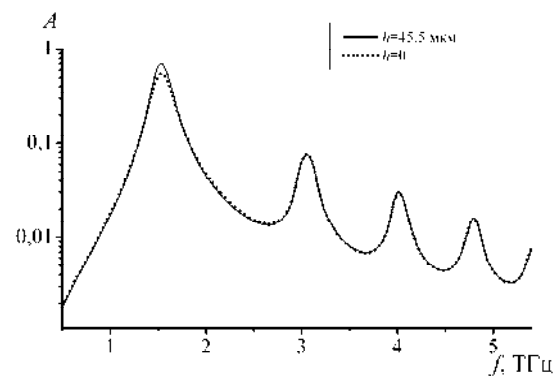


Рис. 6

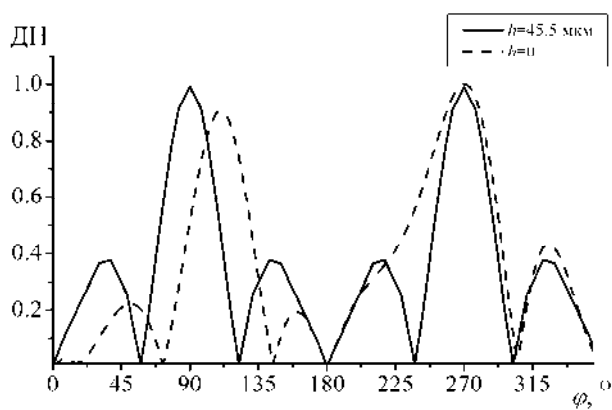


Рис. 7

На рис. 7 представлены нормированные диаграммы направленности отраженного ( $\varphi \in (0; 180^\circ)$ ) и прошедшего ( $\varphi \in (180^\circ; 360^\circ)$ ) поля для решетки с  $h = 0$  (пунктирная кривая) и  $h = 45.5$  мкм,  $\Delta = l = 70$  мкм (сплошная кривая) для  $f = 4.04$  ТГц. Остальные параметры выбраны такими же, как и для предыдущих случаев. Наблюдается смещение главного лепестка относительно нормали. Возможность управления углом наклона главного лепестка известна для так называемых решеток

типа жалюзи, у которых ленты лежат в параллельных плоскостях [12, 14]. Таким образом, происходит перенаправление энергии падающей волны в сторону от облучателя.

### Выводы

В работе с использованием операторного метода исследованы электродинамические характеристики двух графеновых полосок, лежащих в параллельных плоскостях, в терагерцовом диапазоне длин волн. Проведено сравнение с результатами, полученными методом гиперсингулярных интегральных уравнений для случая, когда ленты лежат в одной плоскости. Совпадение результатов позволяет сделать вывод об их достоверности. Формализм процедуры записи операторных уравнений позволит в будущем рассмотреть конечную и полубесконечную графеновую решетку. Указано на возможность перенаправлять энергию падающей волны в сторону от облучателя при смещении лент в параллельных плоскостях, что вместе со свойством графеновых лент частично поглощать энергию падающей волны может сделать такие многоленточные решетки эффективными в стелс-технологиях.

**Список литературы** 1. Jablan, M., Buljan, H., Soljacic, M. Plasmonics in graphene at infrared frequencies // Phys. Rev. B. – 2009. – Vol. 80. – P.245435. 2. Bludov, Y. V., Vasilevskiy, M. I., Peres, N. M. R. Mechanism for graphene-based optoelectronic switches by tuning surface plasmon-polaritons in monolayer graphene // European Phys. Lett. – 2010. – Vol. 92. – P.68001. 3. Fallahi, A., Perruisseau-Carrier, J. Design of tunable biperiodic graphene metasurfaces // Phys. Rev. B. – 2012. – Vol. 86. – P.195408-(9). 4. Jornet, J. M., Akyildiz, I. F. Graphene-based Plasmonic Nano-Antenna for Terahertz Band Communication in Nanonetworks // IEEE Journal on Selected Areas in Communications/Supplement. – 2013. – Vol.31. – No.12. – P.685-694. 5. Shapoval, O. V., Gomez-Diaz, J. S., Perruisseau-Carrier, J., Mosig, J. R., Nosich, A. I. Integral Equation Analysis of Plane Wave Scattering by Coplanar Graphene-Strip Gratings in the THz Range // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2013. – Vol. 3. No.5. – P.666-674. 6. Balaban, M. V., Shapoval, O. V., Nosich, A. I. THz wave scattering by a graphene strip and a disk in the free space: integral equation analysis and surface plasmon resonances // Journal of Optics. – 2013. – Vol. 15. – P.1-9. 7. Голованов, О. А., Макеева, Г. С., Вареница, В. В. Электродинамический расчет коэффициентов прохождения тем-волны через многослойные периодические структуры графен-диэлектрик в терагерцовом диапазоне // Изв. вузов. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2014. – Т.32. № 4. – С. 108-122. 8. Макеева, Г. С., Голованов, О. А. Электродинамический расчет комплексного коэффициента распространения электромагнитной волны в волноведущей структуре «углеродная нанотрубка – графен» в терагерцовом и инфракрасном диапазонах // Изв. вузов. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2015. – Т.33. № 1. – С. 140-155. 9. Hanson, G. W. Dyadic Green's functions for an anisotropic, non-local model of biased graphene // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2008. – Vol. 56. – No. 3. P. – 747-757. 10. Литвиненко, Л. Н., Просвирнин, С.Л. Спектральные операторы рассеяния в задачах дифракции волн на плоских экранах. – Киев : Наук. думка, 1984. 240 с. 11. Kaliberda, M. E., Lytvynenko, L. N., Pogarsky, S. A. Diffraction of H-polarized electromagnetic waves by a multi-element planar semi-infinite grating // Telecommunications and Radio Engineering. – 2015. – Vol. 74. No. 9. – P. 753-767. 12. Lytvynenko, L. M., Kaliberda, M. E., Pogarsky, S. A. Wave diffraction by semi-infinite venetian blind type grating // IEEE Trans. Antennas Propag. – 2013. – Vol. 61. No. 12. – P. 6120-6127. 13. Kaliberda, M. E., Lytvynenko, L. M., Pogarsky, S. A. Singular Integral Equations in Diffraction Problem by an Infinite Periodic Strip Grating with One Strip Removed // J. Electromagn. Waves Appl. 2016 (online). DOI: 10.1080/09205071.2016.1254071. 14. Шестопалов, В. П., Литвиненко, Л. Н., Масалов С. А., Сологуб, В. Г. Дифракция волн на решетках. – Харьков : ХГУ, 1973. 287 с.

Харьковский национальный университет имени В.Н. Каразина

Поступила в редколлегию 25.01.2017

## RESONANT GRATING OF MAGNETODIELECTRIC RESONANCE NANOSPHERES

### Introduction

The advancement of nanotechnologies is related with the use of metamaterials whose structure discreteness and associated resonance phenomena are of primary importance. Interaction between electromagnetic radiation and metacrystals at the resonance domain is complicated and insufficiently studied. Methods for electromagnetic simulation of the phenomena in crystal lattices metacrystals are developed in order to help studying them.

The investigations of electromagnetic waves scattering on a plane grating wherein both the structural electromagnetic interaction between grating scattering elements and scattering elements on their own have resonant properties, are of significant interest in practice.

The work is aimed to solve in the interconsistent statement the problem of electromagnetic waves scattering on a plane grating of identical small inhomogeneous isotropic resonant magnetodielectric spheres. In the given problem, a length of the scattered wave can be commensurable with constants of the grating, what enables one to take into account the influence of grating structural resonances of the electromagnetic interaction between spheres on internal resonances of spheres and their fine structure.

The solution is obtained on the basis of the second type Fredholm integral electromagnetics equations [1].

We shall use the results of solution of problems considered in [2, 3, 4].

### Statement and solution of the problem

Consider a plane grating of nodes that is generated in Cartesian co-ordinates by the coordinate representation in the view [3]

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

where values  $d, h$  are defined by the conditions  $x=0, x=d; y=0, y=h$ , whereas  $x_{s=0}, y_{t=0}, z_{p=0}$  are the coordinates of a node giving birth to the grating and located within a domain (Fig. 1):

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

Co-ordinates  $x_s, y_t$  determine positions of nodes outside domain (2) and are functions of co-ordinates  $x_{s=0}, y_{t=0}$ . It is possible to introduce the time dependence in the coordinate representation, when considering coordinates  $x_{s=0}, y_{t=0}$  as some functions of time. Each node confronts with numbers  $c = (s, t)$ . We shall designate a singled-out grating node as  $c' = (s', t')$ , whereas a node within domain (2) as  $c = (s = 0, t = 0)$ . Setting the maximum values for numbers  $(s, t)$  in (1), we can consider a finite and infinite gratings.

Variation of node coordinates within domain (2), in accordance with coordinate representation (1), will correspondingly affect positions of nodes beyond domain (2), what allows reconstructing the spatial configuration of the grating.



A distance between grating nodes  $c$  and  $c'$ , node  $c$  and an arbitrary point in space  $(x, y, z)$  looks like (Fig. 1)

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

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

Centers of small inhomogeneous resonant magnetodielectric spheres with permittivity  $\varepsilon$ , and permeability  $\mu$ , and radius  $\alpha$  are placed in grating (1) nodes. The permittivity and the permeability of infilling space outside spheres are  $\varepsilon_0$  and  $\mu_0$ , respectively.

Let us present the field in the view  $\vec{A}(\vec{r}, t) = \vec{A}(\vec{r})e^{i\omega t}$ ,  $\vec{H}(\vec{r}, t) = \vec{H}(\vec{r})e^{i\omega t}$ .

Assume that outside spheres  $\alpha/\lambda' \ll 1$  and maybe  $d/\lambda'$ ,  $h/\lambda' \sim 1$ , whereas inside the sphere a resonant case  $a/\lambda_g \sim 1$ , where  $\lambda'$  is a wavelength outside the sphere and  $\lambda_g$  is a wavelength within the sphere, is possible.

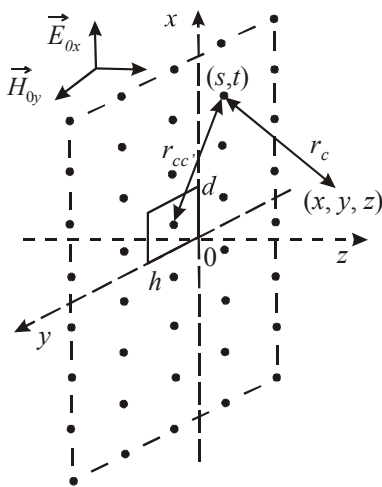


Fig.1. A plane grating and geometry of the problem

A plane electromagnetic wave propagating in the direction of  $z$ -axis falls on a plane grating. Confine ourselves by consideration of a case of wave polarization, when vector  $\vec{E}_{0x}$  is parallel to axis  $0x$  (Fig. 1).

Define the scattered field by the known internal field of scatterers through electric  $\vec{I}^e$  and magnetic  $\vec{I}^m$  Hertz potentials of the plane grating

$$\vec{A}_{scatt} = (\nabla\nabla + k^2\varepsilon_0\mu_0)\vec{I}^e - ik\mu_0[\nabla, \vec{I}^m],$$

$$\vec{H}_{scatt} = (\nabla\nabla + k^2\varepsilon_0\mu_0)\vec{I}^m + ik\varepsilon_0[\nabla, \vec{I}^e].$$

Assume that the fields of the incident wave

$$\vec{A}_{0x}(z, t) = \vec{A}_0 e^{i(\omega t - k_1 z)},$$

$$\vec{H}_{0y}(z, t) = \vec{H}_0 e^{i(\omega t - k_1 z)}$$

with in spheres of the plane grating have respectively the same values for all the spheres of the grating.

The field of the incident wave with regard to the scattering sphere is presented as an infinite sum of spatial harmonics [3]

$$\vec{E}_{0x}(z', t) = \sum_{m,n} \vec{E}_0^{mn}(\vec{r}', t)$$

$$\vec{H}_{0y}(z', t) = \sum_{m,n} \vec{H}_0^{mn}(\vec{r}', t)$$

Let us write also the internal field in the view of decomposition

$$\vec{E}^0(\vec{r}', t) = \sum_{m,n} \vec{E}^{0mn}(\vec{r}', t),$$

$$\vec{H}^0(\vec{r}', t) = \sum_{m,n} \vec{H}^{0mn}(\vec{r}', t),$$

which must not be considered as the Fourier decomposition.

Then the algebraic equations for multipliers of internal fields  $\vec{E}^{0mn}(\vec{r}', t)$ ,  $\vec{H}^{0mn}(\vec{r}', t)$ , (5) of an arbitrary sphere of the grating take the form [3]

$$\begin{aligned}
\bar{E}_0^{mn}(\vec{r}', t) &= A_\varepsilon^0 \bar{E}^{0mn}(\vec{r}', t) - \sum_s \sum_t \frac{2\pi}{dhk_1^3} (\sin k_1 a - k_1 a \cos k_1 a) \frac{\chi_{mn}}{\beta_{mn}} \left\{ (\nabla \nabla + k^2 \varepsilon_0 \mu_0) \left( \frac{\varepsilon_{ef}}{\varepsilon_0} - 1 \right) \times \right. \\
&\quad \left. \times \bar{E}^{0mn}(\vec{r}', t) - ik\mu_0 \left[ \nabla, \left( \frac{\mu_{ef}}{\mu_0} - 1 \right) \bar{H}^{0mn}(\vec{r}', t) \right] \right\} e^{-i \left[ \frac{\pi m}{d}(x_s - x_s) + \frac{\pi n}{h}(y_t - y_t) + \beta_{mn} z_p \right]}, \\
\bar{H}_0^{mn}(\vec{r}', t) &= A_\mu^0 \bar{H}^{0mn}(\vec{r}', t) - \sum_s \sum_t \frac{2\pi}{dhk_1^3} (\sin k_1 a - k_1 a \cos k_1 a) \frac{\chi_{mn}}{\beta_{mn}} \left\{ (\nabla \nabla + k^2 \varepsilon_0 \mu_0) \left( \frac{\mu_{ef}}{\mu_0} - 1 \right) \times \right. \\
&\quad \left. \times \bar{H}^{0mn}(\vec{r}', t) + ik\varepsilon_0 \left[ \nabla, \left( \frac{\varepsilon_{ef}}{\varepsilon_0} - 1 \right) \bar{E}^{0mn}(\vec{r}', t) \right] \right\} e^{-i \left[ \frac{\pi m}{d}(x_s - x_s) + \frac{\pi n}{h}(y_t - y_t) + \beta_{mn} z_p \right]},
\end{aligned} \tag{6}$$

where

$$\begin{aligned}
A_\varepsilon^0 &= \frac{(\varepsilon_{ef} + 2\varepsilon_0) + \theta_1^2 \varepsilon_{ef} + i\theta_1(\varepsilon_{ef} + 2\varepsilon_0)}{3\varepsilon_0 e^{i\theta_1}}; \quad A_\mu^0 = \frac{(\mu_{ef} + 2\mu_0) + \theta_1^2 \mu_{ef} + i\theta_1(\mu_{ef} + 2\mu_0)}{3\mu_0 e^{i\theta_1}}; \\
\theta_1^2 &= k^2 a^2 \varepsilon_0 \mu_0.
\end{aligned}$$

Components  $\bar{E}^{0mn}(\vec{r}, t)$ ,  $\bar{H}^{0mn}(\vec{r}, t)$  of internal fields (5) of singled-out sphere  $c'$  of the plane grating are determined from separate algebraic interconsistent systems of algebraic equations made from equations (6), and, as a result, the total internal field of the  $c'$ -th sphere is presented as

$$\begin{aligned}
\bar{E}^0(\vec{r}', t) &= \sum_{m,n} \left[ \frac{1}{\Delta^{mn}} \sum_c \left( \hat{g}_c^{en'mn} \bar{E}_0^{mn}(\vec{r}', t) + \hat{\beta}_c^{en'mn} \bar{H}_0^{mn}(\vec{r}', t) \right) \right], \\
\bar{H}^0(\vec{r}', t) &= \sum_{m,n} \left[ \frac{1}{\Delta^{mn}} \sum_c \left( \hat{g}_c^{m'n'mn} \bar{E}_0^{mn}(\vec{r}', t) + \hat{\beta}_c^{m'n'mn} \bar{H}_0^{mn}(\vec{r}', t) \right) \right],
\end{aligned} \tag{7}$$

where  $\Delta^{mn}$  is the determinant of the interconsistent system of algebraic equation (6).

Let us present Hertz potentials of the field scattered by the grating in the form of superposition of Hertz potentials of individual spheres of the grating [3]

$$\begin{aligned}
\bar{I}^e(\vec{r}, t) &= \frac{2\pi}{dhk_1^3} (\sin k_1 a - k_1 a \cos k_1 a) \left( \frac{\varepsilon_{ef}}{\varepsilon_0} - 1 \right) \bar{A}^0(\vec{r}', t) \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t \left( \sum_{m,n} \frac{\chi_{mn}}{\beta_{mn}} e^{-i \left[ \frac{m\pi}{d}(x_s - x) + \frac{n\pi}{h}(y_t - y) + \beta_{mn} z \right]} \right), \\
\bar{I}^m(\vec{r}, t) &= -\frac{2\pi}{dhk_1^3} (\sin k_1 a - k_1 a \cos k_1 a) \left( \frac{\mu_{ef}}{\mu_0} - 1 \right) \bar{H}^0(\vec{r}', t) \sum_{-s}^s \sum_{-t}^t \left( \sum_{m,n} \frac{\chi_{mn}}{\beta_{mn}} e^{-i \left[ \frac{m\pi}{d}(x_s - x) + \frac{n\pi}{h}(y_t - y) + \beta_{mn} z \right]} \right),
\end{aligned} \tag{8}$$

where [2, 3]

$$\begin{aligned}
\varepsilon_{ef} &= \varepsilon \cdot F(ka\sqrt{\varepsilon\mu}), \quad \mu_{ef} = \mu \cdot F(ka\sqrt{\varepsilon\mu}), \quad k = 2\pi/\lambda, \quad k_1^2 = k^2 \varepsilon_0 \mu_0, \\
F(ka\sqrt{\varepsilon\mu}) &= \frac{2(\sin ka\sqrt{\varepsilon\mu} - ka\sqrt{\varepsilon\mu} \cos ka\sqrt{\varepsilon\mu})}{(k^2 a^2 \varepsilon\mu - 1) \sin ka\sqrt{\varepsilon\mu} + ka\sqrt{\varepsilon\mu} \cos ka\sqrt{\varepsilon\mu}},
\end{aligned} \tag{9}$$

$$\chi_{mn} = \begin{cases} 2 \text{ if } m = 0 \text{ or } n = 0, \\ 1 \text{ if } m, n > 0 \end{cases} \quad \beta_{mn} = \sqrt{k^2 \varepsilon_0 \mu_0 - \left( \frac{m\pi}{d} \right)^2 - \left( \frac{n\pi}{h} \right)^2} \quad (m, n = 0, 1, 2, \dots).$$

Quantities  $m, n$  associated with propagating and attenuating spatial harmonics are defined respectively by the following conditions

$$k^2 \varepsilon_0 \mu_0 > \left( \frac{m\pi}{d} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{h} \right)^2, \quad k^2 \varepsilon_0 \mu_0 < \left( \frac{m\pi}{d} \right)^2 + \left( \frac{n\pi}{h} \right)^2.$$

When using (3), (7), (8), the field scattered on the grating is to be found in the form:

$$\hat{E}_{scatt}(\vec{r}, t) = \sum_c \frac{2\pi}{dhk_1^3} (\sin k_1 a - k_1 a \cos k_1 a) \sum_{m,n} \frac{\chi_{mn}}{\beta_{mn}} \left\{ \left( \frac{\varepsilon_{ef}}{\varepsilon_0} - 1 \right) \hat{L}^{mn} \vec{E}^0(\vec{r}') - ik\mu_0 \left( \frac{\mu_{ef}}{\mu_0} - 1 \right) \hat{P}^{mn} \vec{H}^0(\vec{r}') \right\} \times e^{i\left(\omega t - \left[ \frac{m\pi}{d}(x-x_s) + \frac{n\pi}{h}(y-y_t) + \beta_{m,n}z \right] \right)},$$

$$\hat{H}_{scatt}(\vec{r}, t) = \sum_c \frac{2\pi}{dhk_1^3} (\sin k_1 a - k_1 a \cos k_1 a) \sum_{m,n} \left\{ \left( \frac{\mu_{ef}}{\mu_0} - 1 \right) \hat{L}^{mn} \vec{H}^0(\vec{r}') + ik\varepsilon_0 \left( \frac{\varepsilon_{ef}}{\varepsilon_0} - 1 \right) \hat{P}^{mn} \vec{E}^0(\vec{r}') \right\} \times e^{i\left(\omega t - \left[ \frac{m\pi}{d}(x-x_s) + \frac{n\pi}{h}(y-y_t) + \beta_{m,n}z \right] \right)},$$

where  $\hat{L}^{mn}$ ,  $\hat{P}^{mn}$  are functional matrices looking like

$$\hat{L}^{mn} = \begin{bmatrix} \left( k^2 \varepsilon_0 \mu_0 - \frac{m^2 \pi^2}{d^2} \right) & -\frac{m\pi}{d} \frac{n\pi}{h} & -\beta_{mn} \frac{m\pi}{d} \\ -\frac{m\pi}{d} \frac{n\pi}{h} & \left( k^2 \varepsilon_0 \mu_0 - \frac{n^2 \pi^2}{h^2} \right) & -\beta_{mn} \frac{n\pi}{h} \\ -\beta_{mn} \frac{m\pi}{d} & -\beta_{mn} \frac{n\pi}{h} & \left( k^2 \varepsilon_0 \mu_0 - \beta_{mn}^2 \right) \end{bmatrix}, \quad \hat{P}^{mn} = \begin{bmatrix} 0 & i\beta_{mn} & -i\frac{n\pi}{h} \\ -i\beta_{mn} & 0 & i\frac{m\pi}{d} \\ i\frac{n\pi}{h} & -i\frac{m\pi}{d} & 0 \end{bmatrix}.$$

The field in an arbitrary point in space takes the form

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_{0x}(z, t) + \vec{E}_{scatt}(\vec{r}, t),$$

where  $\vec{E}_{0x}(z, t)$  is the undisturbed field of the incident wave.

From determinants of the equation systems (6), the resonant conditions are to be found for the case when  $a/\lambda_g \sim 1$  within spheres. If  $\varepsilon, \mu$  of grating spheres are real, then it is possible to define the resonant conditions from the expression

$$\det \operatorname{Re} \left\| \alpha_{ij}^{m,n} \right\| = 0,$$

when solving it with respect to function  $F(ka\sqrt{\varepsilon\mu})$  (9), where  $\left\| \alpha_{ij}^{m,n} \right\|$  is a basic matrix of the system of equations (6).

## Conclusions

In the work, the expressions for the internal fields and fields scattered on grating spheres, which take into account the influence of structural and internal resonances of grating spheres on each other are obtained. This solution can be useful when developing devices for controlling the radiation fields of electromagnetic radiators.

The proposed mathematical models will be of help when both developing new kinds of artificial crystal nanomaterials with resonance properties and studying resonance phenomena in real crystals.

**References:** 1. *N.A. Khizhnyak*. Integral equations of the macroscopic electrodynamics. – Kyiv : Naukova Dumka, 1986. – 280 p. (in Russian). 2. *L. Levin*. The modern theory of waveguides. – M. : Zarubezhnaya literatura, 1954. – 216 p. (in Russian). 3. *A.I. Kozar*. Resonant metacrystals of small magnetodielectric spheres: monograph / A.I. Kozar, Ukraine – Kharkiv : KNURE, 2014. – 352 p. 4. *Anatoliy I. Kozar*. Resonant Degenerate Crystal Made of Spheres Located in Magnetodielectric Medium // International Journal of Electromagnetics and Applications. – 2013. – Vol. 3 No 2. – P.15-19. doi 10.5923/j.ijea.20130302.02.

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.01.2017

## МЕТОД АНАЛИЗА НЕОДНОРОДНОСТЕЙ В ПОЛОСКОВО-ЩЕЛЕВЫХ СТРУКТУРАХ. ЧАСТЬ 2. АНАЛИЗ КОМПЛЕКСНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ В ТРЕХСЛОЙНЫХ ПЛАНАРНЫХ СТРУКТУРАХ

### Введение

Анализ трехмерных планарных полосно-пропускающих фильтров с топологией, включающей в себя периодические структуры из щелевых резонаторов различной формы (EBG-структуры), как правило, выполняется либо с помощью коммерческих программ анализа микроволновых устройств, либо путем построения эквивалентных схем таких неоднородностей [1, 2]. Описанный в предыдущей работе [3] способ алгебраизации краевой задачи для анализа характеристик рассеяния на индуктивном и емкостном отрезке микрополосковой линии методом поперечного резонанса дает возможность анализировать эти базовые неоднородности в комплексе с неоднородностями вида *defected ground plane*, то есть с щелевыми резонаторами различной формы в заземляющем слое. Ниже рассмотрены задачи для трехмерных планарных структур, в которые включаются узкие щелевые резонаторы прямоугольной формы. Для алгебраизации краевых задач используются известные и хорошо апробированные выражения для компонентов электромагнитного поля на апертуре щели [4, 5].

### Алгебраизация и результаты численных расчетов краевых задач для трехслойных планарных структур методом поперечного резонанса

Решение краевых задач для симметричной комплексной неоднородности, содержащей и скачок ширины микрополосковой линии, и прямоугольный щелевой резонатор в заземляющем слое, также позволяет рассчитывать матрицы рассеяния на ней методом поперечного резонанса. В этом случае рассматривается трехслойная планарная структура, третий слой которой имеет воздушное заполнение. На рис. 1, *a* – *б* показаны топологии структуры с неоднородностью в виде скачка ширины в микрополосковой линии и прямоугольным щелевым резонатором с центром в плоскостях  $z = 0$  либо  $z = L$ , размером  $2L_r$  на  $s$  (половина сечения симметричной неоднородности). При фиксированном размере узкого отрезка микрополосковой линии передачи (рис. 1, *a*) из решения двух краевых задач получается матрица рассеяния на *индуктивном* отрезке полосковой линии с щелевым резонатором в ее заземляющей плоскости. Аналогично при фиксированной длине широкого отрезка микрополосковой линии (рис. 1, *б*) получается матрица рассеяния на *емкостном* отрезке микрополосковой линии с щелевым резонатором в ее заземляющей плоскости.

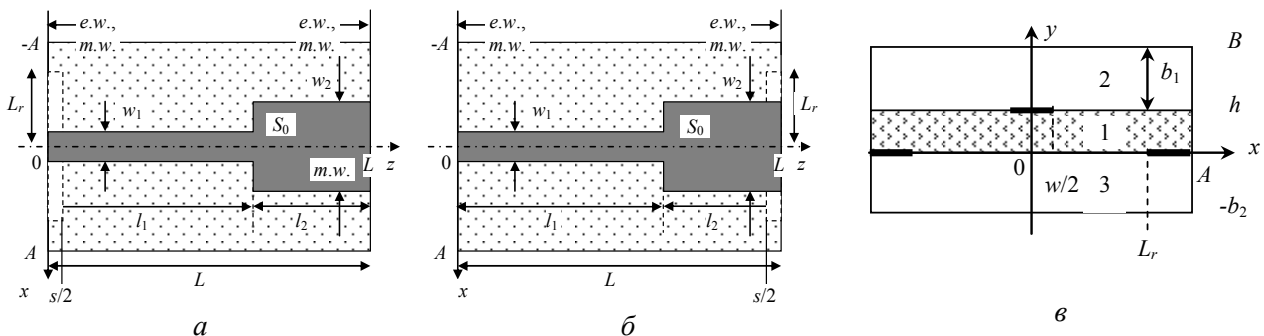


Рис. 1. Топология полоскового резонатора с комплексной неоднородностью для решения краевой задачи вида *e.w.-e.w.* или *m.w.-m.w.*: *a* – щелевой резонатор в плоскости  $z=0$  (индуктивный отрезок микрополосковой линии с щелевым резонатором); *б* – щелевой резонатор в плоскости  $z=L$  (емкостной отрезок микрополосковой линии с щелевым резонатором); *в* – поперечное сечение трехслойной структуры

Как и выше, поле резонатора в каждой из трех областей записывается через разложение в двойные ряды Фурье вида (1) (см. [3]), меняются только выражения для функций  $F_{e(h),i,mn}(y)$ . Для алгебраизации краевой задачи используются выражения для векторных потенциалов плотности тока вида (2) из [3], а компоненты электрического поля  $E_s$  на апертуре щелевого резонатора записываются в виде рядов по ортогональным полиномам Чебышева первого и второго рода  $T_k, U_k$  и продольным гармоникам резонатора [4, 5]. В случае, когда середина щелевого резонатора расположена в плоскости  $z = 0$ , компоненты поля записываются в виде

$$E_{sz}(x, z) = \sum_{p=1}^{N_p} \sqrt{\frac{2}{L_r}} \cos k_{x1p} x \frac{1}{\sqrt{1-(2z/s)^2}} \sum_{k=0}^{N_m} f_{p,k} T_{2k} \left( \frac{z}{s/2} \right), \quad k_{x1p} = \frac{\pi(2p-1)}{2L_r};$$

$$E_{sx}(x, z) = \sum_{p=1}^{N_p} \sqrt{\frac{2}{L_r}} \sin k_{x1p} x \sqrt{1-(2z/s)^2} \sum_{k=0}^{N_m} g_{p,k} U_{2k+1} \left( \frac{z}{s/2} \right), \quad (1)$$

Аналогичные выражения для поля на апертуре щели записываются в случае расположения середины щелевого резонатора в плоскости  $z = L$ , рис. 1, б. Алгебраизация краевой задачи и вывод системы уравнений относительно неизвестных коэффициентов разложения производится по стандартной процедуре [5]. В численных расчетах при описании поля на щелевых резонаторах (1) учитывались по две пространственные гармоники ( $N_p = 2$ ), а суммирование в рядах по ортогональным с весом полиномам ограничено до пяти членов ряда ( $N_w = 5$ ).

Далее рассмотрим результаты анализа симметричной комплексной неоднородности, содержащей индуктивный или емкостный отрезок полосковой линии передачи и щелевой резонатор прямоугольной формы в ее заземляющем слое (рис. 2, а, б).

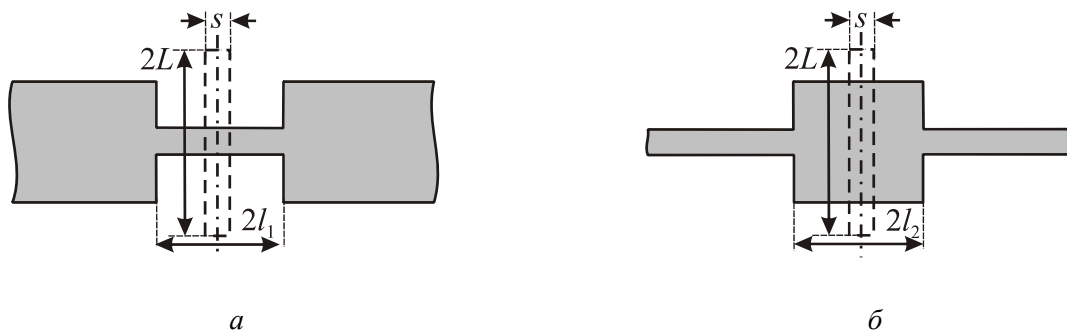


Рис. 2. Индуктивный – а и емкостный – б отрезки в микрополосковой линии передачи с щелевыми резонаторами в заземляющем слое

На рис. 3, а показан спектр собственных частот резонатора, полученный из решения электрической и магнитной краевых задач, с индуктивной неоднородностью в микрополосковой линии передачи размерами (мм)  $w_1=0,58$ ,  $w_2=2,0$  мм,  $l=2 \cdot l_1=2,0$ , с щелевым резонатором в заземляющем слое размером с размерами  $L_r=7,0$ ,  $s=0,3$ . Видно, что минимум коэффициента отражения по сравнению с традиционной неоднородностью смещается в область нижних частот рассматриваемого частотного диапазона. На рис. 3, б показаны характеристики рассеяния на неоднородности, полученные методом поперечного резонанса, в зависимости от длины индуктивного отрезка  $l$ . Резонансный минимум коэффициента пропускания  $|S_{21}|$  определяется только размером щелевого резонатора и слабо зависит от длины индуктивного отрезка  $l$ .

На рис. 4, а, б показан спектр собственных частот того же индуктивного полоскового резонатора с щелевым резонатором в заземляющем слое размерами  $L_r=11,4$ ,  $s=0,4$ ,

и рассчитанные из него характеристики рассеяния. В этом случае спектр собственных частот, полученный из решения электрической краевой задачи, расщепляется две ветви в рассматриваемом диапазоне частот, а максимум коэффициента отражения  $|S_{11}|$  и минимум коэффициента передачи  $|S_{21}|$  разнесены всего на  $\Delta f=1.5$  ГГц. Таким образом, изменением длины индуктивного отрезка и длины щелевого резонатора можно регулировать взаимное расположение минимумов характеристик рассеяния на комплексной индуктивной неоднородности.

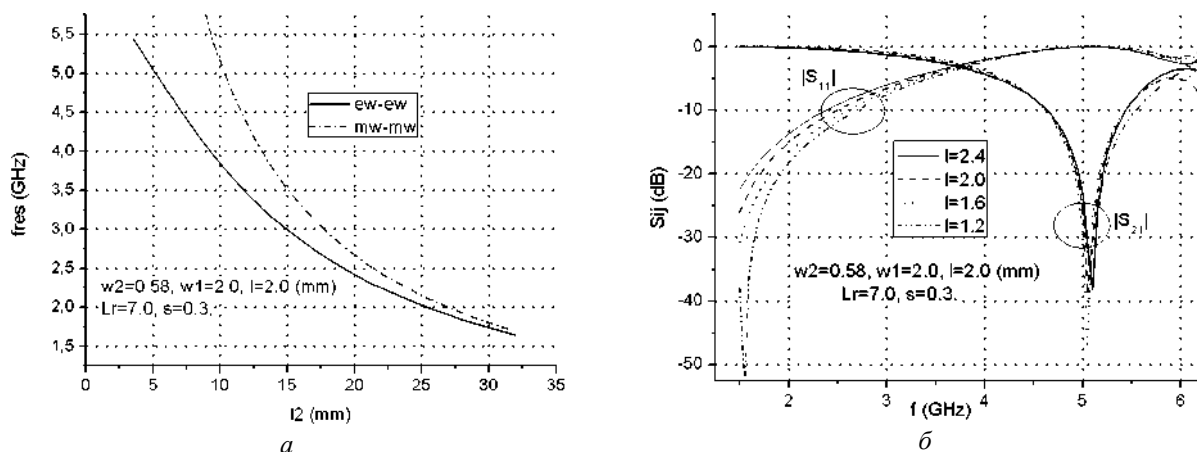


Рис. 3. *a* – спектр собственных частот резонатора, полученный из решения электрической и магнитной краевых задач, с комплексной индуктивной неоднородностью; *b* – характеристики рассеяния на неоднородности в зависимости от длины индуктивного отрезка  $l=2l_1$ .

Размеры щелевого резонатора в заземляющей плоскости, мм:  $L_r=7,0$ ,  $s=0,3$

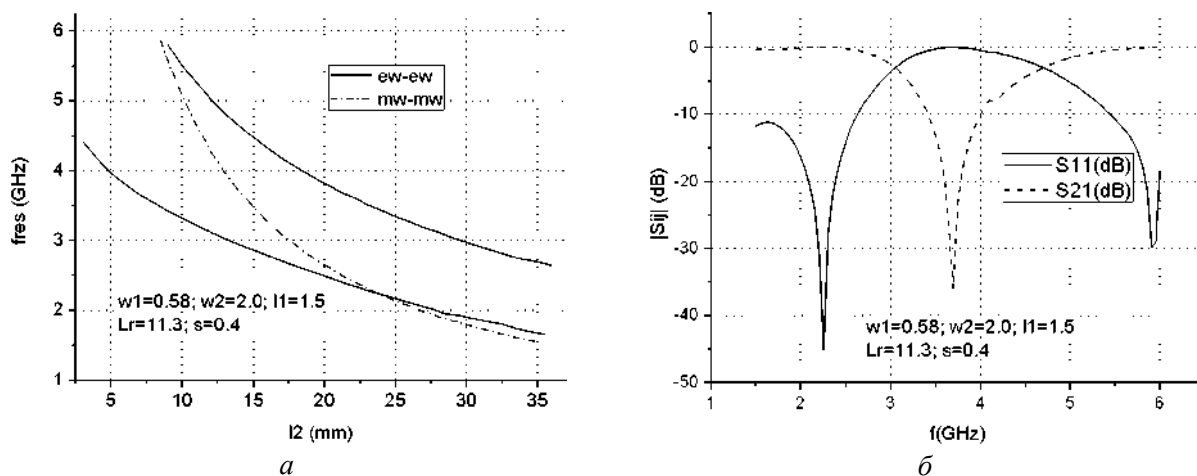


Рис. 4. *a* – спектр собственных частот резонатора, полученный из решения электрической и магнитной краевых задач, с комплексной индуктивной неоднородностью; *b* – характеристики рассеяния на неоднородности

На рис. 5, *a*, *b* приведены спектр собственных частот и характеристики рассеяния на индуктивной неоднородности с щелевым резонатором в заземляющем слое в зависимости от ширины индуктивного отрезка  $w_1$  (остальные параметры структуры остаются постоянными). Видно, что чем больше отношение  $w_2/w_1$  – тем выше частота резонансного пропускания основной волны микрополосковой линии передачи. При изменении отношения  $w_2/w_1$  от 2,8 до 8,6 минимум коэффициента отражения смещается вверх по частоте на 30 %, а минимум коэффициента передачи – всего на 7 %.

Спектр собственных частот и характеристики рассеяния емкостной неоднородности с щелевым резонатором в заземляющей плоскости показан на рис. 6, *a*, *b*. Из полученных характеристик видно, что в отличие от традиционной емкостной неоднородности (рис. 2, *b* из

[3]), добавление щелевого резонатора в заземляющую плоскость под емкостным отрезком приводит к появлению дополнительных частот резонансного взаимодействия основной волны микрополосковой линии передачи с комплексной неоднородностью, а именно – обеспечивает появление частот резонансного загира и пропуска сигнала. При проектировании различных фильтрующих или согласующих схем варьированием параметров неоднородности можно добиться требуемой характеристики. Наличие в схеме щелевого резонатора (или их каскада) обеспечивает высокий уровень затухания вне полосы пропускания схемы, к примеру, на частоте высшей гармоники.

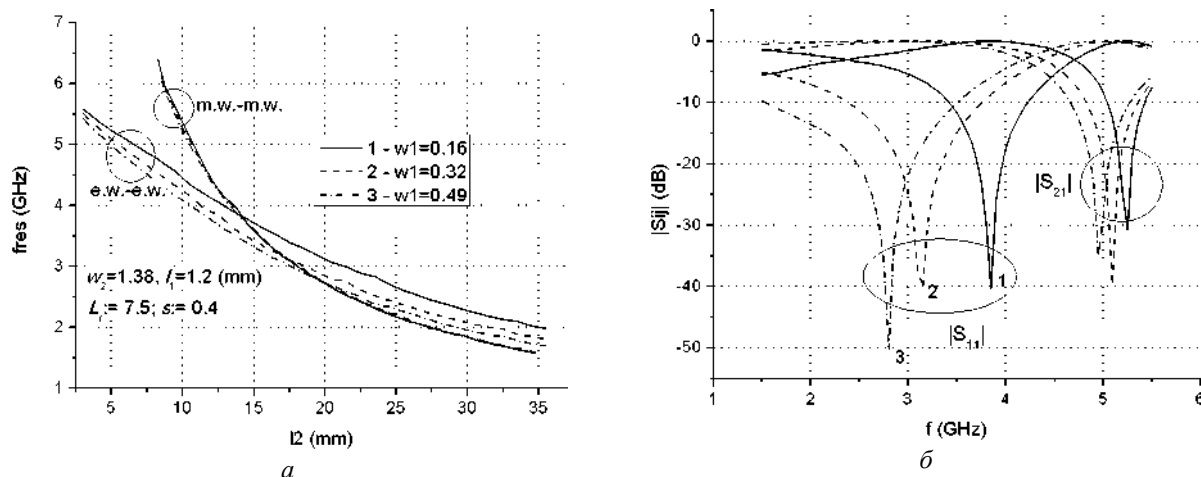


Рис. 5. *a* – спектр собственных частот резонатора, полученный из решения электрической и магнитной краевых задач, с комплексной индуктивной неоднородностью для различных значений  $w_1$  ( $w_2$  и  $l_1$ , а также размер щелевого резонатора  $L_r=7,5$ ,  $s=0,4$  фиксированы);  
*б* – характеристики рассеяния на неоднородности

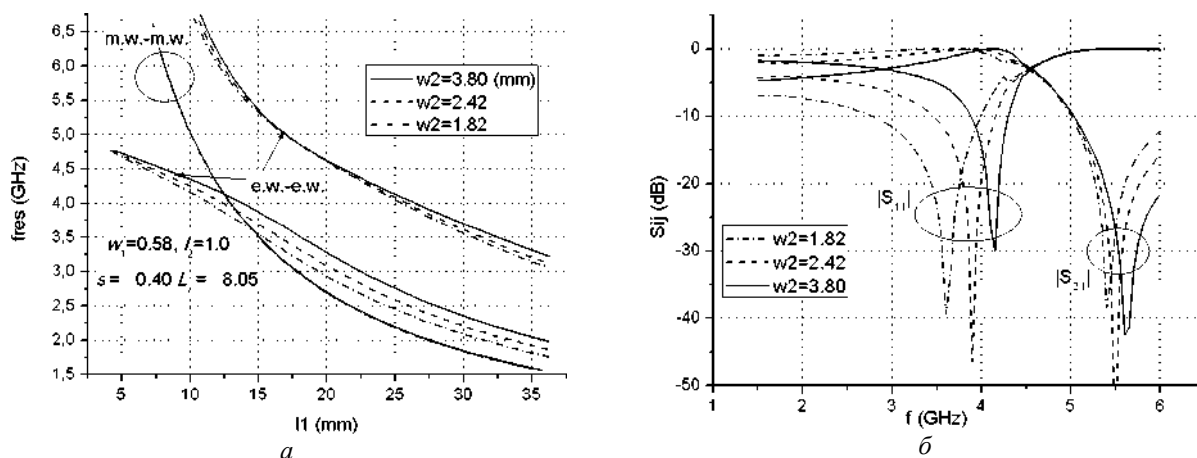


Рис. 6. *a* – спектр собственных частот резонатора, полученный из решения электрической и магнитной краевых задач, с комплексной емкостной неоднородностью для различных значений  $w_2$  ( $w_1$  и  $l_2$ , а также размер щелевого резонатора  $L_r=8,05$ ,  $s=0,4$  – фиксированы);  
*б* – характеристики рассеяния на неоднородности в зависимости от отношения  $w_2/w_1$

В качестве примеров на рис. 7, *a*, *б* приведены результаты расчета и экспериментальных измерений характеристик рассеяния на комплексной индуктивной и емкостной неоднородностях в микрополосковой линии передачи методом поперечного резонанса (рис. 2, *a*, *б*). Дополнительный резонанс на частоте 1,945 ГГц на экспериментальной кривой для емкостной неоднородности (рис. 7, *б*) связан с тем, что измерения выполнены для открытой структуры, в то время, как расчет проведен для экранированной структуры.

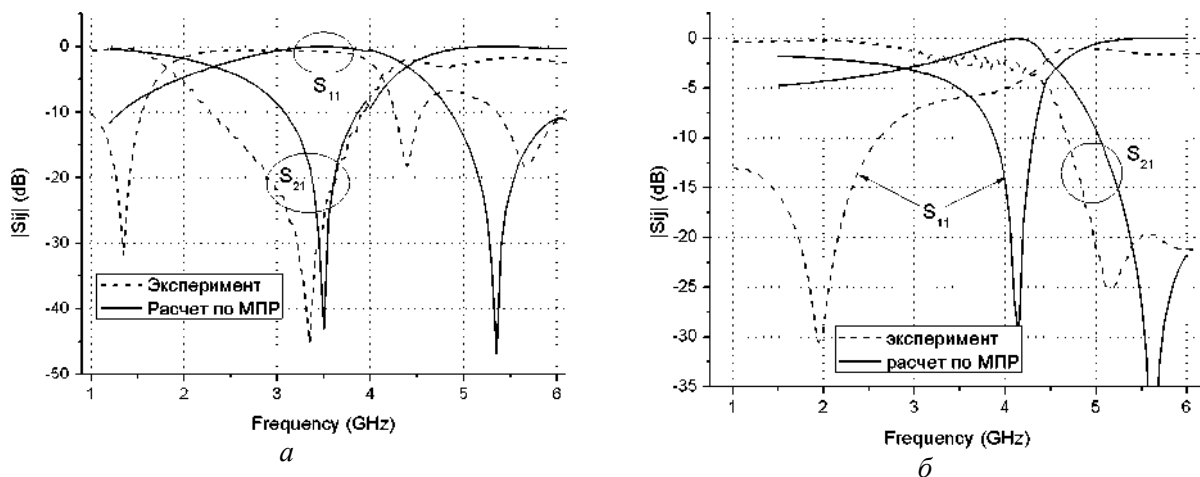
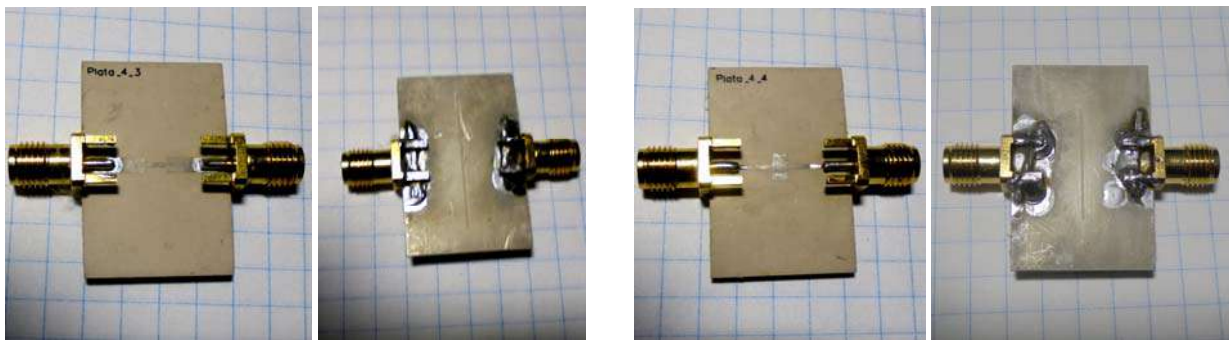


Рис. 7. Характеристики рассеяния на комплексной индуктивной (а) и емкостной (б) неоднородности. Параметры структур (мм): а –  $w_1=0,58$ ,  $w_2=2,0$ ,  $2l_1=3,0$ , размеры щелевого резонатора  $L_r=11,4$ ,  $s=0,4$ ; б –  $w_1=0,58$ ,  $w_2=3,80$ ,  $2l_2=2,0$ , размеры щелевого резонатора  $L_r=8,05$ ,  $s=0,4$

### Заключение

Таким образом, построены алгоритмы анализа неоднородностей в виде скачка ширины в микрополосковой линии передачи конечной длины (индуктивной и емкостной неоднородности) с добавлением щелевого резонатора в заземляющую плоскость индуктивного и емкостного отрезков микрополосковой линии.

Особенностями разработанной методики анализа комплексных неоднородностей, включающих в себя скачок ширины в полосковой линии передачи, методом поперечного резонанса являются:

- быстрая сходимость алгоритма, достигаемая за счет описания функций плотности тока в неоднородной микрополосковой линии передачи через векторные потенциалы для них;
- использование аппроксимации спектра собственных частот резонатора с неоднородностью, в том числе и комплексной, степенными полиномами, что существенно сокращает машинное время, затрачиваемое на анализ неоднородности.

Результаты расчета характеристик рассеяния на комплексных (трехмерных) неоднородностях в микрополосковой линии передачи показали, что добавление в них щелевых резонаторов приводит к появлению дополнительных частот резонансного отражения и пропускания, по сравнению с традиционными ступенчатыми неоднородностями в ней. Это позволяет улучшить характеристики и расширить функциональные возможности проектируемых фильтров и согласующих цепей.

**Список литературы:** 1. Gao, C., Chen, Z. N., Wang, Y. Y., Yang, N., Qing, X. M. Study and Suppression of Ripples in Passbands of Series/Parallel Loaded EBG Filters // IEEE Trans. on Microw. Theory and Techn. – 2006. – V. 54, No. 4. – P. 1519–1526. 2. Guo, X., Zhu, L., Wu, W. Strip-loaded slotline resonators for differential wideband bandpass filters with intrinsic common-mode rejection // IEEE Trans. on Trans. on Microw. Theory and Techn. – 2016. – V.64, No. 2. – P. 450–458. 3. Рассохина, Ю.В., Крыжановский, В.Г. Метод



анализа неоднородностей в полосково-щелевых структурах. Ч. 1: Анализ скачка ширины в микрополосковой линии методом поперечного резонанса // Радиотехника. – 2016. – Вып. 187. – С. 91–99. 4. *Крыжановский, В.Г., Рассохина, Ю.В.* Модификация метода поперечного резонанса для анализа щелевых резонаторов в заземляющем слое микрополосковой линии передачи // 21-я междунар. Крымская конф. "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии". – Севастополь, 12-16 сентября 2011 г. : Материалы конф. – Севастополь : Вебер, 2011. – Т.2. – С. 1120 – 1121. 5. *Рассохина, Ю.В., Крыжановский, В.Г.* Эффекты взаимной связи между прямоугольными щелевыми резонаторами в заземляющем слое микрополосковой линии передачи // Прикладная радиоэлектроника. – 2014. – №4. – С. 420 – 425.

*Донецкий национальный университет, Винница*

*Поступила в редколлегию 12.01.2017*

## РАСПРОСТРАНЕНИЕ СИГНАЛА В ОБЫЧНОМ ОПТОВОЛОКНЕ И ФОТОННО-КРИСТАЛЛИЧЕСКОМ ВОЛОКНЕ ОПТИЧЕСКОГО ГИРОСКОПА

### Введение

Проектирование волоконно-оптического гироскопа требует хорошего понимания теоретических принципов, а также знания компонентов и технологий, используемых для производства гироскопов. Эта работа обобщает теоретические требования и возможности технологии проектирования гироскопа.

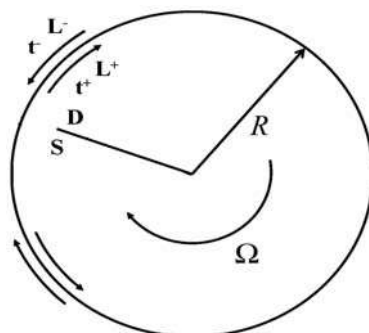


Рис. 1. Изменение времени прохода из-за вращения

В задачах, требующих точности измерения угловой скорости от 0,001 до 1 град/ч, волоконно-оптические гироскопы вытеснили кольцевые лазерные гироскопы (КЛГ). Эти приборы используются в инерциальных навигационных системах для управления движением тактических ракет, наземных транспортных средств, стабилизации и навигации летательных аппаратов, стратегических ракет и т.д. [1]. По сравнению с микроэлектромеханическими (МЭМС) гироскопами они являются более точными, более легкими и компактными, чем КЛГ, имеют более длительный срок службы. Опволоконный гироскоп представляет собой волоконно-оптический интерферометр. Принцип работы этого гироскопа основан на эффекте Саньяка [2]. Эффект Саньяка – фазовый сдвиг встречных электромагнитных волн, возникает во вращающемся кольцевом интерферометре (рис. 1). Источник света  $S$  представляет собой светоделитель на две волны, распространяющиеся в противоположных направлениях по траектории радиуса  $R$ . Источник света и детектор  $D$  вращаются с угловой скоростью  $\Omega$  так, что световой луч проходит в направлении вращения большее расстояние  $L^+$  за большее время  $t^+$ , в то время как встречный световой луч проходит более короткое расстояние для  $L^-$  короткое время  $t^-$ . На рис. 2 показан фазовый сдвиг эффекта Саньяка при изменении длины волн.

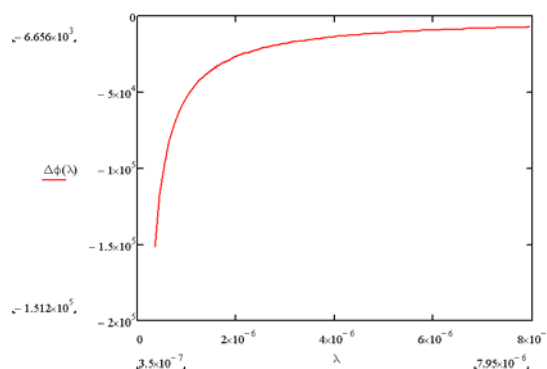


Рис. 2. Фазовый сдвиг эффекта Саньяка

Эта разность фаз пропорциональна охватываемой площади и угловой скорости. Для очень малых скоростей вращения и относительно небольшой площади контура эффект Саньяка уменьшается, в результате чего лучи сохраняют эффект синхронизации, следовательно, интерферометр не показывает фазового сдвига. Ограничение фазового расщепления зависит от конструкции интерферометра. Метод, известный как дизеринг, подмешивание в первичный сигнал псевдослучайного шума специально подобранного спектра, может быть использован для уменьшения негативного эффекта квантования сигнала (дробового шума). После определенного порога интерферометр Саньяка чувствителен к различиям в фазах из-за вращения [3].

### Чувствительность интерферометра Саньяка

Рассмотрим интерферометр Саньяка без потерь, с идеальным 3-dB (дБ) лучевым расщепителем. Амплитуда освещенности на детекторе равна сумме амплитуд лучей, прошедших по и против часовой стрелки, со сдвигом фаз  $\phi$  из-за эффекта Саньяка:

$$E_D = E^+ e^{j0} + E^- e^{-j\phi}$$

Предположим, что амплитуды одинаковы:

$$E^+ = E^- = E,$$

тогда

$$E_D = E(\cos 0 + j \sin 0 + \cos \phi - j \sin \phi) = E(1 + \cos \phi - j \sin \phi),$$

Уровень сигнала на детекторе

$$I_D = |E_D|^2 = 2|E|^2 (1 + \cos \phi) = 2I(1 + \cos \phi),$$

где  $I = |E|^2$

Чувствительность

$$\left| \frac{dI}{d\phi} \right| = 2I \sin \phi$$

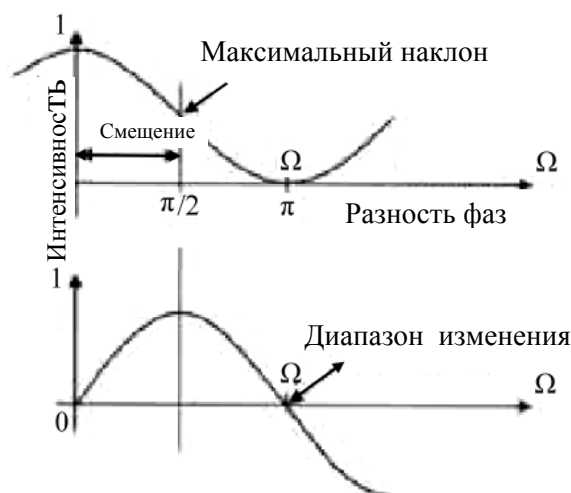


Рис. 3. Чувствительность интерферометра Саньяка

Как видно из рис. 3, минимальная чувствительность наступает при отсутствии вращения, когда фазовый сдвиг равен нулю, а максимальное значение наступает, когда сдвиг фазы равен  $\pi$ . В этих условиях сигнал имеет минимальное значение. Если интерферометр находится в неподвижном состоянии в инерциальном пространстве, то наблюдается максимальный уровень сигнала на детекторе. По мере нарастания скорости вращения интерферометра уровень сигнала снижается, достигая нуля, тогда разность фаз из-за эффекта Саньяка достигает  $\pi$ . Максимальная угловая скорость для разности фаз равной  $\pi$

$$\Omega = \frac{\phi \lambda c}{8\pi AN} = \frac{\pi \lambda c}{8\pi AN} = \frac{\lambda c}{8AN} . \quad (1)$$

Для повышения чувствительности гироскопа необходимо сместить рабочую точку интерферометра в зону максимального наклона в точке  $\Phi = \pi/2$ . В этом случае достигается максимальная чувствительность гироскопа при низких угловых скоростях. Максимальный диапазон угловой скорости ограничивается диапазоном фазового сдвига  $a \pm \pi/2$ :

$$\Omega_{\max} = \pm \frac{\lambda c}{16AN} . \quad (2)$$

Например, если диаметр катушки 100 мм, количество витков  $N = 1000$  ( $L \approx 314$  м) и длина волны источника света  $l = 1330$  нм, то:

$$\Omega_{\max} \approx \pm 3.7 \text{ rad} / \text{s} \approx \pm 212 \text{ }^\circ / \text{s} .$$

Характеристика гироскопа в рабочем диапазоне не является линейной, то есть значения сигнала не являются линейными и зависят от сдвига фаз, как показано на рис. 3. Для решения проблемы чувствительности гироскопа используют фазовую модуляцию, обеспечивающую сдвиг рабочей точки в зону максимальной чувствительности.

### Теория

Выходной сигнал обычного волоконно-оптического гироскопа выражается как

$$P_1(t) = K \{1 + \nu \cos[\phi_s + \phi_e \cos(\omega_m t)]\}, \quad (3)$$

где  $\nu$  – интерференционный коэффициент, который является параметром контраста полос;  $K$  – параметр, учитывающий потери интерферометра Саньяка;  $\omega_m$  – частота модуляции ( $\omega_m = 2\pi f_m$ );  $\phi_e$  – эффективная глубина фазовой модуляции, которая выражается в виде

$$\phi_e = 2\phi_m \sin(\pi f_m \tau_s), \quad (4)$$

$\phi_s$  – сдвиг фаз эффекта Саньяка, вызванный вращательным движением:

$$\phi_s = \frac{4\pi RL\Omega}{\lambda_0 c}. \quad (5)$$

Здесь  $\tau_s$  – время распространения волны через петлю Саньяка выражается в виде  $\tau_s = \frac{nL}{c}$ ;

$L$  – длина петли;  $\phi_m$  – глубина фазовой модуляции;  $\Omega$  – скорость вращения;  $R$  – радиус петли;  $c$  – скорость распространения света в свободном пространстве.

Общий сигнал на фотодетекторе представляет собой сумму числа указанных выше помех и выражается в виде

$$P_{total}(t) = P_1(t) + K. \quad (6)$$

При  $\omega_m \tau = 2n\pi$ , выходной сигнал на фотодетекторе необходимо настроить регулировкой частоты модуляции, чтобы соответствовать времени прохождения,

$$P_{total}(t) = \frac{K \{1 + v \cos[\phi_s + \cos(\omega_m t)]\}}{AK' \{1 + v \cos[\phi_s + \phi_e \cos(\omega_m t)]\}}, \quad (7)$$

где  $K$  – коэффициент фотодетектора.

Так как общий сигнал представляет собой серию коротких импульсов, пиковое значение может быть определено с помощью следующего уравнения:

$$P'_{total}(t) = 0. \quad (8)$$

Тогда

$$Kv \sin[\phi_s + \phi_e \cos(\omega_m t) = 0], \quad (9)$$

и

$$[\phi_s + \phi_e \cos(\omega_m t)] = 2n\pi, \quad n=0,1,2,3... \quad (10)$$

Приведенное уравнение показывает, что необходимо найти положение пика выходного импульса, который действует для обоих случаев – вращения и покоя (следует отметить, что только четные значения  $p$  соответствуют положению пика). Из этого уравнения и условия можем видеть, что выходной импульс сдвигается, если происходит вращение [4].

### Моделирование

Вначале проведем эксперимент с волоконно-оптическим гироскопом с обычным волокном и зафиксируем результаты, а затем сравним результаты с использованием фотонно-кристаллического волокна. Принцип работы гироскопа с обычным волокном и фотонно-кристаллическим волокном один и тот же, но выходные сигналы будут отличаться, поскольку волокна имеют различные характеристики. Волокно является фактически одномодовым при передаче излучения (1330 нм). Мы рассчитали необходимую частоту контура Саньяка  $f_0 \approx 36$  кГц. Поэтому модулируем гироскоп при  $f=36$  кГц. Глубина модуляции выбрана  $\pi/4$ , что близко к оптимальному значению для максимальной чувствительности. Измеряемый выходной сигнал  $f$  пропорционален скорости вращения до максимального значения 12 °/с. Коэффициент пропорциональности был использован для калибровки уровня шума гироскопа в единицах скорости вращения волоконно-оптического гироскопа, основанного на эффекте Саньяка [5]. Во вращающейся петле оптоволокна (оптический путь) из-за эффекта Саньяка возникает оптическая разность фаз  $\Delta\phi$  между двумя встречно распространяющимися волнами (ИК 1330 нм) [6]. На рис. 4 представлена схема волоконно-оптического гироскопа с фазовой модуляцией по принципу прямой связи. Они широко используются в коммерческих приложениях, где их динамические ограничения диапазона и линейности не критичны.

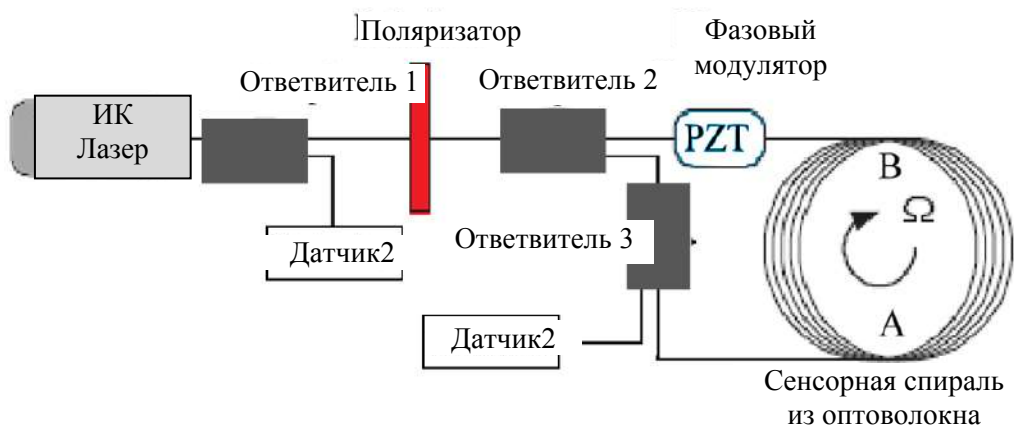


Рис. 4. Схема оптоволоконного гироскопа

Для четкого и точного определения угловой скорости на основе измеренного значения разности фаз встречных волн необходимо исключить возможные аддитивные и мультипликативные эффекты других физических воздействий. Основной задачей при измерении разности фаз с высокой точностью является дрейф нуля, проявляющийся в выходном сигнале физически стационарного гироскопа, не связанном с вращением контура. В оптоволокне практически невозможно получить устойчивые колебания оптической фазы. Поэтому в волоконно-оптических гироскопах может возникать аддитивный фазовый шум. Одной из причин появления этих сигналов является рассеяние и отражение в волоконном тракте. Во время прохождения сенсорной спирали вращения  $\Omega$  происходят кажущиеся изменения расстояния между точками А и В для встречных лучей. Этот свет попадает через оптический изолятор (поляризатор) и аттенюатор мощности – 3-dB (дБ) в волоконный расщепитель. Для волны, распространяющейся из точки А в точку В, то есть, в направлении, совпадающем с направлением вращения контура, расстояние увеличивается, за момент времени  $dt$  точка В сместится на угол  $d\varphi = \Omega \cdot dt$ . Это удлинение пути светового луча пропорционально  $dt$ . Так как в каждый момент времени луч направлен по касательной к контуру, то тангенциальная линейная скорость имеет проекцию ( $\bar{u} = \bar{u} \cdot \cos a = \Omega r \cdot \cos a$ ). Таким образом, длина пути, проходимого лучом, равна  $Dl + \bar{u} \cdot dt$ . Аналогично для встречного светового луча произойдет уменьшение проходимого отрезка пути  $Dl - \bar{u} \cdot dt$ . Учитывая, что скорость света инвариантна, кажущиеся удлинение и сокращение путей для встречных пучков можно считать эквивалентным расширением и сжатием интервалов времени, т.е. основные перечисленные принципы работы волоконно-оптического гироскопа не позволяют понять накладываемые ограничения на точность выполняемых им измерений. До сих пор в волоконно-оптических гироскопах применяется кварцевое оптоволокно, используемое для оптической связи. В этом оптоволокне, являющимся аморфной, почти однородной и изотропной средой, могут распространяться поперечные оптические волны. Свет, отраженный от границы раздела «ядро-оболочка» в результате полного внутреннего отражения распространяется вдоль сердечника, как своей собственной волны оптического волновода. Эффекты двулучепреломления, Керра, Фарадея и т.д. неблагоприятно влияют на регистрацию сдвига фаз световых волн при вращении петли волоконно-оптических гироскопов, где электромагнитная волна распространяется вдоль волокна с фазовой скоростью, обратно пропорциональной показателю преломления. Даже слабая неоднородность может привести к кумулятивному эффекту и исказить результат измерения. Такие физические явления воздействуют на сигнал, так как оптическое излучение распространяется в материальной среде оптического волокна, которое изготовлено из кварца или кварцевого стекла. Эти эффекты связаны с процессом распространения оптического излучения в материале оптической среды, что приводит к сдвигу фаз встречных волн, не связанному с вращением замкнутого контура. Негативные эффекты также связаны с процессами рассеяния и отражения света на оптическом пути, эффектом поляризационной невязимости, связанном с несимметричным расположением анизотропных элементов по отношению к центру волокна, или анизотропными свойствами волокна. Тем не менее, основной проблемой волоконно-оптического гироскопа является то, что точность измерения и снижение сигнала при малых угловых скоростях в большей степени зависят от оптических эффектов, не связанных с угловым смещением оптической петли (волоконно-оптического гироскопа). Так как оптическое излучение распространяется в материальной среде оптического волокна, изготовленного из кварца или кварцевого стекла, такие физические явления, как эффект двулучепреломления, эффект Керра, эффект Фарадея и т.д., отрицательно влияют на регистрацию сдвига фаз световых волн при вращении петли волоконно-оптических гироскопов. Эти эффекты связаны с процессом распространения оптического излучения в материале оптической среды, что приводит к сдвигу фаз встречных волн, который не связан с вращением замкнутого контура. Отрицательные последствия также связаны с процессами рассеяния и отражения света в оптическом тракте, эффектом поляризационной невязимости, связанной с несимметричным расположением анизотропных элементов по отношению к

центру волокна, или анизотропными свойствами волокна. Эта проблема решается использованием частотной и фазовой модуляции оптического излучения для сдвига нулевой точки на участок максимальной чувствительности интерференционного сигнала. Тем не менее, не удастся избавиться от фазовых сдвигов, обусловленных вращением и связанных с локально взаимными, нестационарными изменениями в характеристиках волокна, когда они возбуждаются асимметрично по отношению к оси волокна. Основные эффекты – эффект Фарадея, Френеля – Физо и нелинейный оптический эффект Керра. Использование некогерентного излучения СЛД (супер люминесцентный диод с длиной когерентности 10 – 20 мкм) практически устраняет проблему влияния отраженного и рассеянного излучения на фазу выходного сигнала ВКИ. Тем не менее, использование СЛД устраняет лишь часть проблем, приводящих к дополнительным сигналам.

## Выводы

В ближней инфракрасной области (1330 нм) чистый кремний имеет малые потери на поглощение и возрастающие полосы поглощения в дальней инфракрасной области и ультрафиолете. Примеси, в частности воды в форме гидроксильных ионов, являются доминирующими причинами поглощения в коммерческих оптоволоконных. Последние достижения по повышению чистоты волокна снизили потери на затухание. Лучшие образцы могут иметь затухание порядка 0,1 дБ/км. На рис. 5 показано типичное спектральное поглощение в кремнии.

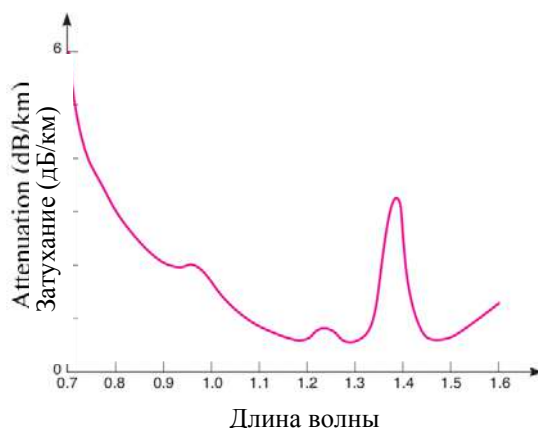


Рис. 5. Типичное спектральное поглощение в кремнии

Рассеяние энергии происходит при прохождении излучения и приводит к потере энергии в оптическом волокне. Есть неизбежные потери рассеяния Рэлея из-за мелкомасштабных флуктуаций плотности волокна при его застывании. Приведена фотография поперечного сечения волокна SMF28(TM), выполненная с помощью сканирующего электронного микроскопа. Это дает затухание, пропорциональное  $1/\lambda^4$ . Также вызывают рассеяние аномалии в сечении формы сердечника и геометрии направления оси волокна. Любой процесс, который накладывает пространственные аномалии, такие как микронапряжения, вызывает рост рассеяния и, следовательно, ослабление сигнала. Используемое нами фотонно-кристаллическое волокно с воздушным сердечником (1550-02-НС) имеет следующие характеристики согласно спецификации производителя: минимальные потери ~ 19 дБ/км, при длине 235 м ~ 4,5 дБ, всего потери сигнала составляют 10 дБ. Остальные потери ~ 2,7 дБ могут быть отнесены к двум стыковым соединениям. Измеренное двулучепреломление составляло приблизительно  $6 \times 10^{-5}$ . Величина группового индекса основной моды пятиметрового стандартного оптоволоконного (1,44) и для 235-метрового фотонно-кристаллического волокна (1,04), рассчитана для идеального с воздушным сердечником волокна с тем же радиусом сердечника [7]. Расщепитель подобран таким образом, что регистрируемая выходная мощность одинакова для всех измерений (-30 дБм).

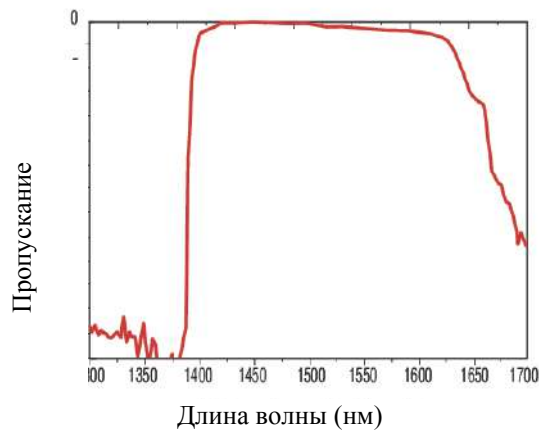


Рис. 6. Типичный спектр пропускания волокна с воздушным сердечником

Эта величина показывает важный результат – сопоставимость фазового шума при использовании в ВОГ волокна с воздушным сердечником и обычного волокна при одинаковой длине, детекторах и электронике. Краткосрочный шум, наблюдаемый в волокне SMF28(TM), объясняется дробовым шумом, шумом рэлеевского обратного рассеяния и электромагнитными помехами. Вклад в фазовый шум от дробового эффекта определен измерением падения мощности на детекторе на 0,01 мВт [8] при принятой квантовой эффективности детектора 0,8 составляет 0,4  $\mu$ рад. Для оптического гироскопа на волокне с воздушным сердечником, при том же детекторе и уровне сигнала, вклад дробового шума также 0,4  $\mu$ рад. Шум обратного рассеяния составляет  $\sim 0,4$   $\mu$ рад (в предположении, что коэффициент обратного рассеяния Рэля для волокна с воздушным сердечником составляет  $1,12 \times 10^{-7} \text{ м}^{-1}$ , или в 3,5 раза сильнее, чем у волокна SMF28(TM)). Поскольку в обоих испытаниях гироскопы используют одну и ту же электронику и уровни сигнала, вклад электронного шума должен быть таким же, как и для волокна SMF28(TM), а именно 2  $\mu$ рад. Также для волокна с воздушным сердечником в оптическом гироскопе обратные отражения на двух стыковых соединениях могут являться источником шума. Недавние теоретические исследования показывают, что отражение мощности стыковых соединений волокна с воздушным сердечником составляет  $\sim 2 \times 10^{-6}$ . Скорректировав примерный расчет фазового шума, представленный в работе [9], на эту величину, мы полагаем, что фазовый шум из-за этих двух некогерентных отражений будет оцениваться в 1  $\mu$ рад. Близость измеренного и расчетного уровня шумов повышает доверие к расчетным значениям вкладов источников шума, принятому значению коэффициента рассеяния Рэля в волокне с воздушным сердечником и к выводу, что в обоих гироскопах большая часть шума имеет общее электронное происхождение.

**Список литературы:** 1. Titterton, D.H., Weston, J.L. *Strapdown inertial navigation technology* // IEE RADAR, SONAR, NAVIGATION AND AVIONICS SERIES 5, Peter Peregrinus Ltd, 1997. 2. LAWRENCE, A. *Modern Inertial Technology*, Second Edition, Springer-Verlag New York, 1998. 3. R. Anderson, H. R. Bilger, G. E. Stedman, 1994. “Sagnac” effect: A century of Earth rotated interferometers // *Am. J. Phys.*, Vol. 62, No. 11, November 1994. 4. Shi, C. X., Yuhara T., Lizuka H., and Kajioka H., New Interferometric Fiber Optic Gyroscope with Amplified Optical Feedback // *Applied Optics*, vol.35, no. 3, 1996. 5. Andronova, I. A., Malykin, G. B. (2002). Physical problems of fiber gyroscopy based on the Sagnac effect. *Physics-Uspekhi*, 45 (8), 793–817. doi: 10.1070/pu2002v045n08abeh001073. 6. Shinde, Y. S., Kaur Gahir, H. (2008). Dynamic Pressure Sensing Study Using Photonic Crystal Fiber: Application to Tsunami Sensing // *IEEE Photonics Technology Letters*, 20 (4), 279–281. doi: 10.1109/lpt.2007.913741. 7. Hyang Kyun Kim, Michel J.F. Dignonnet, Gordon S.Kino Air-Core Photonic Bandgap fiber optic gyroscope, 2006. 8. W. Burns. *Optical Fiber Rotation Sensing*. Boston, MA: Academic, 1994, ch. 1.Eq. 1.21. 9. H. Lefevre, *Fiber Optic Gyroscope*. Boston, MA: Artech House. 1993, pp.66-67.



# РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ, ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

УДК 621.396.96: 551.501

*В.В. ПАВЛИКОВ, д-р техн. наук, Н.В. РУЖЕНЦЕВ, д-р техн. наук,  
А.Д. СОБКЛОВ, Д.С. САЛЬНИКОВ, А.И. ЦОПА, д-р техн. наук*

## НАЗЕМНЫЙ РАДИОМЕТРИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН ДЛЯ ЗАДАЧ МЕТЕОРОЛОГИИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

### Введение

В настоящее время в Украине отсутствуют системы непрерывного мониторинга термо- и гидродинамических характеристик тропосферы: эффективной температуры облаков, общего содержания водяного пара и капельной влаги. Важность непрерывных изменений вызвана тем, что в атмосфере помимо устойчивых метеообразований наблюдаются и быстропротекающие процессы, которые оказывают влияние на качество решения задач метеорологии [1], радиоастрономии [2], перспективных систем телекоммуникаций [3 – 5] и др. Учет влияния таких быстропротекающих процессов невозможно получить из дискретных ведомственных запусков технологических радиозондов и отдельных научных экспериментов с использованием дистанционных акустических и оптических приборов. В рамках нового проекта совместных исследований физических и радиофизических свойств атмосферы, разработанного ХАИ и ХНУРЭ, предполагается дополнить существующую метеорологическую сеть аэрологического мониторинга дистанционными приборами, обеспечивающими непрерывность измерений. Не менее важной задачей, которая может быть решена с помощью разработанного измерительного комплекса, является определение статистики значений и флуктуаций полного вертикального ослабления радиоволн миллиметрового диапазона. Эти сведения важны для развития наземно-космических систем связи, в том числе для внедрения нового поколения телекоммуникационных технологий 5G формата в различных регионах Украины [3, 4].

Необходимость решения поставленных телекоммуникационных и метеорологических задач для Украины подтверждается рекомендациями ИТУ о необходимости накопления данных об атмосферном ослаблении сигналов в миллиметровом диапазоне длин волн (ММ ДВ) для обеспечения учета микроклиматических региональных особенностей [6], а также практикой использования схожих аппаратных комплексов ММ ДВ в организациях гидрометеорологических служб Германии, Голландии, России, США, Японии и др.

В связи с этим, а также в связи с необходимостью обеспечения круглосуточного мониторинга и сбора в автоматическом режиме радиофизических и метеорологических данных совместно ХНУРЭ и ХАИ был разработан и изготовлен опытный образец двухчастотного наземного радиометрического комплекса. В состав комплекса вошли разработанные и изготовленные приборы супергетеродинного типа: модуляционный радиометр диапазона 40 ГГц ( $\lambda = 8 \text{ мм}$ ) (кафедра радиотехнологий информационно-коммуникационных систем – РТИКС, ХНУРЭ) и модуляционный радиометр диапазона 94 ГГц ( $\lambda = 3 \text{ мм}$ ) (кафедра проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов – ПРЭСЛА, ХАИ).

Главными критериями выбора схемных и технических решений помимо обеспечения приемлемой для поставленных задач чувствительности (не хуже 0.3 К, что соответствует возможности идентификации изменчивости атмосферного ослабления менее 0.005 дБ) предпочтение отдавалось минимизации стоимости используемой элементной базы при обеспечении надежности работы и простоты эксплуатации аппаратуры измерительного комплекса (из соображений его широкомасштабного использования в гидрометеорологии).

### Основная часть

На рис. 1 представлена структурная схемы разработанного измерительного комплекса в составе двух измерительных радиометров 3- и 8-миллиметрового диапазонов.

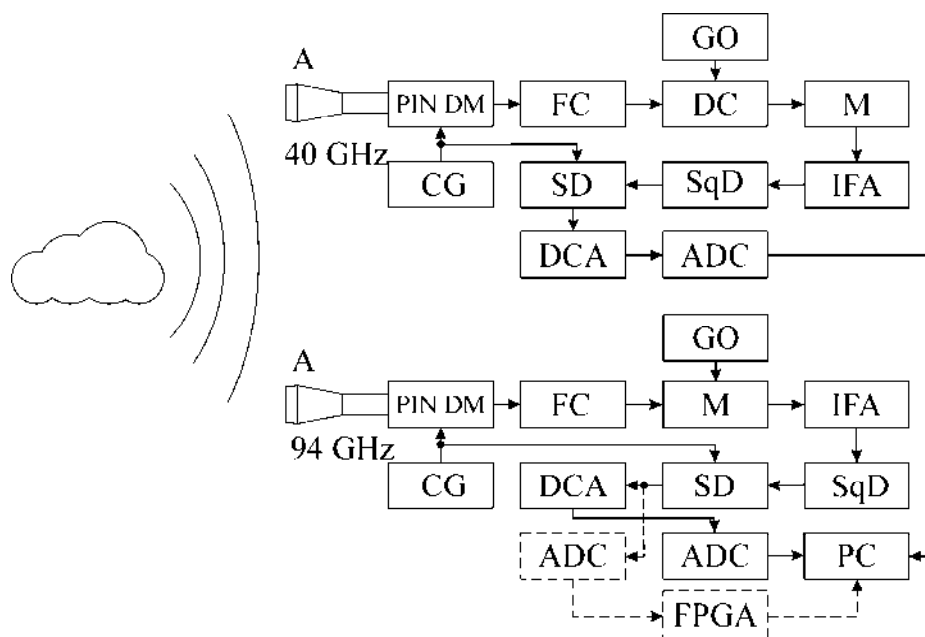


Рис. 1

Радиометр 8 ММ ДВ построен по модуляционной схеме с приемником супергетеродинного типа, в котором используется двухполосный режим приема. На рис. 1 представлены следующие элементы радиометра: антенна (A), *PIN* диодный модулятор (*PIN DM*), ферритовый циркулятор (*FC*), смеситель (*M*), осциллятор на диоде Ганна (*GO*), усилитель промежуточной частоты (*IFA*), квадратичный детектор (*SqD*), синхронный детектор (*SD*), усилитель постоянного тока (*DCA*), аналого-цифровой преобразователь (*ADC*), персональный компьютер (*PC*), программируемая логическая матрица (*FPGA*).

На рис. 2 показаны конструктивные элементы, использованные при построении радиометра 3 ММ ДВ: антенна (1), ферритовый циркулятор (2), *PIN* диодный модулятор (3), смеситель (4), гетеродин на диоде Ганна (5).

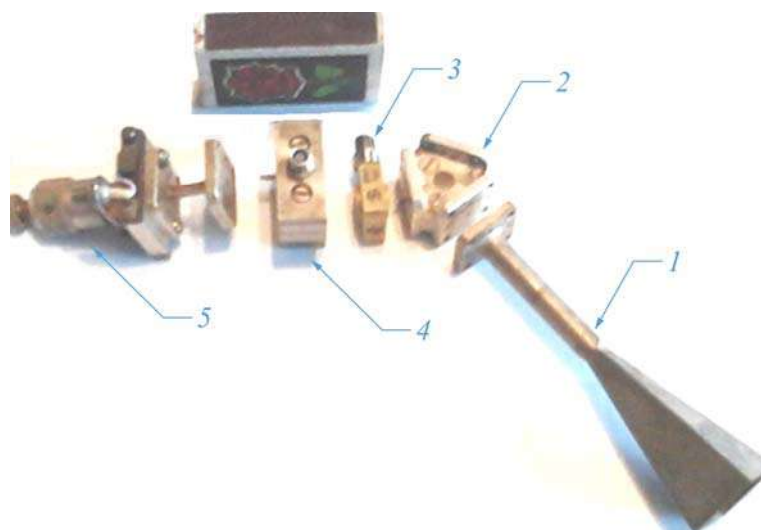


Рис. 2

Разработанная радиометрическая система предусматривает возможность перевода радиометра из режима измерений радиояркости в режим поляризационных измерений, при котором на выходе радиометра выделяется сигнал разности радиоярких температур между вертикальной и горизонтальной поляризациями. Такой режим работы представляет интерес для задач дистанционного исследования микроструктуры кристаллической составляющей облаков либо при исследованиях поляризационных отличий земных покровов и объектов

техники. Техническое обеспечение поляриметрического режима работы осуществляется за счет использования в качестве модулятора специальных ферритовых Y-переключателей [7] нагруженных на две антенны, настроенные на прием разных поляризаций. Выходной сигнал такого радиометра характеризует величину различий радиояркостной температуры объекта, на который направлены обе антенны.

В качестве вспомогательного оборудования в состав обоих радиометров измерительного комплекса входят РС для обработки данных и калибровочные нагрузки, выполненные в виде оригинальной трехслойной конструкции из высокоэффективного радиопоглощающего материала, состоящего из игольчато-сетчатой ковровой структуры типа «Ворс», радиопоглощающего слоя объемной структуры, изготовленного в виде полотна трикотажного переплетения, а также слоя нецеллюлозной (кремниевоволоконной) бумаги типа АРР с профилированной поверхностью.

В качестве антенны радиометра с центральной частотой настройки приемника 40 ГГц использован диагональный рупор с апертурой  $50 \times 50 \text{ мм}^2$ , что обеспечило ширину диаграммы направленности (ДН) около  $5^\circ$  при УБЛ -18 дБ и кроссполяризационном уровне -14 дБ [8]. Модулятор на PIN диоде U-7.2.242011 обеспечивает в полосе 39 – 42 ГГц потери сигнала менее 0,5 дБ, а величина потерь переключающего ферритового Y-циркулятора [7] составляет в прямом направлении 0,4 дБ при обратных потерях более 20 дБ. Этот циркулятор выполняет функции вентиля при работе системы в обычном режиме радиометра и функции модулятора сигналов от двух идентичных антенн с различной поляризацией при работе в режиме радиометра-поляриметра.

После Y-циркулятора принятый сигнал попадает на вход волноводного направленного ответвителя, имеющего потери сигнального канала 0,5 дБ при направленности -18 дБ и потерях в канале гетеродина – 14 дБ. К выходу направленного ответвителя подключен смеситель с резонаторной камерой пониженного сечения волновода [7], в которой расположен смесительный диод с барьером Шоттки бескорпусного типа.

В качестве гетеродина использован генератор Ганна с выходной мощностью около 15 мВт на частоте 40 ГГц. Резонаторная камера гетеродина представляет собой отрезок стандартного волновода 8 мм с встроенным в него диодом марки «AAA 727В». Резонаторная камера нагружена с одной стороны на цилиндрический резонатор, а с другой стороны соединена с ферритовым циркулятором, через который сигнал гетеродина проходит к направленному ответвителю.

С выхода смесителя сигнал промежуточной частоты поступает на малошумящий предварительный усилитель и каскады УПЧ, которые выполнены на стандартных модулях УТР-5. Полоса пропускания узла УПЧ 500-1000 МГц при коэффициенте усиления около 60 дБ.

К выходу УПЧ подключен квадратичный детектор, с которого зашумленный НЧ сигнал частоты модуляции поступает на синхронный детектор и интегратор, а затем через DCA проходит к устройству ADC и компьютеру.

Сотовая структура бескорпусного смесительного диода с барьером Шоттки, генераторный диод Ганна и широкополосный PIN диодный модулятор с малым уровнем потерь изготовлены в НИИ ПП г. Томска (Россия). Остальные элементы СВЧ тракта были изготовлены на опытном производстве ИРЭ НАНУ (г. Харьков, Украина).

Таким образом, отметим, что общие СВЧ потери сигнала во входном тракте радиометра составили около 2 дБ. Оценочная величина потерь преобразования смесителя близка к 7 дБ.

Выбранные схемные и аппаратурные решения обеспечили измеренную методом двух нагрузок [9] флуктуационную чувствительность построенного радиометра около 0.2 К, что находится в хорошем соответствии с проведенными расчетными оценками этого основного параметра радиометра.

Здесь следует заметить, что если радиометр 40 ГГц построен по классической для супергетеродинного модуляционного радиометра схеме, то структурное построение радиометра 94 ГГц отличается от существующих аналогов (например, [9]) применением бездиплексерной схемы построения его СВЧ части. К преимуществам предложенной схемы [10, 11], помимо возможности более компактной и экономичной реализации, следует, прежде всего, отнести

существенно пониженные (более чем на порядок) требования к выходной мощности гетеродина). Такое решение позволило использовать перестраиваемый в полосе более 10 ГГц генератор Ганна, к тому же с резонансной камерой, настраиваемой на режим минимизации шумов гетеродина (вместо традиционно используемого режима максимальной выходной мощности). Такой генератор Ганна был разработан нами на основе конструкции Барта [12, 13] путем эвристического подбора геометрии резонансной камеры применительно к использованию диода Ганна марки «АА 741». Подстроечные коротко-замыкающие поршни этого генератора одновременно служат для подстройки оптимального режима работы смесителя построенного на основе бескорпусного диода с барьером Шоттки, расположенном в полновысотном волноводе сечения  $1.2 \times 2.4 \text{ мм}^2$  [14] (рис. 2). Особенность работы этого радиометра и в том, что он предусматривает возможность принципиально новой обработки сигналов радиотеплового излучения [15 – 17] (см. канал, содержащий два *ADC* и *FPGA* на рис. 1).

Как и в предыдущем радиометре возможен режим работы поляризационных измерений, при котором на выходе радиометра выделяется сигнал разности радиоярких температур между вертикальной и горизонтальной поляризациями.

Параметры элементов СВЧ тракта этого радиометра следующие: рупорная антенна с изломами угла раскрыва с  $5^\circ$  ДН при УБЛ -18 дБ и кроссполяризационном уровне – 20 дБ [18]. PIN модулятор «ПГВ2.242» обеспечивает в полосе 90 – 96 ГГц потери сигнала менее 1.2 дБ (запирание 25 дБ), а величина потерь переключающего ферритового Y-циркулятора [7] составляет в прямом направлении менее 0,6 дБ при обратных потерях более 20 дБ в диапазоне 92 – 97 ГГц. Этот циркулятор выполняет функции вентиля при работе системы в обычном режиме радиометра и функции модулятора сигналов от двух идентичных антенн с различной поляризацией при работе в режиме радиометра-поляриметра.

После Y-циркулятора принятый сигнал попадает на смеситель с резонаторной камерой полного сечения волновода  $1,2 \times 2,4 \text{ мм}^2$  [11], в которой расположен смесительный диод с барьером Шоттки бескорпусного типа.

В качестве гетеродина использован генератор Ганна с выходной мощностью около 1 мВт с возможностью механической перестройки в диапазоне частот 90 – 100 ГГц.

С выхода смесителя сигнал промежуточной частоты поступает на малошумящий предварительный усилитель и каскады УПЧ, которые выполнены на стандартных модулях «Огаста». Полоса пропускания узла УПЧ 1200 – 1700 МГц при коэффициенте шума около 1 дБ и коэффициенте усиления около 60 дБ.

К выходу ИФА подключен квадратичный детектор, с которого зашумленный НЧ сигнал частоты модуляции к устройству ADC и компьютеру.

Сотовая структура бескорпусного смесительного диода с барьером Шоттки, генераторный диод Ганна и широкополосный PIN модулятор с малым уровнем потерь изготовлены в НИИ ПП г. Томска (Россия). Остальные элементы СВЧ тракта были изготовлены на опытном производстве ИРЭ НАНУ и кафедре ПРЭСЛА, ХАИ (г. Харьков, Украина). Измеренная чувствительность радиометра 0.25К.

На рис. 3 показан внешний вид каждого из радиометров диапазона 40 ГГц (а) и 94 ГГц (б).

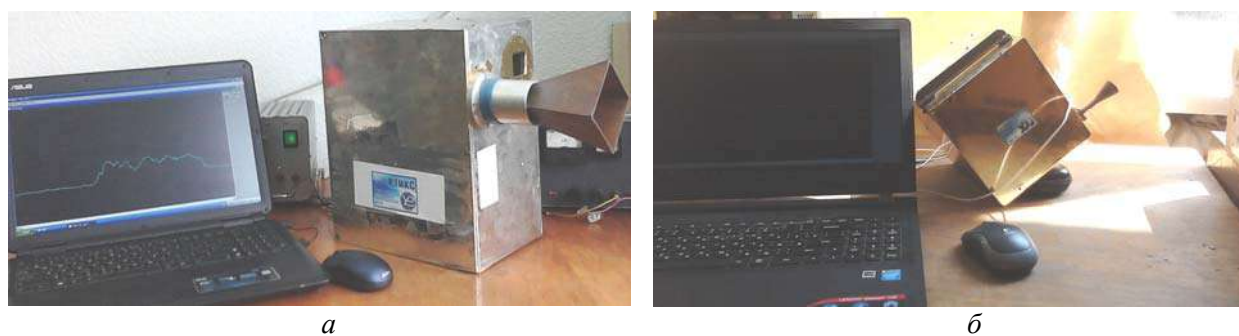


Рис. 3

В состав конечной НЧ части измерительного комплекса также входит микропроцессорное устройство для сбора и предварительной обработки измерительной информации. Съем данных осуществляется как с выхода квадратичного детектора, так и традиционно с выхода синхронного детектора радиометра. Первый режим используется для повышения оперативности варьирования параметрами интегрирования и законами модуляции (демодуляции) входного сигнала радиометра, а также для реализации режимов оптимальной обработки [15 – 17].

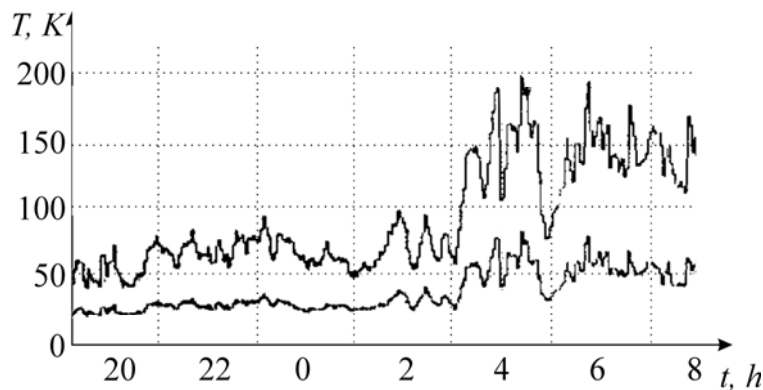


Рис. 4

Разработанный опытный образец измерительного комплекса успешно прошел лабораторные и натурные испытания. На рис. 4 представлен фрагмент записи изменения радиояркости неба на 94 ГГц (верхняя кривая) и 40 ГГц при прохождении фронтальной зоны облачности с 7 вечера до 8 часов утра. В [19] было показано, что представленные на этом рисунке данные о радиояркости неба позволяют восстановить динамику изменения значений полного вертикального ослабления в атмосфере, значения эффективной температуры капельной влаги в облачном покрове, а также значения водозапаса и влагозапаса облаков.

### Цифровая часть радиометров

В комплексе предусмотрены следующие два канала цифровой обработки сигналов:

- особенность штатного режима цифровой обработки сигналов в обоих радиометрах в том, что для обеспечения задаваемой аппаратурными параметрами флуктуационной чувствительности используется 16<sup>ти</sup> разрядный АЦП фирмы *Analog Device* типа *AD51115*, а источник опорного напряжения и встроенный усилитель позволяют измерять малые напряжения без ограничений на разрешение АЦП. Измерения могут проводиться с частотой до 800 SPS, а результаты измерения с АЦП по последовательному интерфейсу *I2C* поступают на микропроцессорный блок предварительной обработки. Разработанный интерфейс обеспечивает передачу данных на PC и формирование *Excel* таблицы с результатами измерений, что обеспечивает удобство накопления и последующей обработки полученных данных;

- тестовый режим (используется только на радиометре с центральной частотой настройки приемника 94 ГГц) предусматривает реализацию алгоритма обработки сигналов, отличающийся от используемого в классическом радиометре модуляционного типа [20].

Данный алгоритм, как доказано в работах [15–17], обеспечивает несмещенное оценивание параметров радиотеплового излучения в приемнике с нестабильным коэффициентом усиления и может быть представлен следующим образом:

$$T_A^o = (T_{ng}^o + T_n^o) \sum_{i=1}^I Q_i \left( \sum_{i=1}^I Z_i \right)^{-1} - T_n^o, \quad (1)$$

где  $Q_i = m(t_i)u^2(t_i)$  – наблюдение на выходе синхронного детектора SD при условии, когда  $m(t_i) = 1$ ;  $Z_i = [1 - m(t_i)]u^2(t_i)$  – измерения на выходе SD при условии, когда  $m(t_i) = 0$ ;

$T_A^o$  – температура антенны;  $T_{ng}^o$  – температура генератора шума;  $T_n^o$  – внутренняя шумовая температура, а  $m(t_i)$  – цифровая функция модуляции (меандр, который принимает значения нуля или единицы);  $u(t_i)$  – цифровое наблюдение. Оценки эффективных температур  $T_{ng}^o$  и  $T_n^o$  получают при калибровке радиометра.

Техническая реализация (1) выполнена в цифровом виде в FPGA (см. рис. 1). При этом наблюдения оцифровываются после SD (на вход SD подан сигнал в полосе 1,2 – 1,6 ГГц). Для оцифровки сигнала с выхода SD требуется низкая частота дискретизации, но несмотря на это, частота дискретизации АЦП выбрана с существенным запасом и равна 600 МГц (*Analog Device DL4A003*).

### Методика измерений и восстановления значений затухания

Методика измерений предполагает непрерывную запись сигнала с заданным периодом усредненной выборки и периодической калибровкой радиометров. Процедура калибровки, от которой в значительной степени зависит точность определения контролируемых параметров атмосферы, имеет несколько вариантов. Выбор варианта калибровки зависит от решаемых задач и требований к точности измерений атмосферного поглощения или восстановления атмосферных параметров. Проведенное нами исследование показало, что наибольшая точность абсолютных измерений радиояркой температуры (менее 3 %) может быть достигнута при калибровке радиометра методом двух высокоэффективных согласованных нагрузок при охлаждении одной из них до температуры кипения жидкого азота (путем ее погружения в жидкий азот). Точность абсолютных измерений радиояркой температуры около 6 % может быть достигнута калибровкой радиометра по радиояркости зенита, величина которой может быть рассчитана по приземным метеоданным, например методом Лиоба [21]. Промежуточные этим значениям 3 – 6% точности можно получить, используя калибровку, которая основана на определении различий между суммой разностного сигнала от зенитного направления сложенного с разностью сигналов от зенита и направления  $30^0$  (от горизонта) и сигналом, принятым от согласованной нагрузки антенны, либо пользуясь классическим методом разрезов [22].

Восстановление значений полного вертикального ослабления атмосферой производится на основе измеренных значений радиояркой температуры неба в каждом отдельном канале. Для восстановления значений интегральных влаго- и водозапаса атмосферы, а также значений эффективной температуры облачного слоя используются данные синхронных двухчастотных измерений о величинах полного вертикального ослабления.

Величина полного вертикального атмосферного поглощения определяется на основании измеренных значений антенной температуры радиометров с использованием следующего выражения:

$$\alpha_{\text{total}}^{\lambda} = \frac{\ln \left[ T_0 - (T_{\text{ant}} - T_{\text{bground}}) / (1 - \beta) \right] / (T_0 - T_c)}{\text{Sec} \vartheta} \quad (2)$$

где  $T_{\text{ant}}$  – измеренная радиометров антенная температура атмосферы;  $\beta$  – коэффициент рассеяния вне основного лепестка диаграммы направленности антенны;  $T_{\text{bground}}$  – эффективная температура фонового излучения принимаемого задними и боковыми лепестками диаграммы направленности антенны (экспериментально оцененные значения);  $T_c$  – реликтовое излучение космоса (2.75 К);  $\vartheta$  – зенитный угол зрения;  $\lambda$  – длина волны (миллиметры);  $T_0$  – усредненная температура атмосферы (определялась как  $T_0 = bT^0$  где  $T^0$  – температура приземного слоя воздуха, а  $b$  – коэффициент, зависящий от длины волны и времени года (получен из сезонного усреднения высотных профилей метеоданных). Мы используем  $b = 0.98$  для лета и  $0.96$  для зимы в 3-миллиметровом диапазоне, и  $b = 0.95$  для лета и  $0.93$  для зимы в 8-миллиметровом диапазоне).

Для восстановления значений содержания атмосферного водяного пара (Q) и жидкокапельной влаги (W) используем систему уравнений для 3- и 8-миллиметрового диапазонов

$$\alpha_{\text{total}} = \alpha_{\text{oxygen}}(\lambda) + \Phi(\lambda)Q + k(\lambda, T_0)W \quad (3)$$

где  $\Phi$  и  $k$  – удельные коэффициенты поглощения в парообразной и жидкокапельной влаге атмосферы соответственно. В результате ее решения:

$$W = \frac{\alpha_{\text{total}}^3 - \alpha_{\text{oxygen}}^3 - B(\alpha_{\text{total}}^8 - \alpha_{\text{oxygen}}^8)}{(1 - B/A)k_3}$$

$$Q = \frac{\alpha_{\text{total}}^3 - \alpha_{\text{oxygen}}^3 - A(\alpha_{\text{total}}^8 - \alpha_{\text{oxygen}}^8)}{(1 - A/B)\Phi_3}$$

где  $\alpha_{\text{oxygen}}^{3,8}$  – расчетная на основе метеоданных величина;  $A = k_3/k_8$ ;  $B = \Phi_3/\Phi_8$ ;

Как правило, коэффициент  $A$  принимает значения от 3 до 6 (в зависимости от температуры капельной влаги) а  $B=6,8$  для нашей пары частот.

Использование представленной методики радиометрических измерений и обработки результатов дает возможность получить экспериментальные данные статистики изменчивости атмосферного затухания и оценок содержания облачной влаги для различных областей Украины. Точность получения величин вертикального атмосферного ослабления волн миллиметрового диапазона и знания параметров их пространственных, временных и сезонных вариаций, а также погодной, частотной, территориальной, микроклиматической изменчивости атмосферного ослабления в значительной степени определяют энергетическую и экономическую эффективность развертывания перспективных наземных и наземно-космических линий связи и сетей передачи мультимедийной информации при переходе от сантиметрового диапазона радиоволн [23, 24] к миллиметровому.

### Заклучение

Разработан и изготовлен опытный образец двух частотного наземного измерительного комплекса диапазона 40 и 90 ГГц, обеспечивающий непрерывное измерение параметров атмосферы (полного вертикального поглощения в атмосфере, эффективной температуры, микроструктуры кристаллов и водозапаса облаков, общего содержания водяного пара атмосферы) практически в реальном масштабе времени.

Измерительный комплекс обеспечивает:

- измерение общего содержания водяного пара в столбе атмосферы (интегральное влагосодержание) с оцениваемой погрешностью метода менее  $2\text{кГ/м}^2$ ;
- измерение интегрального водозапаса облаков с оцениваемой погрешностью метода менее  $0,05\text{кГ/м}^2$  (в интервале значений  $0 - 1,5\text{кГ/м}^2$ );
- измерение эффективной температуры облачного слоя с темпом выдачи данных около 300 с в диапазоне реальных температур капельной фракции и зависимостью оцениваемой погрешности от величины отрицательной температуры переохлажденных капель;
- идентификацию зон с кристаллической фракцией в облачном слое и возможностью морфологических оценок формы кристаллов.

При этом процедура измерения влаго- и водозапаса атмосферы являются основными, а процедуры измерения эффективной температуры облачного слоя и измерения поляризационных отличий радиояркости кристаллических зон облачности – вспомогательными, позволяющими повысить информативность основных каналов.

Установка таких комплексов на опорных аэрологических станциях системы гидромета Украины, с одной стороны позволит обеспечить непрерывность измерений, а с другой – возможность дополнительных калибровок с использованием радиозондовых данных. Применение таких двух- либо трехчастотных измерительных систем ММ ДВ также эффективно в научных задачах климатологии, в задачах исследования физики облаков. Использование

данной системы целесообразно и в прикладных задачах искусственного воздействия на облака, с целью выделения зон, наиболее перспективных для засева облаков при искусственной стимуляции либо предотвращении осадков.

По своим техническим параметрам и возможностям представленный радиометрический комплекс может быть использован также для определения кумулятивных функций атмосферного ослабления ММ радиоволн с учетом микроклиматических особенностей территории Украины, что является важным для прогнозирования параметров готовности перспективных наземных и наземно-космических линий связи ММ ДВ.

**Список литературы:** 1. Кутуза Б.Г., Данилычев М.В., Яковлев О.И. Спутниковый мониторинг Земли: Микро-волновая радиометрия атмосферы и поверхности. – ЛЕНАНД, 2016 г. – 336 с. 2. A.V. Antonov, Churilov V.P., Gerasimov Y.M., Karelin Y.V. and Ruzhentsev N.V. Observations of local sources of the Sun activity at 94 GHz with the radiotelescope RT-2 // Physics and Engineering of Millimeter and Sub-Millimeter Waves, 2001. The Fourth International Kharkov Symposium on, Kharkov, 2001, pp. 798-800, vol.2. 3. Tsopa A.I., Ivanov V.K., Leonidov V.I., Maleshenko Yu.I., Pavlikov V.V., Ruzhentsev N.V. and Zarudniy A.A. The research program of millimetric radio waves attenuation characteristics on perspective communication lines of UKRAINE // Proceedings of the XIII-th International Conference Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science (TCSET'2016), Lviv-Slavsko, Ukraine, February 23 – 26, 2016, pp. 638-642. 4. Leonidov V.I., Ivanov V.K., Maleshenko Yu.I., Pavlikov V.V., Ruzhentsev N.V., Tsopa A.I. and Zarudniy A.A. The Project of Joint Investigations of Millimetre Waves Propagations for Ukrainian Advanced 5G Communication Lines // The IX International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16) : symp. proc., Kharkov, Ukraine, June 20–24, 2016. – G. – 8. pp. 1–4. 5. S. Salous et al. Millimeter-Wave Propagation: Characterization and modeling toward fifth-generation systems. [Wireless Corner] // in IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 58, no. 6, pp. 115-127, Dec. 2016. 6. Recommendation ITU-R P.530-12. Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems. 7. Blinov A. K., Boiko V. V., Kashkaryev D. V. et al. "Radiometer at 7 mm diapazon with quantum amplifier," Preprint #14, Radio Astronomy Institute of the USSR Academy of Sciences, Kharkiv, 1988, 46p. [in Russian]. 8. Ruzhentsev N.V. Complex Research of Parameters of Radiation of Axisymmetrical Antennas with Small Aperture at Millimeter Waves Band // Proc. of Int. Kharkov Symposium – Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW), June 2016, 4 pp. 9. Yesepkina N. A., Korol'kov D. V. and Pariyskii Yu. N. Radiotelescopes and passive radars. – Moscow : Nauka, 1973. – 416p. [in Russian]. 10. Ruzhentsev N. V. Radiometer without diplexer // Proc. of 21<sup>th</sup> Conference "Radio Astronomical Equipment", Yerevan, Oct. 1989, pp. 45-46 [in Russian]. 11. Ruzhentsev N.V. Compact 3mm wave band transceivers for technological radars and radiotelephone communication systems // Turkish Journal of Physics, vol. 20, no. 4, 1996, pp. 356-358. 12. Kokosov A. S., Yelenskiy V. G. Generator harmonics millimeter-wave-based Gunn diodes // Zarubezhnaya radioelektronika, 1987, №2. pp. 54-65 [in Russian]. 13. Barth H. A wideband backshort – fennable second harmonic Gunn oscillator // Digests of IEEE MTT-S Join International Microwave Symposium, 1981. – p. 334-337. 14. Pidlichii V.I. and Peskovatskii S.A. A broad-band low-noise Schotky diode full-hight waveguide mixer from 80 to 115 GHz // International Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2003, vol. 25, no. 1. – pp. 43-54. 15. Pavlikov V.V., Zhyla S.S. and Odokienko O.V. Structural Optimization of Dicke-Type Radiometer [Elektronik resource] // International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering, 12 – 14 October 2016. Kharkiv, Ukraine. – GRS-6. 16. Pavlikov V.V., Zhyla S.S., Odokienko A.V. and Antonov M.O. Radiometer with signal energies ratio // IEEE Radar Methods and Systems Workshop. (RMSW 2016) : proc. Intern. conf., 27-28 Sept., 2016, Kyiv, Ukraine,, pp. 99-102. 17. Pavlikov V.V. and Sobkolov A.D. The New Type of Chopper Radiometer, Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals. (UWBUSIS 2016) : proc. 8th Intern. conf., 5-11 Sept., 2016, Odesa, Ukraine, 2016, pp. 205-208. 18. Ruzhentsev N.V. and Kuzmenko Yu.A. Flare angle changes antenna of the millimeter wave band // International Journal of Infrared and Millimeter Waves, 1996, vol. 17, no. 4, pp. 779-784. 19. Ruzhentsev N.V. Peculiarities of vertical atmosphere absorption in the millimeter wave band // Radio Science. – vol. 38. – no, 3, 2003, 8043. – p. Mar 8-1. – pp. 8-7. 20. Руженцев Н.В. Вертикальное атмосферное ослабление радиоволн миллиметрового диапазона // Издательство LAMBERT Academic Publishing (Германия), 2015, 122 с. 21. Liebe H.J. MPM – an atmospheric millimeter waves propagation model // International Journal of Infrared and Millimeter Waves, 1989, vol.10, no 6, pp. 631-650. 22. Stepanenko V.D., Shchukin G. G., Bobyl'ov L. P. and Matrosov S. Yu. Radar in meteorology. – Leningrad, Gidrometizdat, 1987. – 283 p.[in Russian]. 23. Tsopa O.I., Strelnitskiy A.A. and Shokalo V.M. Approximate Model for Estimation of Efficiency and Noise Immunity of Branched Street and Corridor Wi-Fi and WiMAX Communication Channels // International journal «Telecommunication and Radio Engineering», Begell House, 2009, vol. 68(17), pp. 1511-1528. 24. Tsopa O.I., Strelnitskiy A.A., Strelnitskiy A.E. and Shokalo V.M. Prediction model of energy security for the systems of subscriber radio access with branched street and corridor communications channels // Radioelectronics and Communications Systems, Allerton Press, Inc., 2011, vol. 54, no. 2, pp. 61-67.



**РАЗРАБОТКА ПРИНЦИПОВ И АППАРАТУРЫ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ  
ТЕСТИРОВАНИЯ И КОНТРОЛЯ РАДАРА НЕКОГЕРЕНТНОГО РАССЕЯНИЯ****Введение**

Измерения параметров ионосферы методом некогерентного рассеяния (НР) являются прецизионными, поскольку полезный НР сигнал, будучи шумоподобным, принимается на фоне космического и аппаратурного шума (отношение сигнал/шум составляет величину от нуля до нескольких десятков), параметры сигнала зависят от состояния ионосферы и могут значительно изменяться, в частности, при ее возмущении [1]. Чрезвычайно прецизионными являются измерения скорости движения ионосферной плазмы, что связано с необходимостью определять доплеровское смещение спектра НР сигнала, на 2 – 3 порядка меньшее ширины этого спектра [2, 3].

Погрешность измерения параметров НР сигнала, а значит, и параметров ионосферы, может быть вызвана аппаратурными факторами.

Актуальной задачей является обеспечение контроля параметров систем радаров НР как при подготовке его к измерениям, так и во время проведения измерений ионосферных параметров, с целью обнаружения источников погрешности, ее исключения или учета при обработке полученной информации.

Часть процедур, связанных с подготовкой радаров к измерениям, осуществляется при выключенном радиопередающем устройстве (РПУ), а ряд процедур требует работы РПУ, которое потребляет значительную мощность (импульсная мощность РПУ радаров НР Института ионосферы в обычных режимах работы составляет 2 МВт, средняя потребляемая мощность порядка 100 кВт). Поэтому в настоящее время актуальность также состоит в необходимости оперативного контроля с минимальными затратами времени и электроэнергии.

Вопросы, связанные с контролем радаров, рассматривались рядом авторов (см., например, [4 – 10]). Так, для экспериментальной проверки точности измерения параметров НР сигнала были разработаны способы формирования контрольного сигнала путем пропускания белого шума через линейный фильтр (при этом спектральная плотность мощности сигнала на выходе фильтра определяется его амплитудно-частотной характеристикой) [7, 11, 12], суммирования большого числа независимых гармонических сигналов со случайными начальными фазами [8, 10, 13 – 15].

В составе аппаратуры радаров НР Института ионосферы имеется устройство контроля, основанное на формировании спектра сигнала, подобного НР сигналу, с помощью генератора белого шума на стабилитроне и фильтров нижних частот [7]. Контрольный сигнал, вырабатываемый этим устройством на частоте, близкой к несущей частоте радаров, подается по эфиру на антенно-фидерное устройство радаров. Этот сигнал используется для контроля измерения огибающей корреляционной функции шумоподобного сигнала и связанных с ней параметрами ионосферы – температур ионов и электронов, а также для измерения характеристики восстановления разрядников антенного коммутатора по окончании излучения зондирующего сигнала. Однако контроль измерения скорости плазмы с помощью устройства [7] проблематичен в связи с отсутствием когерентного формирования сигнала на несущей частоте и взаимной нестабильностью центральной частоты спектра контрольного сигнала и рабочей частоты приемника при неравном нулю имитируемом доплеровском сдвиге. Ограничение функциональности устройства также связано с формированием всего трех сигналов с отличающимися спектрами, что связано с наличием трех фильтров, формирующих спектр.

Измерение характеристики антенного коммутатора осуществляется также с помощью гармонического сигнала, формируемого высокостабильным генератором, не связанным с радаром [6, 9]. Проверяется также точность измерения скорости плазмы. Однако целесообразно осуществлять ее контроль по имитируемому доплеровскому смещению не только частоты гармонического сигнала, но и спектра шумоподобного контрольного сигнала.

*Цель работы* – разработка многофункционального устройства формирования сигналов для тестирования передающих, приемных и обрабатывающих систем радара НР и контроля точности измерения параметров ионосферы методом НР, в том числе скорости движения ионосферной плазмы.

### **Аппаратурные факторы, влияющие на точность определения параметров ионосферы методом НР**

Параметры ионосферы определяются по измеренной корреляционной функции НР сигнала, которая однозначно связана с его спектром (описание харьковского радара НР, режимов его работы и методик обработки приведено в [3 – 6, 16 – 21]).

Спектр НР сигнала зависит от ряда параметров ионосферы, таких как температура ионов, температура электронов и ионный состав, которые изменяются с высотой и зависят от уровня солнечной активности, сезона, времени суток, а также состояния космической погоды. При движении ионосферной плазмы спектр НР сигнала сдвигается на величину доплеровского смещения, а при наличии токов в ионосфере появляется его перекосяк.

В то же время на спектр принимаемого сигнала, а также на другие его параметры, может оказывать влияние ряд аппаратурных факторов. К ним, в частности, относятся:

- изменение коэффициента передачи приемного тракта на протяжении радиолокационной развертки, вызванное, в основном, процессом восстановления разрядников антенного коммутатора после окончания излучения зондирующего сигнала;
- неравномерность амплитудно-частотной характеристики приемного тракта;
- наличие собственного шума приемного тракта;
- неточность установки сдвига фазы между двумя сигналами синхронного гетеродина, которые используются для выделения квадратурных составляющих НР сигнала.

Некоторые из факторов являются устранимыми, а другие – учитываются в процессе обработки.

Для контроля аппаратурных факторов, влияющих на точность определения параметров ионосферы, и измерения характеристик, используемых для коррекции данных в процессе обработки, необходимо использовать устройство формирования контрольного сигнала (устройства контроля).

### **Особые требования к устройству контроля**

1. Возможность синтеза гармонических и шумоподобных сигналов с задаваемыми параметрами.
2. Прецизионность:
  - высокая точность установки сдвига центральной частоты спектра контрольного сигнала относительно рабочей частоты радара ( $f_0=158$  МГц) и промежуточных частот контролируемых трактов – до 0,1–0,5 Гц;
  - формирование сигналов, нестабильность частоты (или центральной частоты спектра) которых относительно рабочей частоты радара НР  $f_0$  не превышает 0,1 Гц;
  - симметрия спектра контрольного сигнала относительно его центральной частоты.
3. Удобство в управлении для оперативного контроля.
4. Обеспечение электромагнитной совместимости с системами радара НР.

**Сигналы для контроля радара НР.** Предлагается устройство формирования контрольного сигнала, которое позволяет, благодаря когерентной структуре, контролировать измерение параметров ионосферной плазмы, включая скорость ее движения, а также синтезировать контрольный сигнал нескольких видов:

- гармонический сигнал со смещением частоты (задается программно) относительно рабочей частоты радара;
- шумоподобный сигнал с равномерным спектром в избираемой полосе частот;
- сигнал, подобный НР сигналу для различных состояний ионосферы с параметрами, которые задаются программным способом.

Для контроля во время ионосферных измерений можно использовать радиоимпульсный синтезированный сигнал, который подается в контролируемый тракт на участках радиолокационной развертки дальности, где НР сигнал отсутствует. Для тестирования радара при подготовке к измерениям может использоваться (в зависимости от контролируемого параметра) радиоимпульсный или непрерывный сигнал. Сигналы радара НР во время ионосферных измерений изображены на рис. 1. Типы синтезируемых сигналов приведены на рис. 2.

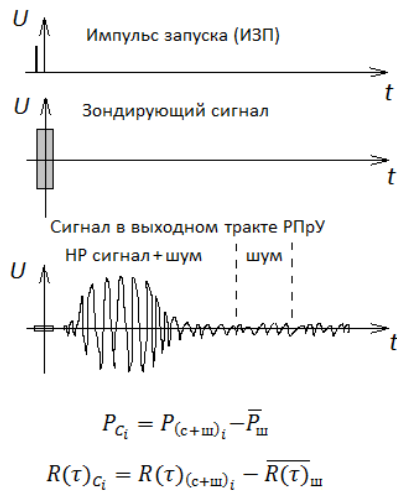


Рис. 1. Сигналы радара НР во время ионосферных измерений

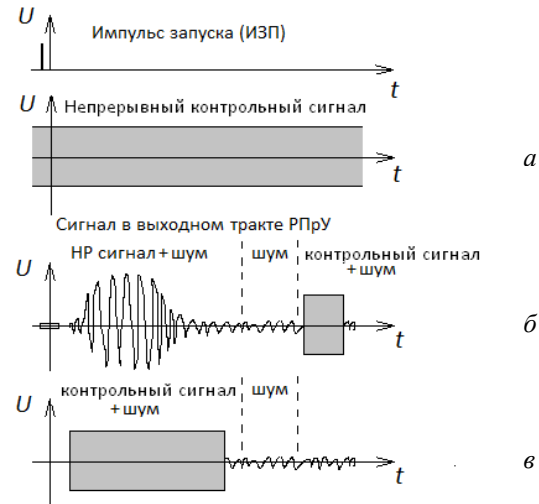


Рис. 2. Применение контрольного сигнала при тестировании аппаратуры (а, в) и во время ионосферных измерений (б)

Здесь ИЗП – импульс запуска передатчика. Период следования ИЗП соответствует длительности радиолокационной развертки (около 40 мс). Статистические параметры НР сигнала (мощность  $P_{Ci}$  и корреляционная функция  $R(\tau)_{Ci}$ ) для каждого конкретного  $i$ -го участка развертки определяются при обработке в виде разности соответствующих параметров смеси сигнал+шум и усредненных параметров шума, измеренных на участках развертки, где НР сигнал отсутствует (см. рис. 1).

**Устройство контроля в составе радара НР.** Функциональная схема работы устройства контроля в составе радара НР изображена на рис. 3.

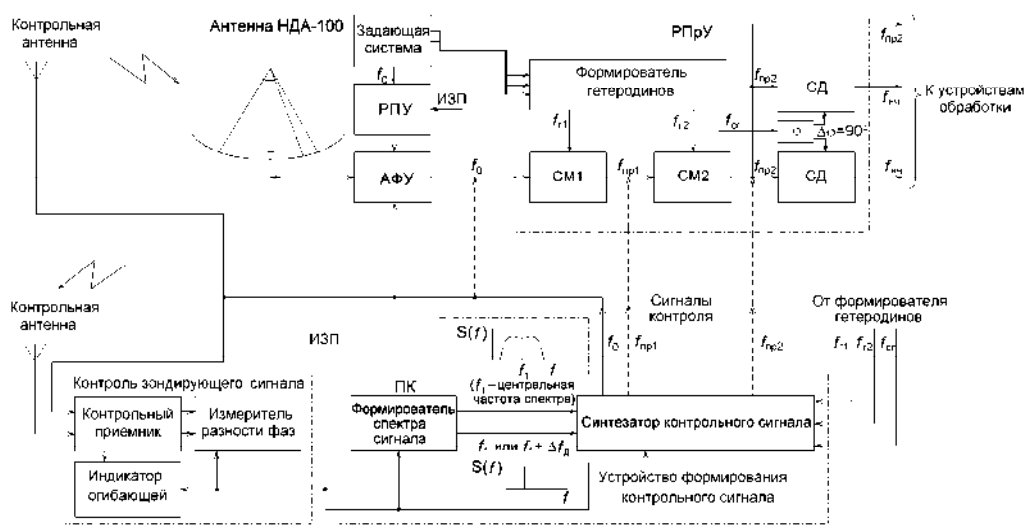


Рис. 3. Функциональная схема работы устройства контроля в составе радара НР

Здесь показаны структурные элементы в составе радара: антенна, антенно-фидерное устройство (АФУ), радиопередающее устройство (РПУ), радиоприемное устройство (РПрУ) со смесителями (СМ) и синхронными детекторами (СД), а также элементы устройства контроля: имитатор сигналов, состоящий из формирователя спектра сигнала и синтезатора контрольного сигнала, и элементы контроля зондирующего радиосигнала.

Формирователь спектра сигнала – это персональный компьютер с оригинальным программным обеспечением и встроенной звуковой картой, которая формирует на выходе ее цифро-аналогового преобразователя сигнал с необходимыми характеристиками (такими как спектральная плотность мощности и закон распределения).

Синтезатор контрольного сигнала осуществляет перенос спектра сформированного сигнала на рабочую частоту радара  $f_0$ , а также на промежуточные частоты (ПЧ)  $f_{пр1}$  и  $f_{пр2}$ , для контроля всех каскадов приемно-обрабатывающего тракта радара НР.

Элементы контроля зондирующего радиосигнала содержат двухканальный радиоприемник, индикатор огибающей радиоимпульса и измеритель мгновенной разности фаз между принятым с помощью контрольной антенны зондирующим сигналом и сигналом устройства контроля с частотой  $f_0$ . ИЗП служит для синхронизации и стробирования.

Для обеспечения когерентности используются сигналы первого, второго и синхронного гетеродинов РПрУ радара с частотами  $f_{г1}$ ,  $f_{г2}$  и  $f_{ср}$  [16, 18]. Доплеровский сдвиг спектра контрольного сигнала имитируется смещением частоты вспомогательного сигнала на величину  $\Delta f_d$ .

Контрольный сигнал может подаваться (непрерывно или на определенном участке радиолокационной развертки) на вход радиоприемного устройства непосредственно, либо с помощью контрольной антенны по эфиру через антенно-фидерный тракт радара, а также в тракты первой  $f_{пр1}$  и второй  $f_{пр2}$  промежуточных частот РПрУ (см. рис. 3).

Длительность и задержка начала контрольного сигнала относительно ИЗП устанавливается экспериментатором.

### Структурная схема устройства формирования контрольного сигнала

В результате анализа параметров контрольного сигнала, которые должно обеспечить устройство, с учетом особенностей радара НР, а также на основании указанных выше требований была разработана структурная схема устройства формирования контрольного сигнала, которая изображена на рис. 4.

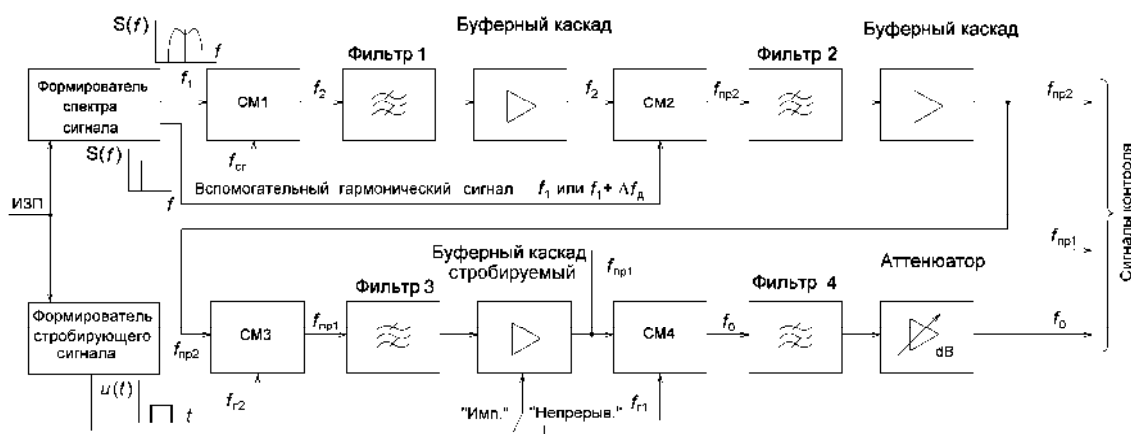


Рис. 4. Структурная схема устройства формирования контрольного сигнала

Устройство включает в себя формирователь (на базе ПК) сигнала с центральной частотой спектра  $f_1$  и вспомогательного гармонического сигнала, а также тракт переноса спектра контрольного сигнала на несущую частоту радара  $f_0$ , выполненный на основе четырех смесителей СМ1–СМ4.

*Формирователь спектра сигнала.* Принцип формирования шумоподобного сигнала основан на его синтезе в виде суммы гармонических составляющих со случайными фазами и амплитудами, которые соответствуют рассчитанным по параметрам ионосферы спектрам [13, 22]:

$$x(t) = \sum_{i=1}^N \sqrt{S_i} \sin(2\pi f_i t + \theta_i). \quad (1)$$

Здесь  $S_i$  – значение составляющей энергетического спектра, который задается для синтеза,  $f_i$  – частота;  $\theta_i$  – случайная начальная фаза, равномерно распределенная на интервале  $[-\pi, \pi]$ . При  $S_i = const$  формируется шумоподобный сигнал с равномерным спектром, а при  $N = 1$  – гармонический сигнал.

Структурная схема формирователя спектра представлена на рис. 5.

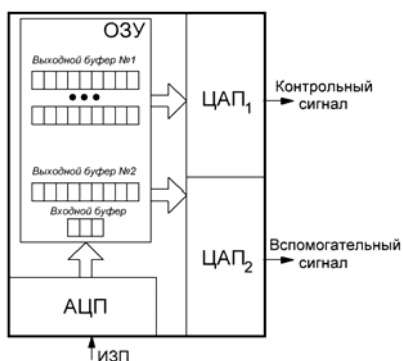


Рис. 5. Структурная схема формирователя спектра сигнала

Для работы со звуковой платой используется библиотека BASS [23]. Контрольный и вспомогательный сигналы формируются с помощью двух ЦАП, работающих в 16-разрядном режиме. Сигнал ИЗП, необходимый для синхронизации работы формирователя спектра, поступает на микрофонный вход звуковой платы. Задержка между ИЗП и началом формирования сигнала задается программно. Алгоритм работы программы-формирователя спектра показан на рис. 6. Инициализация звуковой платы включает выбор устройства, которое будет производить вывод сигнала (ПК может иметь несколько звуковых плат), установку частоты дискретизации АЦП равной 44100 Гц, что достаточно для формирования сигнала со спектром на центральной частоте 15 кГц и шириной единицы килогерц (таким спектром обладает сигнал, некогерентно рассеянный областью ионосферы, представленной ионами атомарного кислорода), а также выделение памяти для выходных буферов. Режим работы формирователя выбирается с клавиатуры в текстовом окне. Для работы устройства в режиме реального времени целесообразно применение заранее рассчитанных выборок сигналов, так как вычисления по формуле (1) при большом количестве гармонических составляющих  $N$  являются относительно ресурсоемкими. Как показывает опыт формирования шумоподобных сигналов на ПК с использованием данного способа [10], применение табличных значений функции синуса и уменьшение количества гармоник негативно сказывается на качестве имитации сигнала. Расчет вспомогательного сигнала и запись его мгновенных значений в соответствующий буфер производится однократно. Многократное воспроизведение этого сигнала осуществляется аппаратным способом в сигнальном процессоре звуковой платы. Во время ожидания прихода ИЗП заполняется входной буфер звуковой платы одной из реализаций сигнала с заданным спектром. Простейший алгоритм формирования нужной задержки относительно фронта ИЗП может обеспечить ее значение от 5 мс. Для получения меньшей задержки необходимо учитывать информацию о времени поступления ИЗП предыдущей радиолокационной развертки. Вывод контрольного сигнала на звуковую плату осуществляется сменой рабочего выходного буфера звуковой платы на заранее подготовленный (во время ожидания ИЗП) входной буфер.



Рис. 6. Алгоритм работы программы-формирователя спектра

*Синтезатор контрольного сигнала.* Для того чтобы перенести спектр синтезируемого сигнала на рабочую частоту радара НР с точностью до выбранного смещения частоты  $\Delta f_d$  и соблности когерентность, используют четырехкратное преобразование частоты (см. рис. 4). От формирователя спектра сигнала на синтезатор поступает гармонический сигнал с частотой  $f_1$ , или сигнал с равномерным спектром с центральной частотой  $f_1$ , или сигнал, подобный НР сигналу, с той же центральной частотой. Также подается вспомогательный сигнал (непрерывный или радиоимпульсный) с частотой  $f_1$  или (для имитации доплеровского смещения)  $f_1 + \Delta f_d$ . В результате преобразования сигналов в смесителях СМ1 и СМ2 спектр контрольного сигнала переносится на вторую ПЧ  $f_{пр2}$ , в СМ3 – на первую ПЧ  $f_{пр1}$ , а в СМ4 – на несущую частоту  $f_0$ .

Для расчета параметров и выбора элементов устройства контроля были проанализированы характеристики НР сигнала для различного состояния ионосферы как по международной модели ионосферы IRI-2007 [24], так и с использованием реальных данных измерений с помощью радара НР. На рис. 7 приведены в качестве примера спектры НР сигнала для ряда высот в условиях высокой солнечной активности [25].

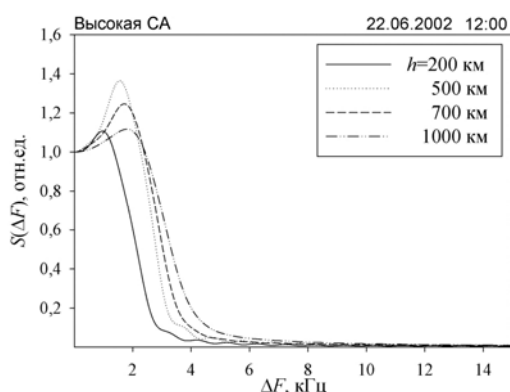


Рис. 7. Спектры НР сигнала в области низких частот, измеренные с помощью радара НР для ряда высот ионосферы

В результате анализа выяснено, что при имеющейся звуковой карте формирователя спектра целесообразно синтезировать шумоподобный контрольный сигнал с полушириной спектра до 5 кГц. Исходя из этого выбрана частота вспомогательного сигнала  $f_1 = 15$  кГц.

Величина имитируемого смещения  $\Delta f_d$  выбрана в диапазоне  $-500 \dots +500$  Гц, исходя из реальных значений доплеровского смещения спектра НР сигнала.

Принцип формирования сигналов устройства контроля (см. рис. 4) иллюстрируется табл. 1.

Принцип формирования сигналов устройства контроля (см. рис. 4) иллюстрируется табл. 1.

Таблица 1

Частоты гетеродинов (от РПРУ)	Частоты синтезируемых сигналов	Примечания
$f_{r1} = 173,0312$ МГц	$f_1 = 15$ кГц (центральная частота спектра)	Гармонический или случайный сигнал с заданным спектром
$f_{r2} = 16$ МГц	$f_1 = 15$ кГц или $f_1 + \Delta f_d$ $= 14,5 \dots 15,5$ кГц	Вспомогательный гармонический сигнал ( $\Delta f_d$ – задаваемое имитируемое доплеровское смещение, $\Delta f_d = -500 \dots 0 \dots 500$ Гц с шагом 1 Гц)
$f_{cr} = 972,4$ кГц	$f_2 = f_1 + f_{cr} = 987,4$ кГц	СМ1
	$f_{пр2} = f_2 - f_1 = 972,4$ кГц	СМ2
	$f_{пр1} = f_{r2} - f_{пр2} = 15,0276$ МГц	СМ3
	$f_0 = f_{r1} - f_{пр1} = 158,0036$ МГц	СМ4

В качестве основного элемента смесителей была выбрана микросхема двойного балансного смесителя SA612A. Выбор именно этой микросхемы объясняется ее характеристиками, удовлетворяющими по таким параметрам, как диапазон рабочих частот (не менее чем до 500 МГц), входное и выходное сопротивления (1,5 кОм), коэффициент шума (до 6 дБ) и достаточно эффективное подавление паразитных сигналов [26]. Полосовые фильтры применены для фильтрации побочных продуктов преобразования.

Буферные каскады предназначены для согласования входных и выходных сопротивлений узлов и исключения влияния последующих каскадов на предыдущие. Регулируемый аттенюатор служит для дополнительной установки напряжения выходного сигнала на несущей частоте

в необходимых пределах 0–25 мкВ (основная установка уровня напряжения каждого из выходных сигналов осуществляется программно с помощью формирователя спектра сигнала).

Импульсный или непрерывный режим работы устройства обеспечивается программно в формирователе спектра сигнала прерыванием сигнала, поступающего на СМ1 или (во избежание переходных процессов в наиболее узкополосных фильтрах 1 и 2) с помощью формирователя импульсного стробирующего сигнала и электронного ключа в стробируемом буферном каскаде. Во втором случае на СМ1 подается непрерывный сигнал, а переключатель устанавливается в положение «Имп.».

*Требования к полосовым фильтрам на выходах смесителей.* Для всех фильтров: неравномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в полосе спектра контрольного сигнала ( $2\Delta f=10$  кГц) – не более 0,1 дБ; подавление внеполосных помех – не менее 40 дБ.

Исходя из этих условий сформулированы основные требования к каждому конкретному фильтру, которые представлены в табл. 2.

Таблица 2

Расположение фильтров	Ширина полосы пропускания	Ширина полосы задержания (по уровню 40 дБ)
СМ1 и СМ2	не менее 10 кГц (при неравномерности АЧХ не более 0,1 дБ)	$\leq 30$ кГц
СМ3	590 кГц	$\leq 1,8$ МГц
СМ4	4,9 МГц	$\leq 15$ МГц

Особые требования к ширине полосы пропускания и ширине полосы задержания АЧХ предъявляются к фильтрам, стоящим после смесителей СМ1 и СМ2. Это обусловлено тем, что разница между частотой гетеродина  $f_{гг}$  на входе СМ1, а также сигнала  $f_1$  на входе СМ2, и центральной частотой спектра сигнала на выходе соответствующего смесителя ( $f_2$  и  $f_{пр2}$ ) достаточно мала (15 кГц) и соизмерима с шириной синтезируемого спектра сигнала ( $2\Delta f=2\dots 10$  кГц). Наиболее приемлемыми для всех фильтров являются фильтры типа Кауэра. Основные характеристики рассчитанных фильтров приведены в табл. 3.

Таблица 3

Расположение фильтра	Порядок фильтра	Затухание в полосе пропускания $\Delta A$ , дБ	Затухание в полосе задержания $A_s$ , дБ	Рабочая частота, МГц
СМ1 и СМ2	5	0,039	60,8	0,9874 и 0,9724
СМ3 и СМ4	3	0,011	52,82	15,0276 и 158,0036

*Функционирование устройства контроля.* Для проведения контроля узлов радара НР осуществляется подключение к контролируемому узлу соответствующего выхода устройства контроля. Вводятся в ПК входные данные (тип сигнала, его характеристики – напряжение, длительность, задержка по отношению к ИЗП, для гармонического сигнала – частота, для случайного сигнала с равномерным спектром – ширина спектра и имитируемое доплеровское смещение, для сигнала-аналога НР сигналу – значения имитируемых температур ионов и электронов, скорости движения плазмы, длительности зондирующего импульса). При использовании сигнала на несущей частоте дополнительно устанавливается необходимое ослабление регулируемого аттенюатора. В случае контроля с использованием имитируемого НР сигнала его спектр рассчитывается автоматически с учетом длительности зондирующего радиоимпульса в соответствии с выражениями, представленными в [25, 27].

## Выводы

Разработанное устройство формирования сигналов для тестирования систем радаров НР позволяет:

– оперативно контролировать точность определения параметров ионосферы, таких как температуры ионов и электронов, скорость движения ионосферной плазмы;

– контролировать такие параметры систем радаров, как амплитудную и фазовую стабильность параметров радиопередающего и приемно-обрабатывающего трактов (как долговременную, так и на протяжении радиолокационной развертки), чувствительность и амплитудно-частотную характеристику РПрУ, точность установки фазового сдвига при формировании квадратурных сигналов и др.;

– тестировать и оптимизировать алгоритмы и программы обработки сигнала.

Предложенное устройство контроля позволяет осуществлять оперативный контроль систем радаров при подготовке к ионосферным измерениям, значительно сокращая время на нее, и в период измерений.

**Список литературы:** 1. Эванс, Дж.В. Теоретические и практические вопросы исследования ионосферы методом некогерентного рассеяния радиоволн / Дж.В. Эванс // ТИИЭР. – 1969. – Т. 57, № 4. – С. 139–175. 2. Емельянов, Л.Я. Влияние характеристик зондирующего сигнала и радиоприемного тракта на точность измерения скорости дрейфа ионосферной плазмы методом некогерентного рассеяния / Л.Я. Емельянов // Вестн. Харьк. гос. политехн. ун-та. Физические аспекты современных технологий : сб. науч. тр. – Харьков : ХГПУ, 2000. – Вып. 103. – С. 34–38. 3. Емельянов, Л.Я. Оптимизация приема и обработки НР сигнала для повышения точности определения скорости переноса ионосферной плазмы / Л.Я. Емельянов // Вестн. Нац. техн. ун-та «ХПИ» : сб. науч. тр. – Харьков : НТУ «ХПИ», 2005. – № 35. – С. 79–84. 4. Емельянов, Л.Я. Контроль поляризации и стабильности параметров радаров некогерентного рассеяния / Л.Я. Емельянов, И.Б. Скляр, С.В. Черняев, А.А. Полеткин // Вестн. Нац. техн. ун-та «ХПИ» : сб. науч. тр. – Харьков : НТУ «ХПИ», – 2001. – № 4. – С. 85–88. 5. Емельянов, Л.Я. Обеспечение достоверности определения скорости дрейфа ионосферной плазмы методом некогерентного рассеяния / Л.Я. Емельянов, И.Б. Скляр // Вестн. Нац. техн. ун-та «ХПИ» : сб. науч. тр. Темат. вып.: Радиофизика и ионосфера. – Харьков : НТУ «ХПИ», 2003. – № 7, т. 4. – С. 35–40. 6. Emel'yanov, L.Ya. Incoherent Scatter Measurement of the Electron Density Altitude Profiles / L.Ya. Emel'yanov // Geomagnetism and Aeronomy. – 2002. – V 42, N 1. – P. 109–113. 7. Скляр, И.Б. Устройство формирования контрольного сигнала радаров некогерентного рассеяния / И.Б. Скляр // Вестн. Харьк. гос. политехн. ун-та. : сб. науч. тр. – Харьков, 1999. – Вып. 31. – С. 117–119. 8. Лысенко, В.Н. Синтез модели НР-сигнала / В.Н. Лысенко // Вестн. Харьк. политехн. ин-та: Исследование ионосферы методом НР. – 1987. – № 248. – Вып. 5. – С. 21–24. 9. Цуркан, А.В. Учет влияния антенного коммутатора на определение параметров ионосферы / А.В. Цуркан // Вестн. Харьк. гос. политехн. ун-та. Физические аспекты современных технологий. сб. науч. тр. – Харьков : ХГПУ, 2000. – Вып. 103. – С. 113–115. 10. Богомаз, А.В. Программно-аппаратный комплекс для имитации некогерентно рассеянного сигнала / А.В. Богомаз, Д.А. Искра // Вестн. Нац. техн. ун-та «ХПИ» : сб. науч. тр. Сер.: Радиофизика и ионосфера. – Харьков : НТУ «ХПИ». – № 33 (1066) – 2013. – С. 3–7. 11. Лысенко, В.Н. Имитация НР-сигнала / В.Н. Лысенко, А.А. Капустян, А.В. Бруско // Вестн. Харьк. политехн. ин-та: Исследование ионосферы методом НР. – Харьков : ХПИ, 1986. – № 234, Вып. 4. – С. 60–64. 12. Скляр, И.Б. Синтез фильтров для получения шумоподобного сигнала, имитирующего некогерентно рассеянный сигнал / И.Б. Скляр // Вестн. Харьк. гос. политехн. ун-та. Физические аспекты современных технологий : сб. науч. тр. – Харьков : ХГПУ, 2000. – Вып. 103. – С. 107–109. 13. Богомаз, А.В. Моделирование случайного сигнала с заданной спектральной плотностью мощности / А.В. Богомаз // Вестн. Нац. техн. ун-та «ХПИ» : сб. науч. тр. «Автоматика и приборостроение». – Харьков, 2009. – № 23. – С. 29–32. 14. Лялюк, А.И. Исследование цифровых имитаторов сигнала некогерентного рассеяния / А.И. Лялюк, Е.В. Рогожкин // Междунар. науч. конф. MicroCAD: Секція № 17 – Навколосезний космічний простір. Радіофізика та іоносфера : тез. докл. – НТУ «ХПИ». – 2009. – С. 175. 15. Рогожкин, Е.В. Анализ возможности контроля результатов ионосферных измерений при НР / Е.В. Рогожкин, Д.П. Белозеров // Вестн. Нац. техн. ун-та «ХПИ» : сб. науч. тр. Серия: Радиофизика и ионосфера. – Харьков : НТУ «ХПИ», 2002. – № 9, т. 5. – С. 61–64. 16. Domin, I.F. Kharkiv Incoherent Scatter Facility / I.F. Domin, Ya.M. Cherpurnyy, L.Ya. Emelyanov et al. // Bulletin of the National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute". Scientific papers. Issue: Radiophysics and ionosphere. – Kharkiv : NTU "KhPI". – 2014. – No 47 (1089). – P. 28–42. 17. Емельянов, Л.Я. Минимизация погрешностей измерения скорости дви-



жения ионосферной плазмы / Л.Я. Емельянов, И.Б. Скляр // Вестн. Нац. техн. ун-та «ХПИ» : сб. науч. тр. Темат. вып.: Радиофизика и ионосфера. – Харьков : НТУ «ХПИ», 2002. – № 9, т. 5. – С. 29–33.

18. Емельянов, Л.Я. Радиоприемное устройство радара некогерентного рассеяния / Л.Я. Емельянов // Вестн. Харьк. гос. политехн. ун-та : сб. науч. тр. – Харьков, 1999. – Вып. 31. – С. 108–112.

19. *Domnin, I.F.* Dynamics of the ionospheric plasma above Kharkiv during the January 4, 2011 solar eclipse / I.F. Domnin, L.Ya. Emelyanov, L.F. Chernogor // *Radio Physics and Radio Astronomy*. – 2012. – V. 3, No. 4. – P. 311–324. DOI: 10.1615/RadioPhysicsRadioAstronomy.v3.i4.50.

20. Богомаз, А.В. Пакет программ нового поколения для обработки данных радаров некогерентного рассеяния Unified Processing of the Results of Incoherent Scatter Experiments (UPRISE) / А.В. Богомаз, Д.В. Котов // Вестн. Нац. техн. ун-та «ХПИ» : сб. науч. тр. Сер.: Радиофизика и ионосфера. – Харьков : НТУ «ХПИ», 2013. – № 28 (1001). – С. 29–37.

21. *Yemelyanov, L.Ya.* The Peculiarities of Mid-Latitude Ionosphere Plasma Drift Velocity Determination / L.Ya. Yemelyanov, D.A. Dzyubanov // *Telecommunications Radio Engineering*. – 2007. – V. 66, No. 14. – P. 1313–1327).

22. Богомаз, А.В. Моделирование некогерентно рассеянного сигнала и высотного распределения его параметров / А.В. Богомаз // Вестн. Нац. техн. ун-та «ХПИ» : сб. науч. тр. Темат. вып.: Радиофизика и ионосфера. – Харьков : НТУ «ХПИ», 2010. – № 48 – С. 72–76.

23. *Un Developments Seen, 2016*. – Режим доступа: <http://www.un4seen.com/> – Дата обращения 30 сент. 2016.

24. *Bilitza, D.* International Reference Ionosphere 2007: Improvements and new parameters / D Bilitza, B. W. Reinisch // *Advances in Space Research*. – 2008. – Vol. 42, Iss. 4. – P. 599–609.

25. Емельянов, Л.Я. Квазиоптимальный прием сигналов некогерентного рассеяния / Л.Я. Емельянов, А.В. Богомаз, И.М. Касымов // Вісн. Нац. техн. ун-ту «ХПИ» : зб. наук. праць. Серія: Радіофізика та іоносфера. – Харків : НТУ «ХПІ», 2015. – № 37 (1146). – С. 79–86.

26. *SA612A Double-balanced mixer and oscillator* // Product data sheet. Rev. 3–4 June 2014. [http://www.nxp.com/documents/data\\_sheet/SA612A.pdf](http://www.nxp.com/documents/data_sheet/SA612A.pdf).

27. Гринченко, С.В. Оптимальный алгоритм многократных вычислений теоретических характеристик некогерентно рассеянного сигнала / С.В. Гринченко // Вестн. Харьк. гос. политехн. ун-та. : сб. науч. тр. – Харьков, 1999.– Вып. 7. – С. 331–336.

*Институт ионосферы НАН и МОН Украины*

*Поступила в редколлегию 24.02.2017*

## ВЛИЯНИЕ ВИБРАЦИИ КОНТРОЛИРУЕМОГО ОБЪЕКТА НА РАБОТУ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ РЕТРАНСЛЯЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

### Введение

Совершенствование технологий и рост их сложности выдвигает дополнительные требования к точности и надежности оценки параметров технологических процессов. Одним из неизбежных факторов, препятствующих повышению точности в промышленных условиях, является производственная вибрация, уровень которой возможно и необходимо уменьшать до определенного предела, определяемого техническими требованиями к оборудованию и санитарными нормами. Вибрация контролируемой поверхности является существенным дестабилизирующим фактором, заметно влияющим на надежность и точность измерений прецизионных датчиков СВЧ и оптического диапазонов [1, 2].

В число предложенных радиоволновых датчиков и систем контроля объектов на малых расстояниях входят измерительные ретрансляционные системы (ИРС), в которых применяется пространственно-временная фильтрация, позволяющая добиться значительного повышения точности измерений в условиях помеховых отражений от посторонних предметов [3]. Ранее не изучалось влияние вибрации контролируемой поверхности на точность оценок, получаемых ИРС. Однако проведение таких исследований актуально, поскольку вибрация контролируемой поверхности вносит непосредственный вклад в фазовый набег радиоволны, являющийся информационным параметром ИРС.

Цель статьи – изучение влияния вибрации на работу ИРС, а также нахождение способа ее снижения. Для этого необходимо решить следующие задачи: путем математического моделирования работы ИРС и вибрационного воздействия исследовать степень влияния вибрации на точность оценок ИРС в разных частотных диапазонах виброперемещений; изучить поведение погрешности измерений от соотношения периода виброперемещения и длительности измерительного интервала; решить упомянутые задачи для случая полигармонического воздействия; на основе анализа полученных данных предложить алгоритм снижения влияния вибрации на точность оценок, даваемых ИРС.

### Влияние вибрации на фазовый набег в ИРС

Физические основы и принцип работы ИРС подробно описаны в [4]. На рис. 1 показана структура ИРС, где 1 – приемопередатчик; 2 – ретранслятор; 3, 4 – антенны приемопередатчика и ретранслятора; 5 – контролируемая поверхность. В случае ИРС радиоволна дважды отражается от контролируемой поверхности и дважды проходит трассу распространения длиной  $R$ , а значит, вибрация поверхности воздействует на радиоволну дважды. В данной работе будем полагать, что ИРС излучает непрерывное немодулированное колебание, в приемнике используется супергетеродинное преобразование [5], а контролируемая поверхность совершает плоско-параллельные движения в направлении ИРС по гармоническому закону:  $d = D_m \sin(\Omega t + \Phi_0)$ , где  $D_m$  – амплитуда колебаний поверхности,  $\Omega = 2\pi F$  – круговая частота вибрации,  $\Phi_0$  – начальная фаза колебаний поверхности.

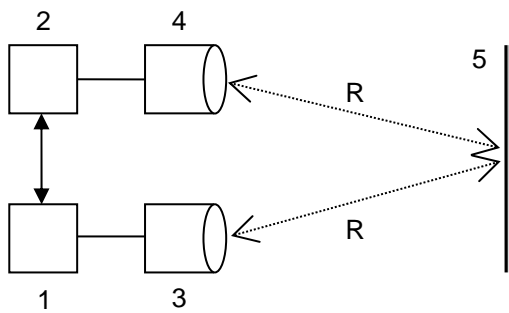


Рис. 1

Мгновенная фаза колебания, принятого антенной ретранслятора 4, описывается выражением

$$\psi_{\text{прм}}(t) = \omega t + \varphi_0 + \varphi_{\text{опр}} + 2 \frac{\omega(R+d)}{c}, \quad (1)$$

где  $\omega$  – круговая частота колебаний передатчика,  $\varphi_0$  – их начальная фаза,  $\varphi_{\text{опр}}$  – фазовый сдвиг при отражении волны от поверхности 5,  $c$  – скорость света. В последнем слагаемом выражения (1) можно выделить составляющую, которая описывает вклад вибрации в полную фазу колебаний, принимаемых антенной 4:

$$\varphi_{\text{вбр}}(t) = 2 \frac{\omega d}{c} = 2 \frac{v_m}{c} \sin(\Omega t + \Phi_0) = \frac{4\pi D_m}{\lambda} \sin(\Omega t + \Phi_0) = m \sin(\Omega t + \Phi_0), \quad (2)$$

в котором  $v_m = \omega D_m$  – виброскорость,  $m$  – индекс угловой модуляции. Следовательно, влияние вибрации поверхности контролируемого объекта выражается в паразитной угловой модуляции отраженной радиоволны. Данный эффект используется в СВЧ виброметрии и смежных областях исследования [6, 7].

При повторном прохождении радиоволновой трассы распространения два последних слагаемых выражения (1) вносят двойной вклад. Полагаем, что частота сдвига в ретрансляторе много меньше частоты излучаемого колебания  $\Omega_{\text{сдв}} \ll \omega$  и полная фаза колебания  $d$  практически не изменилась с момента первого прохождения трассы радиоволной. Тогда, оставив в рассмотрении лишь полезную спектральную составляющую колебаний, принимаемых антенной 3, запишем выражение для полной фазы:

$$\psi_{\text{прм}}(t) = (\omega + \Omega_{\text{сдв}})t + \varphi_0 + 2 \left[ \varphi_{\text{опр}} + 2 \frac{\omega R}{c} + m \sin(\Omega t + \Phi_0) \right]. \quad (3)$$

### Моделирование воздействия вибрации

Количественное влияние вибрации контролируемой поверхности на оценку фазового набега принимаемого сигнала  $\tilde{\varphi}$  исследовалось с помощью математического моделирования. За основу математической модели работы ИРС супергетеродинного типа были взяты выражения из [5], а структура программы моделирования определяется составом статистической модели ИРС супергетеродинного типа, приведенной в [8]. В данном случае информационный параметр статистической модели  $\alpha$  (фазовый набег радиоволны) дополняется вибрационной составляющей (2). Воздействие вибрации на неинформационный параметр  $\beta$  описывается побочной амплитудной модуляцией, имеющей место при модуляции угловой.

Моделирование производилось для следующих фиксированных параметров модели: измерительный интервал  $T_{\text{изм}} = 50 \text{ мс}$ , промежуточная частота  $f_{\text{ПЧ}} = 5 \text{ МГц}$ , частота сдвига  $F_{\text{сдв}} = 0,1 \text{ МГц}$ , полоса пропускания усилителя промежуточной частоты  $\Delta f_{\text{ПЧ}} = 0,5 \text{ МГц}$ , частота дискретизации АЦП приемника  $f_{\text{д}} = 20 \text{ МГц}$ , отношение сигнал / шум на входе приемника  $ОСШ = 20 \text{ дБ}$ . Фазовые сдвиги  $\varphi_0$ ,  $\varphi_{\text{опр}}$  и  $\Phi_0$  принимались равными нулю, а фазовый набег радиоволны  $\varphi = 4\omega R/c$  – равным  $10^\circ$ . Данные получены на основании  $10^4$  опытов.

На рис. 2 представлены кривые зависимостей оценки фазового набега  $\tilde{\varphi}$  от величины виброскорости для трех различных частот колебаний вибрации  $F : 3, 15$  и  $75$  Гц. В соответствии с санитарными нормами [9] для этих частот значения виброскоростей в 7,6, 2,8 и 2,3 мм/с соответственно являются предельно допустимыми. Из рисунка видно, что воздействие вибраций, величины которых даже на порядок ниже предельных значений, заметно сказывается на оценках фазового набега, что существенно отразится на точности измерений.

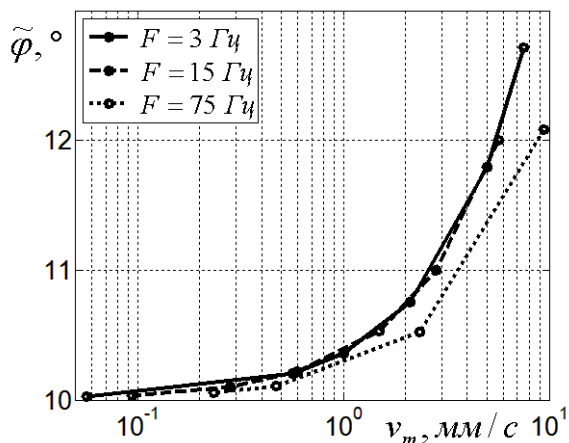


Рис. 2

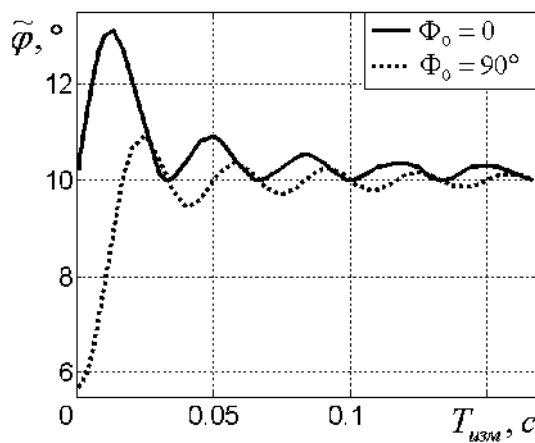


Рис. 3

Дальнейшие исследования были направлены на изучение возможности снижения влияния вибрации на  $\tilde{\varphi}$ . Исходя из предположения о том, что за полный период колебания вибрации  $T = 1/F$  влияние его положительной и отрицательной полуволин компенсируется, были получены и исследованы зависимости  $\tilde{\varphi}$  от интервала измерений  $T_{изм}$ . Графики этих зависимостей для частоты вибрации  $F = 30$  Гц и двух значений начальной фазы  $\Phi_0$  в  $0^\circ$  и  $90^\circ$  показаны на рис. 3. Видно, что когда длительность измерительного интервала  $T_{изм}$  кратна периоду  $T$ , влияние вибрации отсутствует. Для величины начальной фазы колебания вибрации  $\Phi_0 = 90^\circ$  это влияние отсутствует также, когда значения  $T_{изм}$  кратны половине периода  $T$ . На практике установление величины  $\Phi_0$  едва ли является разрешимой задачей, поэтому вторая зависимость носит чисто демонстративный характер.

Конечно, колебание контролируемой поверхности, подчиняющееся гармоническому закону, является лишь частным и наиболее простым случаем. В ряде других практических ситуаций возможны периодические колебания сложной формы [10, 11]. Например, колебания в виде ограниченной синусоиды, близкие к треугольной, пилообразной, прямоугольной и т.п., спектр которых представляется рядом гармоник с кратными частотами  $k \cdot F$ ,  $k = 1, 2, 3, \dots$ . Не исключены также и воздействия колебаний, являющихся суммой нескольких гармонических колебаний с некратными частотами или же суммой более сложных периодических колебаний.

Влияние сложных вибрационных воздействий также было изучено в работе. На рис. 4, кривая 1 показано воздействие, представляющее собой первые пять гармоник пилообразного колебания:  $d_1 = D_m [\sin(\Omega t) - \frac{1}{2} \sin(2\Omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\Omega t) - \frac{1}{4} \sin(4\Omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\Omega t)]$ . Кривая 2 – сумма двух гармонических колебаний с некратными частотами:  $d_2 = D_m [\sin(2\Omega t) - \frac{1}{2} \sin(3\Omega t)]$ . Результаты их воздействия на оценку фазового набега принимаемого сигнала  $\tilde{\varphi}$  с параметром  $F = 30$  Гц показаны на рис. 5. Видно, что для воздействия  $d_1$  (кривая 1) оценка  $\tilde{\varphi}$  стре-

мится к  $\varphi$ , когда значение  $T_{изм}$  кратно периоду  $T$ , поскольку данное воздействие есть сумма нескольких гармоник.

Для случая воздействия  $d_2$  поведение  $\tilde{\varphi}$  является более сложным (кривая 2). Однако здесь можно выделить характерную особенность: влияние вибрационного воздействия плавно снижается до нуля для значений  $T_{изм} = k/F_{НОД}$ , где  $F_{НОД}$  – частота, являющаяся наибольшим общим делителем для частот колебаний, образующих рассматриваемое воздействие. Для воздействия  $d_2$   $F_{НОД} = 30$  Гц. Имеются также и другие значения  $T_{изм}$ , при которых  $\tilde{\varphi}$  стремится к  $\varphi$ . В этих случаях, по всей видимости, основное влияние вносят комбинации начальных фаз колебаний, образующих воздействие.

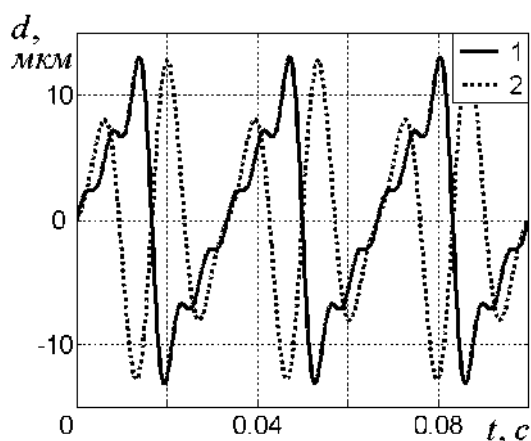


Рис. 4

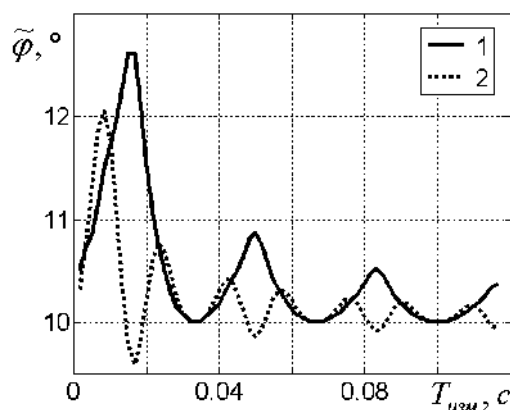


Рис. 5

### Алгоритм снижения влияния вибрации

Ослабление влияния вибрации на погрешности измерения может быть получено за счет спектральной и корреляционной обработки отраженного сигнала. Для обработки сигнала, принятого ИРС, может использоваться способ, применяемый в [12]. При этом способе с помощью автокорреляционной функции определяются гармонические составляющие и их частоты в дискретных сигналах. В идеальном случае, когда отсутствует вибрация контролируемого объекта и антенно-волноводного тракта самого датчика, спектр сигнала ПЧ будет представлен единственной составляющей с частотой, равной  $f_{ПЧ} + F_{сдв}$ , т.е. полезным колебанием. Поскольку полоса пропускания цифрового фильтра накопления равна всего лишь нескольким сотням герц, составляющие с частотами  $f_{ПЧ} - F_{сдв}$  и  $f_{ПЧ}$  эффективно подавляются [5]. Когда же вибрация имеет место, вокруг полезного колебания появляются дополнительные спектральные составляющие с частотами  $(f_{ПЧ} + F_{сдв}) \pm nF_1 \pm kF_2 \pm \dots$ ,  $n, k = 1, 2, 3, \dots$ . Их число и амплитуды будут определяться значением индекса угловой модуляции  $m$ .

Блок-схема предлагаемого алгоритма представлена на рис. 6. На первом шаге для дискретизированной выборки сигнала ПЧ вычисляется частотно-временная автокорреляционная функция (в соответствии с [12]) и затем, по найденной функции, определяются центральные частоты и уровни спектральных составляющих сигнала ПЧ. На третьем шаге, в соответствии с выбранным порогом, производится селекция составляющих по уровню, чтобы исключить из рассмотрения вибрационные воздействия, уровень которых не вносит заметный вклад в погрешность измерений. Если на выходе нет дополнительных спектральных составляющих (частоты которых отличны от частоты полезной составляющей  $f_{ПЧ} + F_{сдв}$ ), считается, что

вибровоздействия отсутствуют, и длительность измерительного интервала  $T_{изм}$  устанавливается равной некоторому фиксированному значению  $T_{фикс}$ . Если же обнаруживаются одна или несколько составляющих, сопоставляются значения их центральных частот. В случае кратных частот длительность измерительного интервала принимается равной  $T_{изм} = k/F_{A(1)}$ , где  $F_{A(1)}$  – центральная частота составляющей с наименьшей центральной частотой. В случае с некратными частотами требуется вычислить частоту  $F_{НОД}$ . Длительность измерительного интервала в этом случае устанавливается как  $T_{изм} = k/F_{НОД}$ .

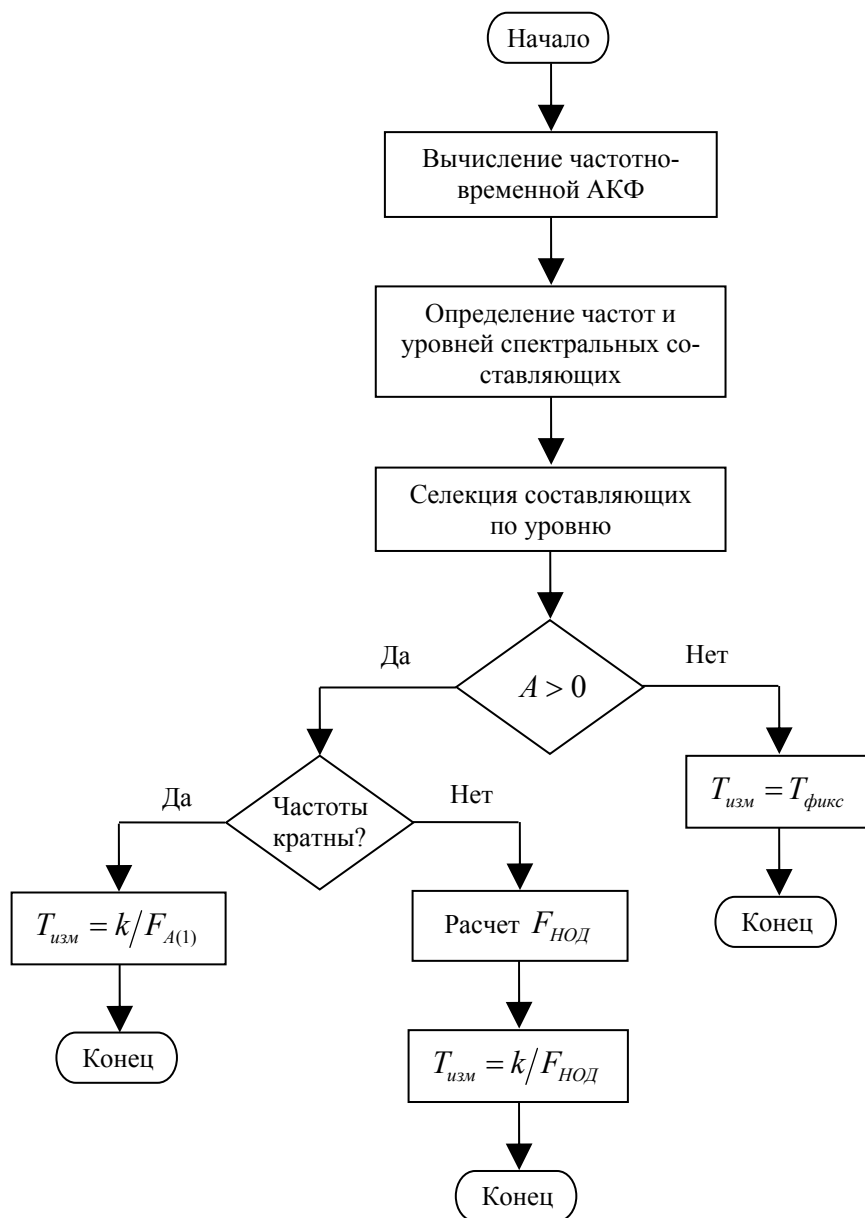


Рис. 6

Результаты моделирования дают основание полагать, что предложенный алгоритм позволит снизить влияние сложных вибрационных воздействий на точность измерений. Однако его эффективность будет зависеть от ряда условий, например, от величины порога селекции

дополнительных спектральных составляющих, от максимально возможной длительности измерительного интервала, от сложности вибровоздействия и т.д. Оценка эффективности предложенного алгоритма при различных методах обработки принятого сигнала и вибрационных воздействиях, имеющих разный спектральный состав и стохастические характеристики, является предметом дальнейших исследований.

## Выводы

В результате исследований получены зависимости оценок фазового набега радиоволны  $\tilde{\varphi}$  в ИРС от виброскорости в трех частотных диапазонах виброперемещений для гармонического вибровоздействия. Установлено, что даже при виброскоростях, которые на порядок меньше предельно допустимых санитарных норм, появляются существенные погрешности в оценке фазового набега радиоволны. Определено, что погрешность, вносимая вибровоздействием, существенно зависит от длительности измерительного интервала  $T_{изм}$  и обращается в ноль, когда  $T_{изм}$  кратна периоду виброперемещения. Выявлено значительное влияние начальной фазы виброперемещения на величину погрешности и на появление точек, в которых влияние виброперемещения обнуляется при некоторых значениях интервала измерения  $T_{изм}$ .

Получены зависимости  $\tilde{\varphi}$  от  $T_{изм}$  для полигармонических воздействий как частных случаев вибровоздействия сложной формы, что, тем не менее, позволило выявить важную закономерность: если установить длительность измерительного интервала  $T_{изм} = k/F_{НОД}$ , то влияние вибрации устраняется.

На основе полученных результатов разработан алгоритм для снижения влияния вибрации на  $\tilde{\varphi}$ .

**Список литературы:** 1. *Radar measurements with micrometer accuracy and nanometer stability using an ultra-wideband 80 GHz radar system* // N. Pohl, T. Jaschke, S. Scherr, S. Ayhan, M. Pauli, T. Zwick, T. Musch. 2013 IEEE Topical Conference on Wireless Sensors and Sensor Networks (WiSNet). P. 31 – 33. DOI: 10.1109. 2. *Barbon F., Vinci G., Lindner S., Weigel R., Koelpin A. A Six-Port Interferometer Based Micrometer-Accuracy Displacement and Vibration Measurement Radar* // Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International, June 17-22, 2012, P. 1 – 3. 3. *Величко А.Ф., Величко Д.А.* Ретрансляционный метод измерения и подавления помеховых отражений при непрерывном излучении с частотной модуляцией // Известия вузов «Радиоэлектроника». – 1998. – Т. 41, № 11. – С. 3–12. 4. *Величко А.Ф., Величко Д.А., Курбатов И.В., Шокало В.М.* Дистанционные методы и средства для исследования процессов в атмосфере земли. Гл. 8. Дистанционная диагностика технологических параметров. – Харьков : Харьк. нац. ун-т радиоэлектроники ; Бизнес Информ, 2002. – 426 с. 5. *Величко А.Ф., Величко Д.А., Вдовиченко Е.И.* Селекция сигнала и определение фазового набега радиоволны цифровыми методами в ретрансляционных системах диагностики // Радиотехника. – 2011. – Вып. 165. – С. 258–267. 6. *Костин М.С.* Моделирование системы радиолокационной виброметрии // Технологии информационного общества. – 2013. № 11. – С. 97 – 101. 7. *Пинчук А.Н.* Дистанционное определение амплитуды вибрации корпуса судна // Наука и образование. – 2014. – № 6. – С. 270 – 278. 8. *Величко А.Ф., Величко Д.А., Величко С.А., Вичкань А.В., Клюева А.Н., Нетребенко К.В.* Статистические характеристики сигнала ретрансляционного измерителя супергетеродинного типа // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2015. – Т. 2, № 4 (76). – С. 58—63. 9. *Державні санітарні норми виробничої загальної та локальної вібрації.* ДСН 3.3.6.039-99. 10. *Основы измерения вибрации* ; под ред. В.А. Смирнова ([http://www.vibration.ru/osn\\_vibracii\\_shtml](http://www.vibration.ru/osn_vibracii_shtml)). 11. *Петрухин В.В., Петрухин С.В.* Основы вибродиагностики и средства измерения вибрации. – М. : Инфра-инженерия, 2010. – 176 с. 12. *Аврамчук В.С.* Определение наличия гармонических составляющих и их частот в дискретных сигналах на основе автокорреляционной функции // Известия Томск. политехн. ун-та. – 2012. – № 5. – Т. 321. – С. 113 – 117.

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

Поступила в редколлегию 25.10.2016

## ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОСТУПАТЕЛЬНОЙ СКОРОСТИ ВИДЕОКАМЕРЫ ПО ДАННЫМ ОПТИЧЕСКОГО ПОТОКА

### Введение

В последние годы растет интерес к мини- и микроБПЛА, связанный с возможностями недорогого наблюдения и для целей дистанционного зондирования земной поверхности [1, 2]. На сегодняшний день большинство БПЛА используют систему спутниковой навигации (GNSS) и инерционную навигационную систему (ИНС). Однако такие навигационные решения не могут работать в средах со слабым или отсутствующим сигналом GNSS и не применяются в таких условиях, как навигация в горах/впадинах, навигация в закрытом пространстве или полет в условиях города. 2D и 3D лазерные сканеры могут обеспечить дополнительную информацию для навигации в такой сложной местности, но недостатком является их высокая стоимость, большой вес и непригодность для установки на мини- или микроБПЛА. Стереоскопические видеосенсоры являются относительно легкими и информационно-ориентированными, связанные алгоритмы обработки видео предъявляют существенные вычислительные требования, что делает их применение в реальном времени проблематичным. Поэтому существует потребность в новых методиках анализа движения для навигации в средах со слабым или отсутствующим сигналом GNSS.

Оптический поток (ОП) камер вызывает особый интерес для исследования из-за простого представления скорости. Было замечено, что медоносные пчелы используют оптический поток для посадки, регулирования скорости полета и избегания препятствий [3]. Заинтересованные схемой полета насекомых, многие разработчики были направлены на использование модифицированных видеосенсоров для измерения оптического потока на основе различных роботизированных платформ [4]. Существуют варианты использования сенсоров оптической мыши, для измерения поля движения, установленные на БПЛА [5], но невысокое разрешение и невозможность установки дополнительной фокусирующей оптики давали неудовлетворительный результат в определении оптического потока [6].

Анализ современной литературы по изучению оптического потока показал, что для измерения оптического потока используются как простые монокулярные камеры, так и специальные сенсоры оптического потока [7]. Оптический поток можно использовать для оценки скорости, ориентации и траектории движения после того как оцененные значения ОП и ИНС прошли через стохастические фильтры. Такие системы ОП/ИНС предоставляют огромные возможности для поддержки малых или микроБПЛА в ближней навигации, не полагаясь на сигнал GNSS, аналогично системе оптической навигации насекомых.

В работе показана возможность применения оптического датчика для оценки параметров движения БПЛА. Предлагается использовать текстурный анализ [8] для оценки оптического потока в сравнении со стандартным блочным методом. Для исследования точности работы всего алгоритма разработана программа в системе MATLAB. На основе полученных данных результатов оценок поступательной скорости проанализирована точность предложенных методов.

### Определение параметров движения по данным оптического потока видеокамеры

Различные точки пространства предметов отображаются оптической системой камеры в пространстве изображений на различных расстояниях от фокальной плоскости. Однако, если расстояние между камерой и наблюдаемой сценой значительно превышает фокусное расстояние оптической системы, можно считать, что изображение строится в ее фокальной плоскости. В этом случае можно воспользоваться проективной моделью камеры, в которой изображение трехмерного объекта получается проектированием его в фокальную плоскость (плоскость изображения) через единственную точку, называемую оптическим центром. Прямая



линия, перпендикулярная плоскости изображения и проходящая через эту точку, называется оптической осью камеры, а точка пересечения оптической оси с плоскостью изображения – главной точкой. Движение объектов перед камерой или движение камеры в неподвижной окружающей обстановке приводит к соответствующим изменениям на картинке, и это изменение можно использовать для восстановления соответствующего движения. Камера движется в статической обстановке. Поле движения создается путем проектирования скорости на плоскости изображения.

Точка  $p$  соответствует точке  $P$  на поверхности Земли (рис. 1). Эти две точки связаны уравнениями проектирования. Важно то, что любой точке изображения можно приписать некоторый вектор. Эти векторы образуют поле движения.

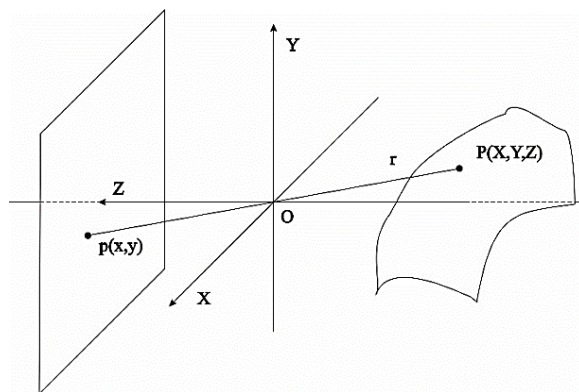


Рис. 1. Система координат проективной камеры

Систему координат свяжем с камерой так, чтобы ось  $Z$  совпала с оптической осью камеры. Обозначим  $r$  – вектор, соединяющий точку  $O$  с точкой  $P=[X,Y,Z]^T$ ,  $f$  – фокусное расстояние. Проектируемые пиксельные координаты  $P$  на плоскости изображения определяются так [9]:

$$p = f \frac{P}{Z}. \quad (1)$$

В общем случае измерение координат в фотоприемнике осуществляется в единицах, отличных от единиц, задающих координаты в стандартной системе. Для полного описания камеры необходимо выразить координаты точки  $p$  в естественных единицах фотоприемника. В новой системе координаты проекции точки  $p$  примут вид

$$u = \frac{fX}{wZ} + u_0, \quad v = \frac{fY}{hZ} + v_0. \quad (2)$$

где  $(u_0, v_0)$  – координаты главной точки относительно начала координат фотоприемника (в естественных координатах фотоприемника);  $w$  и  $h$  – масштабы вдоль осей  $ox$  и  $oy$  (например, расстояния между ячейками матричного фотоприемника вдоль строк и столбцов).

Для последующего изложения введем трехмерный вектор, соответствующий точке  $P=(X,Y,Z)$ , и двумерный вектор  $p=(x,y)^T$ , соответствующий точке  $p$ . Определим также вектор однородных внутренних координат камеры  $W=(u,v,1)^T$ . Используя эти обозначения, соотношения можно представить в компактной векторно-матричной записи [10]:

$$ZW = AP, \quad (4)$$

где  $A = \begin{bmatrix} f/w & \mu & u_0 \\ 0 & f/h & v_0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$  – матрица внутренних параметров камеры, содержит только па-

раметры оптической системы и фотоприемника камеры.

Пусть  $OXYZ$  – глобальная система координат,  $O'X'Y'Z'$  – стандартная система координат камеры. Переход от системы  $OXYZ$  к системе  $O'X'Y'Z'$  можно осуществить поворотом координатных осей к системе  $OX''Y''Z''$  и последующим смещением начала координат. Тогда связь между координатами точки  $P$  в глобальной и стандартной системе может быть представлена как

$$P' = RP + t, \quad (5)$$

где  $P$  и  $P'$  – векторы пространственных координат точки  $P$  в глобальной и стандартной системах соответственно;  $R$  – матрица размерности  $3 \times 3$ , описывающая поворот стандартной системы координат относительно глобальной;  $t$  – трехмерный вектор смещения начала координат глобальной системы относительно начала координат стандартной.

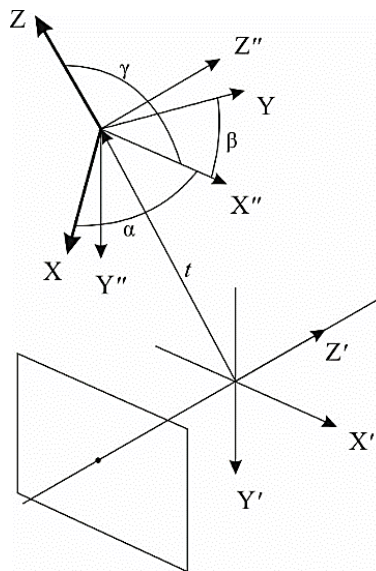


Рис. 2. Переход от глобальной системы координат к стандартной системе координат камеры

На рис. 2 схематически показано преобразование координат. Здесь  $\alpha, \beta, \gamma$  – углы, образованные осью  $OX''$  с осями  $OX, OY$  и  $OZ$  соответственно. Вектор  $t = (t_x, t_y, t_z)^T$  – смещение начала координат глобальной системы относительно начала координат стандартной. Для получения внутренних параметров камеры, а также компенсации радиальных и тангенциальных искажений выполняется процедура калибровки видео камеры [11].

Начало координат в плоскости изображения камеры совпадает с главной точкой  $u_0 = v_0 = 0$ , а единицы измерения координат в глобальной системе и в плоскости изображения камеры одинаковы ( $w = h = 1$ ). Движение твердого тела можно разложить на две составляющие: ( $V$ ) поступательное движение и вращательное движение ( $\vec{\omega}$ ) вокруг оси, проходящей через начало координат. Скорость точки будет иметь вид [12]:

$$V_{total} = -V - \vec{\omega} \times r, \quad (6)$$

где  $V = (V_x, V_y, V_z)^T$  – поступательное движение;  $\vec{\omega} = (\omega_x, \omega_y, \omega_z)^T$  – параметры вращения.

Взяв производную по времени, получим соотношение между скоростью  $P$  в опорном кадре камеры и скорости  $p$  в плоскости изображения с функцией ошибки  $\rho_0$ .

$$\frac{flow}{\Delta t} \equiv V_{cam} = \rho_0 \cdot f \frac{ZV_{total} - V_z P}{Z^2}. \quad (7)$$

Для  $x$  и  $y$  компонентов поле движения можно записать в виде

$$\dot{x} = -\frac{V_x}{Z} + x \left( \frac{V_z}{Z} + \omega_x y - \omega_y x \right) - \omega_y + \omega_z y, \quad \dot{y} = -\frac{V_y}{Z} + y \left( \frac{V_z}{Z} + \omega_x y - \omega_y x \right) - \omega_z x + \omega_x. \quad (8)$$

Можно записать эти уравнения в виде  $\dot{x} = u_t + u_r$  и  $\dot{y} = v_t + v_r$ . Оптический поток разобьем на поступательную составляющую  $(u_t, v_t)$  и вращательную составляющую  $(u_r, v_r)$ :

$$u_t = (-V_x + xV_z)/Z, \quad u_r = \omega_x xy - \omega_y(x^2 + 1) + \omega_z y, \quad (9)$$

$$v_t = (-V_y + yV_z)/Z, \quad v_r = \omega_x(y^2 + 1) - \omega_y xy - \omega_z x. \quad (10)$$

Для определения оптического потока в статье [8] применяется метод сопоставления блоков, который использует адаптивно изменяемый размер и адаптивную стратегию поиска вектора движения с взвешиванием измерений блоков изображения, где каждому блоку соответствует показатель текстуры.

### Оценка скорости поступательного движения

Рассмотрим три возможные варианта начальных условий движения видеокамеры или платформы. Воспользуемся методом наименьших квадратов для определения параметров движения.

1. Расстояние от камеры до поверхности в каждой точке изображения известно. Зададимся целью определить параметры поступательного движения  $V_x, V_y$ .

Определим наименьшее отклонение:

$$\min_{V_x, V_y} \iint \left[ \left( u - \frac{\alpha}{Z} \right)^2 + \left( v - \frac{\beta}{Z} \right)^2 \right] dx dy, \quad (11)$$

где  $\alpha = -V_x + xV_z$ ;  $\beta = -V_y + yV_z$ .

Дифференцируя интегралы по  $V_x, V_y$  и приравнявая результирующие уравнения к нулю, получим:

$$V_x = \frac{V_z \iint x dx dy - Z \iint u dx dy}{(n \cdot m)}, \quad V_y = \frac{V_z \iint y dx dy + Z \iint v dx dy}{(n \cdot m)}. \quad (12)$$

2. Рассмотрим условие, при котором поступательное движение по оси  $Z$  отсутствует,  $V_z = 0$ . В этом случае выражение (12) упрощается, получим параметры поступательного движения:

$$V_x = \frac{-Z \iint u dx dy}{(n \cdot m)}, \quad V_y = \frac{-Z \iint v dx dy}{(n \cdot m)}. \quad (13)$$

3. Далее рассмотрим условие, при котором необходимо определить параметры движения  $V_x, V_y, V_z$  с неизвестной величиной  $Z$ . Применение метода наименьших квадратов к выражению (12) не дает единственного решения, так как результирующие уравнения нелинейны относительно  $V_x, V_y, V_z$ . Для рассмотрения явного решения воспользуемся выражением, предложенным в [9]. Метод наименьших квадратов состоит из следующих шагов: вначале мы определяем величину  $Z$ , которая минимизирует подынтегральное выражение в каждой точке  $(x, y)$ , а затем определяем величину  $V_x, V_y$  и  $V_z$ , которая минимизирует интеграл.

Выражение, которое мы хотим минимизировать, примет вид

$$\min_{V_x, V_y, V_z} \iint \left[ \left( u - \frac{\alpha}{Z} \right)^2 + \left( v - \frac{\beta}{Z} \right)^2 \right] (\alpha^2 + \beta^2) dx dy, \quad (14)$$

где  $\alpha = -V_x + xV_z$ ;  $\beta = -V_y + yV_z$ .

Обозначим интеграл для минимизации через

$$g(V_x, V_y, V_z) = aV_x^2 + bV_y^2 + cV_z^2 + 2dV_xV_y + 2eV_yV_z + 2fV_zV_x, \quad (15)$$

где  $a = \iint v^2 dx dy$ ,  $b = \iint u^2 dx dy$ ,  $c = \iint (xv - yu)^2 dx dy$ ,  $e = \iint u(xv - yu) dx dy$ ,  $f = -\iint v(xv - yu) dx dy$ .

Для определения скорости поступательного движения методом наименьших квадратов необходимо решить следующую однородную систему относительно  $w$ :  $Gw = 0$ , где

$$G = \begin{pmatrix} a & d & f \\ d & b & e \\ f & e & c \end{pmatrix}. \quad (16)$$

Поскольку данные содержат шум, функцию  $g(V_x, V_y, V_z)$  нельзя сделать равной нулю для ненулевой поступательной скорости и, таким образом,  $w = (0, 0, 0)^T$  будет единственно правильным решением. Определив собственный вектор, соответствующий собственному значению  $\lambda_1$ , получим:

$$\begin{aligned} V_x &= (b - \lambda_1)(c - \lambda_1) - f(b - \lambda_1) - d(c - \lambda_1) + e(f + d - e), \\ V_y &= (c - \lambda_1)(a - \lambda_1) - d(c - \lambda_1) - e(a - \lambda_1) + f(d + e - f), \\ V_z &= (a - \lambda_1)(b - \lambda_1) - e(a - \lambda_1) - f(b - \lambda_1) + d(e + f - d). \end{aligned}$$

Необходимо заметить, что значение  $\lambda_1$  должно быть небольшим при хороших данных, и можно просто аппроксимировать точное решение, используя эти уравнения при  $\lambda_1 = 0$ .

### Результаты моделирования и оценки параметров движения видеокамеры

Для исследования точности работы алгоритмов была разработана программа в системе MATLAB. Для создания эффекта полета БПЛА координаты подстилающей поверхности будут неизменными, менять будем координаты и ориентацию камеры. Изменение положения и ориентации камеры задается аналитическими уравнениями. При запуске моделирования полета на экране будет отображаться подстилающая поверхность с определенной точки про-

странства и под определенными углами, значение которых зависит от текущего положения и ориентации камеры.

В процессе полета происходит изменение яркостной картинке изображения. Полученное текущее изображение разбивается на блоки размером 8x8 и выполняется процедура оценки оптического потока. Параметры векторов движения (величина и направление) записываются в соответствующие матрицы. В зависимости от решаемой задачи выбирается алгоритм анализа векторов движения (поля движения). Моделирование движения производилось на восьми изображениях подстилающей поверхности высокого разрешения (4412 x 4779 пикселей) с различной текстурой. Для сравнения поступательная скорость движения рассчитывается с применением текстурного анализа и стандартным методом, основанным на равноточных измерениях.

Внешний вид системы координат, моделируемой для системы наблюдения, представлен на рис. 4. Начало координат находится на поверхности подстилающей поверхности в выбранной точке. Начальное положение камеры характеризуется координатами (X, Y, Z) и углами ориентации ( $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$ ).



Рис. 4. Моделирование движения видеокамеры

Рис. 5. Траектория движения видеокамеры

Начальные данные моделирования: средняя скорость движения 16 м/с, высота движения камеры 100 м, угол обзора камеры 90 градусов, фокусное расстояние 1 мм, размер ПЗС матрицы 256x256 пикселей, частота обработки кадров 30 кадров/с. Оценка поступательной скорости движения с компенсацией вращательного движения, изменение угловых скоростей  $Y, X, Z = [-10; 10]$ .

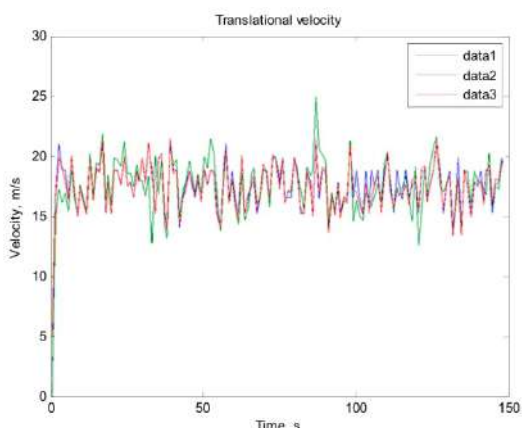


Рис. 6. Поступательная скорость движения камеры

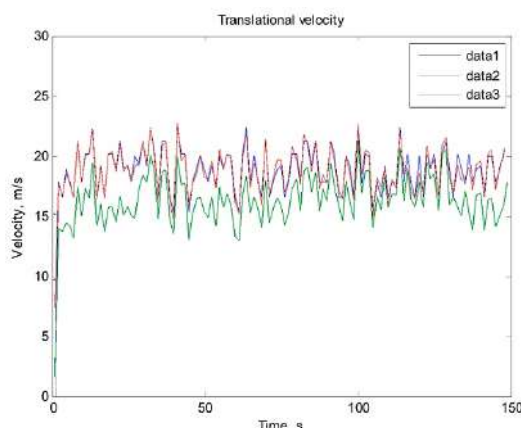


Рис. 7. Поступательная скорость движения

data1 – истинная поступательная скорость;  
 data2 – рассчитанная поступательная скорость стандартным методом;  
 data3 – рассчитанная поступательная скорость разработанным методом ОП

data1 – истинная поступательная скорость;  
 data2 – рассчитанная поступательная скорость стандартным методом;  
 data3 – рассчитанная поступательная скорость разработанным методом ОП

На основе полученных результатов оценки поступательной скорости можно проанализировать точность предложенного метода.

Для текстурного анализа в работе [8] был предложен параметр, характеризующий степень текстурированности изображения по оценке ковариационной матрицы. Анализ изображения подстилающей поверхности относительно оценки числа обусловленности равнялся 9.6348, что является признаком высокой текстурированности всего изображения.

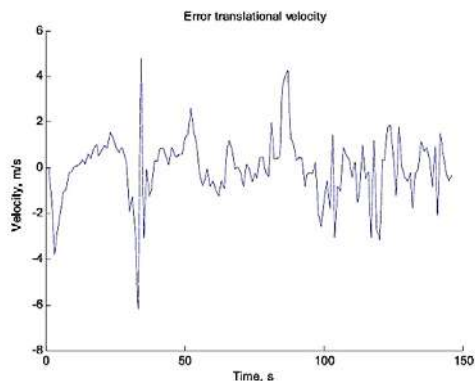


Рис. 8. Ошибки оценок поступательной скорости стандартным методом ОП

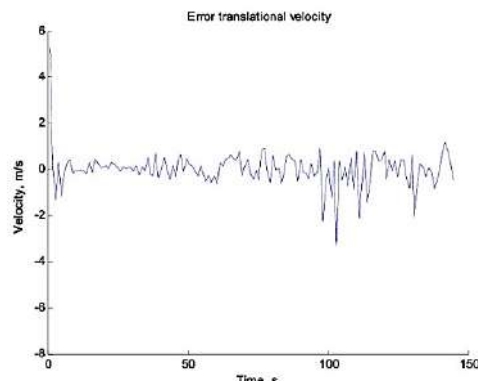


Рис. 9. Ошибки оценок поступательной скорости разработанным методом ОП

Для оценок, выполненных на основе стандартного блочного метода, среднее оцененное значение ошибки поступательной скорости составило 0.154 m/s, СКО ошибки определения поступательной скорости 1.4389 m/s.

Расчет поступательной скорости с применением оценки блоков изображений дал следующий результат: среднее оцененное значение ошибки поступательной скорости составило 0.0880m/s, СКО ошибки определения поступательной скорости 0.6392 m/s.

На рис. 7 представлены результаты оценок скорости для изображения подстилающей поверхности со слабым показателем текстурированности. Моделирование движения видеокамеры производилось на однородной текстуре водной поверхности. Исходя из полученных данных результатов оценок поступательной скорости можно оценить точность предложенного метода. Текстурный анализ всего изображения подстилающей поверхности относительно оценки числа обусловленности равнялся 6.6203, что указывает на слабую текстурированность изображения.

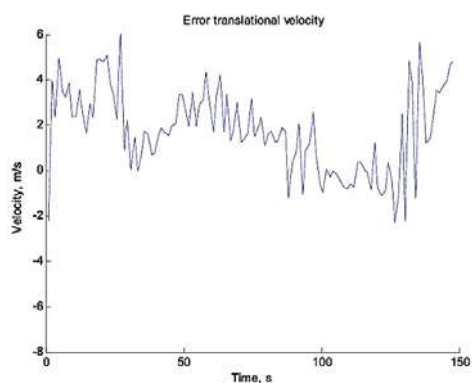


Рис. 10. Ошибки оценок поступательной скорости стандартным методом ОП

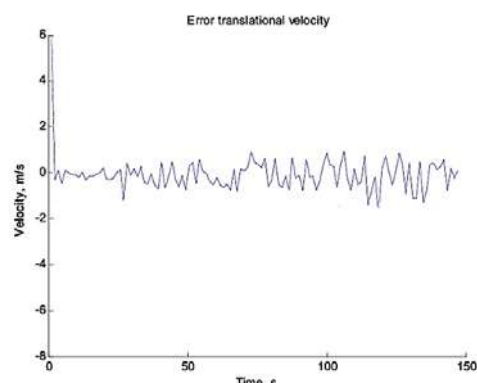


Рис. 11. Ошибки оценок поступательной скорости разработанным методом О

Для оценок на основе стандартного метода среднее оцененное значение ошибки измерений поступательной скорости составило 2.5128 m/s, СКО ошибки определения поступательной скорости 1.1727 m/s.

Расчет поступательной скорости с применением текстурного анализа дал следующий результат: среднее оцененное значение ошибки измерений поступательной скорости 0.0221 m/s, а СКО ошибки определения поступательной скорости 0.7223 m/s.

В табл. 1 приведены результаты оценок поступательным параметрам движения для различных изображений подстилающей поверхности:

Таблица 1

Результаты оценок поступательным параметрам движения

Параметры оценок	Текстура подстилающей поверхности							
	Топографическая карта	Аэрофото-съемка	Аэрофото-съемка2	Поле	Текстура асфальт	Текстура бетон	Текстура трава	Текстура вода
Текстурный анализ	2.7736	4.7706	9.6348	3.3554	2.5556	2.1907	3	6.6203
Мат. ожидание ошибки определения поступательной скорости	0.33 m/s	1.1 m/s	1.38 m/s	0.29 m/s	0.18 m/s	0.2 m/s	0.32 m/s	2.51 m/s
СКО ошибки определения поступательной скорости	0.6m/s	1.57 m/s	1.44 m/s	0.57 m/s	0.62 m/s	0.7 m/s	0.76 m/s	1.17 m/s
Мат. ожидание ошибки определения поступательной скорости с использованием текстурного метода	0.27 m/s	0.03 m/s	0.09 m/s	0.29 m/s	0.16 m/s	0.2 m/s	0.26 m/s	0.02 m/s
СКО ошибки определения поступательной скорости с использованием текстурного метода	0.47 m/s	0.41 m/s	0.64 m/s	0.5 m/s	0.61 m/s	0.7 m/s	0.39 m/s	0.72 m/s

## Выводы

Проанализированы методы определения параметров движения по данным оптического потока видеокамеры. Использовались два метода определения оптического потока: стандартный блочный метод и метод с взвешиванием измерений блоков изображений.

На основе данных моделирования для тестовых изображений и проверки на наборе реальных изображений показана эффективность метода, использующего текстурный анализ. Использование метода оценки движения с взвешиванием измерений блоков изображений дает более точный результат в сравнении с стандартными блочными методами определения оптического потока. Исследования проводились для различных видов подстилающей поверхности. В условиях применения метода с взвешиванием блоков изображений для оценки оптического потока слабая текстурированность не вносит ошибку в определение поступательной скорости движения.

Таким образом, результаты подтверждают работоспособность методов и возможность использования предлагаемых подходов для оценки поступательной скорости БПЛА в условиях отсутствия сигналов GNSS.

**Список литературы:** 1. *D. W. Casbeer, S. M. Li, R. W. Beard, T. W. McLain, and R. K. Mehra.* Forest fire monitoring with multiple small UAVs // Proceedings of the American Control Conference, June 2005, pp. 3530–3535. 2. *H. Chao and Y. Q. Chen,* Remote Sensing and Actuation Using Unmanned Vehicles. Hoboken, New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2012. 3. *M. Srinivasan, S. Thurrowgood, and D. Soccol,* Competent vision and navigation systems // IEEE Robotics & Automation Magazine, vol. 16, no. 3, pp. 59–71, 2009. 4. *J. Chahl, M. V. Srinivasan, and S. W. Zhang.* Landing strategies in honeybees and applications to uninhabited airborne vehicles // Journal of Robotics Research, vol. 23, no. 2, pp. 101–110, 2004. 5. *Griffiths, J. Saunders, A. Curtis, B. Barber, T. McLain, and R. Beard.* Maximizing miniature aerial vehicles: Obstacle and terrain avoidance for mavs // IEEE Robotics & Automation Magazine, vol. 13, no. 3, pp. 34–43, 2006. 6. *J. C. Zufferey and D. Floreano.* Toward 30-gram autonomous indoor aircraft: Vision-based obstacle avoidance and altitude control // Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation, Barcelona, Spain, April 2005, pp. 2594–2599. 7. *G. Barrows, C. Neely, and K. Miller,* Fixed and Flapping wing Aerodynamics for Micro Air Vehicle Application. AIAA, 2001, vol. 23, ch. Optic Flow Sensors for MAV Navigation, pp. 557–573. 8. *Молчанов, А. А., Кортунюв, В. И.* Метод оценки движения оптического потока с взвешиванием измерений блоков изображения // Системы обработки информации, ХУПС. – 2015. – № 3 (128). – С. 26-31. 9. *R. Hartley and A. Zisserman,* Multiple View Geometry in Computer Vision, 2nd ed. Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2004, ISBN 0521540518. 10. *Zhang, Z.* A Flexible New Technique for Camera Calibration // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. Vol. 22, No. 11, 2000, pp. 1330–1334. 11. *Heikkila, J., and O. Silven.* A Four-step Camera Calibration Procedure with Implicit Image Correction // IEEE International Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. 1997. 12. *Richard Von Mises* Theory of Flight. Courier Corporation, 1959. – 629 p. 13. *B. K. P. Horn and B. G. Schunck.* Determining optical flow: a retrospective // Artificial Intelligence, vol. 59, no. 1–2, pp. 81–87, 1993.

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

*Поступила в редколлегию 01.03.2017*



## АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОДНОПРОХОДОВОГО УСИЛИТЕЛЯ В ИЗЛУЧАТЕЛЕ РЕЗОНАНСНОГО ЛИДАРА

### Введение

Известно, что для зондирования атмосферы принципиальное значение имеет спектральная чистота излучения, поэтому для повышения спектральной яркости предпочтительно использовать однопроходовые усилители бегущей волны [1 – 3]. В этом случае спектральные и пространственные характеристики выходного пучка изменятся незначительно, поскольку в однопроходовых усилителях, в отличие от многопроходовых, нет накопления aberrаций. При построении излучателя лидара по схеме генератор-усилитель в условиях постоянной плотности накачки возникает проблема выбора протяженности активной среды усилителя, обеспечивающей максимальный КПД всего излучателя.

Основными задачами работы являлись выяснение факторов, влияющих на процесс усиления излучения в усилителе бегущей волны на основе органического красителя родамин 6Ж с ламповой накачкой, а также исследование влияния длины активного элемента на энергетические характеристики усилителя при условии равномерной плотности накачки. В работе использовались результаты теоретического анализа процессов усиления излучения в однопроходовом усилителе, полученные с участием автора [4].

Анализ эффективности излучателя проводился в предположении общей системы накачки для генератора и усилителя, что обеспечивает одинаковые временные характеристики световых импульсов и значений КПД накачки. При расчете коэффициента усиления предполагалось, что населенность рабочего уровня определяется мгновенными значениями мощности накачки и интенсивностей усиленного шума и усиливаемого излучения.

### Временные характеристики импульсов накачки и генерации

Переход от мощности к энергии в квазистационарном приближении можно осуществить, если установить связь между коэффициентом превышения мощности накачки над пороговым значением и соответствующим приращением энергии. Часть импульса накачки, превышающая пороговую интенсивность, определяется площадью его вершины, ограниченной уровнем пороговой мощности. Поскольку типичное время жизни фотона в резонаторе при ламповой накачке приблизительно на три порядка меньше длительности импульса, использование квазистационарного подхода в данном случае оправдано. Пиковая интенсивность на входе усилителя при заданной энергии импульса  $E_{ex}$  определялась выражением

$$I_{ex}^{max} = \frac{E_{ex} \cdot \tilde{X}}{S \cdot \tau_{0,5} \cdot \int_{t_{min}}^{t_{max}} [S(t/\tau) - 1/X] d(t/\tau)}, \quad (1)$$

где  $\tilde{X} = 1 - 1/X$  – относительная амплитуда импульса накачки выше порога;  $S$  – площадь поперечного сечения усиливаемого пучка;  $\tau_{0,5}$  – длительность светового импульса накачки по уровню 0,5;  $t_{min}, t_{max}$  – моменты начала и окончания действия входного импульса, определяемые уровнем  $1/X$ .

Для расчета энергии излучения лазера необходимо задать форму светового импульса накачки. Обобщение экспериментальных результатов показывает, что форма светового импульса  $S(t)$  накачки вполне удовлетворительно описывается выражением [5]:

$$S\left(\frac{t}{\tau_H}\right) = A \cdot \left(\frac{t}{\tau_H}\right)^B \cdot \exp\left(-C \cdot \frac{t}{\tau_H}\right), \quad (2)$$

где  $A, B, C$  – безразмерные коэффициенты.

Коэффициенты  $B$  и  $C$  определяют форму импульса, а коэффициент  $A$  устанавливает значение функции в максимуме, равное единице. В частности, для режимов разряда, близких к критическим (с предимпульсом), обработка экспериментальных результатов дала значения  $A=12,36$ ;  $B=1,5$ ;  $C=2,95$ . График функции  $S(t)$  представлен на рис.1.

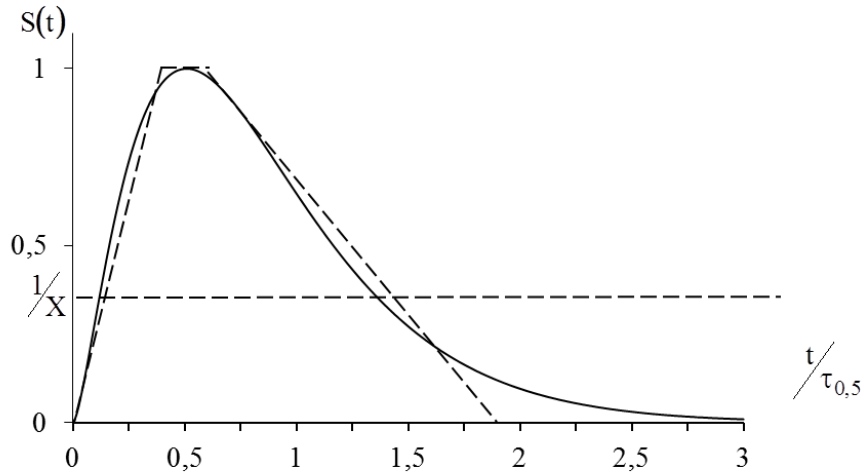


Рис. 1. Форма светового импульса накачки и ее приближение

Для упрощения процедуры расчетов форма светового импульса принималась трапециидальной с вершиной, равной  $0,2\tau_{0,5}$ , и основанием  $1,8\tau_{0,5}$ , как показано на рис.1. Импульс генерации и диапазон мощностей накачки, определяющих усиление, находятся выше уровня  $1/X$ . Трапециидальное приближение близко к форме реального светового импульса при  $0,2 \leq 1/X \leq 0,75$ . Длительность импульса на пороговом уровне  $1/X$

$$\tau_x = [0,2 + 1,6 \cdot \tilde{X}] \cdot \tau_{0,5}, \quad (3)$$

где  $\tilde{X} = 1 - 1/X$  – относительная амплитуда импульса накачки выше порога.

Длительность импульса генерации по произвольному уровню  $k = P_2/P_2^{\max}$

$$\tau_k = [0,2 + 1,6 \cdot \tilde{X} \cdot (1 - k)] \cdot \tau_{0,5}. \quad (4)$$

Уровень накачки  $k_H$ , соответствующий уровню импульса генерации  $k$ , определяется формулой

$$k_H = k + (1 - k)/X. \quad (5)$$

Пиковая интенсивность и энергия излучения импульса связаны соотношением

$$I_{ex}^{\max} = \frac{E_{ex}}{S \cdot \tau_{0,5} \cdot (0,8 \cdot \tilde{X} + 0,2)}. \quad (6)$$

Для определения уровня по  $0,5$  импульса генерации необходимо решить уравнение

$$0,5 \tilde{X} \cdot (1 - k) \cdot (\tau_k / \tau_{0,5} + 0,2) + \tau_k \cdot k \cdot \tilde{X} / \tau_{0,5} = 0,25 \cdot \tilde{X} \cdot (\tau_x / \tau_{0,5} + 0,2). \quad (7)$$

Подставляя в уравнение выражения (3), (4) для  $\tau_k$  и  $\tau_x$  и решая относительно  $k$ , получим:

$$k_{0,5E} = \sqrt{0,5 + 0,125 \cdot \tilde{X}^{-1}}. \quad (8)$$

Формулы (3) – (5) дают удовлетворительное согласование порядка нескольких процентов с численными расчетами этих величин для формы импульса  $S(t)$  в практически важном диапазоне  $1,5 \leq X \leq 5$ . Определяя по формуле (5) для рассчитанного уровня входного импульса соответствующий уровень мощности накачки, можно рассчитать приближенное значение коэффициента усиления по энергии накачки. Различие в значениях коэффициента усиления по приближенной методике и с использованием выражения (2) менее 10 % при изменении интенсивностей на входе усилителя в пределах  $0,05I_s \leq I_{ex} \leq I_s$  и менее 20 % в широком диапазоне входных интенсивностей  $0 < I_{ex} \leq 2I_s$  и протяженности усилителей, что вполне приемлемо для практических оценок.

### Методика расчета и полученные результаты

В импульсном усилителе бегущей волны коэффициент усиления активной среды меняется в течение импульса накачки, следовательно для определения интегрального коэффициента усиления необходимо было суммировать выходные интенсивности для разных уровней накачки, превышающих уровень  $P_H^{\max}/X$ , где  $X$  – число порогов генератора. Форма импульса генерации  $S(t/\tau)$  в расчетах полагалась идентичной импульсу накачки выше порогового уровня (рис.1). Пиковая интенсивность на входе усилителя при заданной энергии импульса  $E_{ex}$  определялась выражением

$$I_{ex}^{\max} = \frac{E_{ex} \cdot \tilde{X}}{S \cdot \tau_{0,5} \cdot \int_{t_{\min}}^{t_{\max}} [S(t/\tau) - 1/X] d(t/\tau)}, \quad (9)$$

где  $S$  – площадь поперечного сечения усиливаемого пучка;  $\tau_{0,5}$  – длительность светового импульса накачки по уровню 0,5;  $t_{\min}, t_{\max}$  – моменты начала и окончания действия входного импульса, определяемые уровнем  $1/X$ .

Коэффициент усиления  $K(t)$  для входной интенсивности  $I_{ex}(t) = A(t) \cdot I_{ex}^{\max}$  в произвольный момент времени  $t$  определялся для соответствующего этому времени значения мощности накачки:

$$P_H = A_H(t) \cdot \frac{W_H}{\tau_w}, \quad (10)$$

где  $A(t)$  и  $A_H(t)$  – весовые множители.

Если число интервалов разбиения  $\tau_x = t_{\max} - t_{\min}$ , соответствующего уровню  $1/X$ , равняется  $N$ , то коэффициент усиления по энергии импульса  $K_E$  можно рассчитать по формуле

$$K_E = \frac{E_{вых}}{E_{ex}} = \left[ \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N A^{(i)} \cdot K^{(i)} \right] \cdot \left[ \frac{1}{\tilde{X}} \cdot \int_{t_{\min}}^{t_{\max}} S(1/\tau) d(t/\tau) \right]^{-1}, \quad (11)$$

где  $A^{(i)} = I_{ex}(t)/I_{ex}^{\max}$  – весовой множитель для момента времени  $t$ , соответствующего  $i$ -му интервалу.

Очевидно, что точность расчетных оценок должна расти с увеличением числа интервалов разбиения  $N$ , но увеличение  $N$  усложняет процедуру счета. Численные расчеты показали,

что вполне удовлетворительная точность счета достигается при условии  $N \approx 10$ . Дальнейшее увеличение числа интервалов дает уточнение в значении коэффициента усиления в пределах единиц процентов.

На рис. 2 представлены расчеты коэффициентов максимального усиления в режиме слабого сигнала ( $I_{вх} \ll I_s$ ) в зависимости от протяженности усилителя  $\ell_y$ . Интервал изменения длины усилителя выбирался равным 12 см, что соответствовало разрядному промежутку ламп ИСП-5000, которые использовались в экспериментальных исследованиях. Расчеты сделаны для разных значений превышения накачки над порогом в генераторе  $X$ .

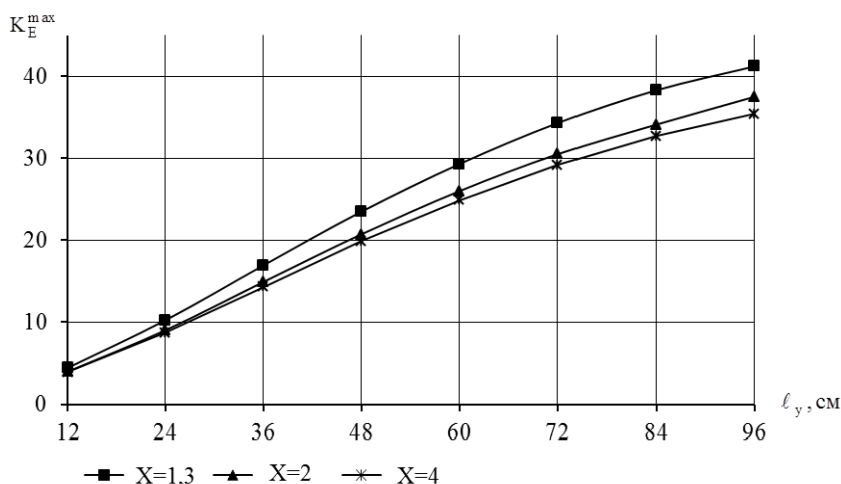


Рис. 2. Зависимости максимальных коэффициентов усиления от длины усилителя

При увеличении длины усилителя коэффициент усиления вначале изменяется почти линейно с ростом протяженности усилителя, а затем усиление замедляется. Из рисунка следует, что разница предельных коэффициентов усиления уменьшается с увеличением коэффициента превышения порога. При  $X > 2$  кривые практически сливаются в одну. Снижение усиления обусловлено прежде всего нарастанием интенсивности усиленной люминесценции.

На рис. 3 представлены результаты расчета коэффициента усиления в зависимости от длины усилителя и при различных значениях входной интенсивности. Исходные данные для расчетов были аналогичны предыдущим. Превышение накачки над порогом принималось  $X=2$ .

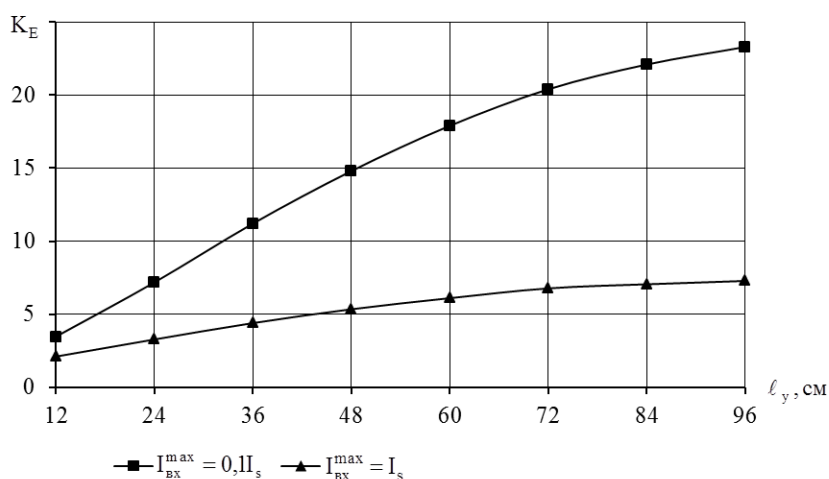


Рис. 3. Зависимость коэффициента усиления от длины усилителя

Из рис. 3 видно, что при увеличении протяженности усилителя при любой интенсивности входной интенсивности происходит насыщение усиления. Эффект насыщения усиления

обусловлен несколькими факторами: во-первых, возрастанием интенсивности усиливаемого излучения по мере прохождения через активную среду и адекватным снижением усиления, во-вторых, нарастанием с длиной активного элемента интенсивности усиленного шума, зависящей от интегрального коэффициента усиления и, в третьих, – аналогичным влиянием усиленного рассеянного излучения. Вредное влияние двух последних факторов заключается в уменьшении населенности рабочего уровня активной среды. Сравнение расчетных результатов с учетом и без учета эффектов фокусировки излучения показало, что при указанных исходных данных влияние фокусировки излучения на коэффициент усиления уже заметно сказывается при увеличении длины усилителя свыше 500 мм.

На рис. 4 представлены расчетные зависимости КПД усилителя от его длины, полученные с использованием результатов предыдущих расчетов. Из представленных зависимостей следует, что максимальный КПД усилителя достигается при длинах не более 500 мм и зависит от величины входной мощности излучения. При увеличении входных интенсивностей оптимальное значение длины активного элемента усилителя смещается в сторону меньших значений.

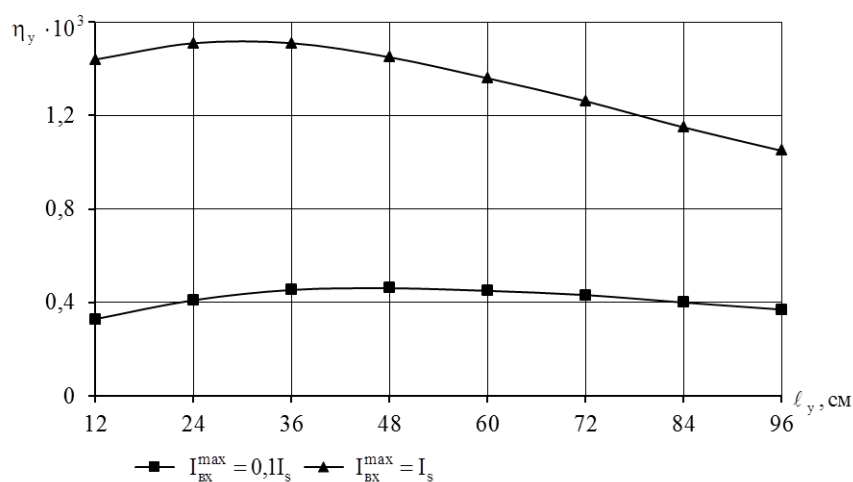


Рис. 4. Зависимость КПД усилителя от его длины

## Выводы

Анализ полученных результатов показывает, что для сохранения достаточно высокой эффективности излучателя предельная длина усилителя не должна превышать величин порядка 500 мм. Если при этом энергия излучения оказывается недостаточной, выход из положения заключается в использовании нескольких каскадов усиления, разнесенных друг относительно друга.

**Список литературы:** 1. Лагутин, М.Ф., Мустецов, Н.П., Зарудный, А.А. Однокаскадный усилитель на органических красителях // Тезисы докладов 2-й Всесоюз. конф. “Лазеры на основе сложных органических соединений и их применение”. – Душанбе, 1977. – С.341-342. 2. Зарудный, А.А., Мегель, Ю.Е., Лагутин, М.Ф. Лидар для исследования мезосферной примеси // Оптика атмосферы. – 1988. – Т.1. – №6. – С.83-89. 3. Лазеры на красителях с ламповой накачкой для исследования атмосферы / Лагутин М.Ф., Зарудный А.А., Басецкий В.Л., Плетенев В.Г. // Радиотехника. – 1997. – Вып.102. – С.104-114. 4. Зарудный, А.А. Теоретический анализ повышения интенсивности излучения резонансного лидара однопроходовым усилителем // Радиотехника. – 2014. – Вып.178. – С.71-74. 5. Анохов, С.П., Марусий, Т.Я., Соскин, М.С. Перестраиваемые лазеры. – М.: Радио и связь, 1982. – 360с.

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.12.2016

*Н.О. ТУЛЯКОВА, канд. техн. наук, А.Н. ТРОФИМЧУК, д-р техн. наук,  
А.Е. СТРИЖАК, д-р техн. наук*

## **АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ УСТРАНЕНИЯ ЭЛЕКТРОМИОГРАФИЧЕСКОГО ШУМА В СИГНАЛЕ ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАММЫ**

### **Введение**

Происхождение шума в биомедицинских сигналах может быть связано не только с внешними помехами, наводкой сети питания, электронными шумами аппаратуры, дрейфом изолинии, но и с физиологическими процессами, влияющими на исследуемый сигнал, и двигательными артефактами. К физиологическим помехам относится электромиографический (ЭМГ) шум, вызванный сокращением мышц. Физиологические помехи сложно устранить схематехническими способами на этапе формирования первичных оценок параметров сигнала, так как в смеси с исследуемым сигналом они представляют разностный сигнал для усилителя биопотенциалов. Трудности устранения ЭМГ шума на этапе вторичной обработки сигнала вызваны широким, изменяющимся случайным образом спектром частот данной помехи. Считается, что основная мощность ЭКГ сигнала приходится на диапазон 0 – 40 Гц, а в диапазоне 40 – 160 Гц доля мощности составляет 1 – 5 %, однако высокочастотный состав сигнала ЭКГ заметно увеличивается при наличии в нем специфических деформаций, крутых подъемов, раздвоений зубцов и других высокочастотных нерегулярностей, имеющих важное диагностическое значение. Мощность ЭМГ помехи сосредоточена в диапазоне 20 – 400 Гц, поэтому ее спектр существенно пересекается со спектром сигнала ЭКГ, что ухудшает точность измерения параметров сигнала и делает невозможным его автоматический анализ.

Применение низкочастотной фильтрации для подавления шума в ЭКГ является причиной существенных искажений высокочастотных компонентов сигнала, что приводит к нарушению диагностических морфологических признаков. В связи с этим требование к частоте среза фильтров низких частот применительно к сигналу ЭКГ изменилось с 35 Гц [1] до 150 Гц для взрослых и подростков и 250 Гц – для детей [2]. Расширение полосы пропускания фильтров соответственно приводит и к увеличению доли шума в спектре исследуемого процесса. Таким образом, актуальной становится задача применения алгоритмов цифровой обработки сигналов с целью подавления высокочастотных помех, в частности ЭМГ шума, в ЭКГ при требовании минимального искажения информативной компоненты сигнала.

### **Модель электромиографического шума**

Согласно центральной предельной теореме для описания случайного шума в теории линейной фильтрации используется гауссовская модель плотности распределения вероятностей (ПРВ). Однако многие феномены в измерительных системах относятся к классу важных для практики процессов, возникающих как суперпозиция множества малых независимых импульсных эффектов. Обоснованием для описания таких процессов служит обобщенная центральная предельная теорема, формулируемая следующим образом: если случайная величина  $X$  является пределом нормированной суммы независимых и одинаково распределенных случайных переменных (с конечной или бесконечной дисперсией), то распределение  $X$  является  $\alpha$ -стабильным. ПРВ, относящиеся к  $\alpha$ -стабильным, гладкие, унимодальные, симметричные относительно моды и колоколообразные. К частным случаям  $\alpha$ -стабильного распределения относятся гауссова ПРВ (параметр импульсивности  $\alpha=2$ ) и ПРВ Коши ( $\alpha=1$ ), имеющие очень “тяжелые” хвосты [3].

Симметричная  $\alpha$ -стабильная случайная величина подчиняется характеристической функции вида

$$\varphi(t) = \exp(j\mu t - \gamma|t|^\alpha), \quad (1)$$

где  $\alpha$  – характеристика экспоненты, определяющая импульсивность или “тяжесть” хвостов ПРВ (малые значения  $\alpha$  соответствуют увеличению уровня импульсивности),  $0 < \alpha \leq 2$ ;  $\mu$  – параметр местоположения функции ПРВ (среднее значение при  $1 < \alpha \leq 2$  и медиана при  $0 < \alpha \leq 1$ );  $t$  – действительная переменная;  $\gamma$  – дисперсия распределения, характеризующая масштаб рассеяния случайной величины относительно параметра местоположения,  $\gamma > 0$ . Чем больше  $\alpha$ , тем вероятнее нахождение случайной величины вблизи от центра ее распределения, и, наоборот, чем меньше  $\alpha$ , тем больше элементов распределения сосредоточено вдали от центра распределения и тем более “тяжелые” хвосты имеет функция ПРВ. Предельный случай  $\alpha=2$  соответствует гауссовой ПРВ с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $2\gamma$ , случай  $\alpha=1$  отвечает “нуль-центрированному” распределению Коши с дисперсией  $\gamma$ . В общем случае ПРВ  $\alpha$ -стабильного распределения описывается функцией вида [3]

$$f_{\alpha}(x) \triangleq \begin{cases} \frac{1}{\pi x} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k-1}}{k!} \Gamma(\alpha k + 1) x^{-\alpha k} \sin[k\alpha\pi/2], & 0 < \alpha < 1, \\ 1/[\pi(x^2 + 1)], & \alpha = 1, \\ \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{2k!} \Gamma([2k+1]/\alpha) x^{2k}, & 1 < \alpha < 2, \\ \exp(-x^2/4)/[2\sqrt{\pi}], & \alpha = 2. \end{cases}, \quad (2)$$

где  $\Gamma(\cdot)$  – гамма-функция, определяемая как  $\Gamma(x) \triangleq \int_0^{\infty} t^{x-1} e^{-t} dt$ .

ЭМГ шум, представляющий суперпозицию большого числа электрических потенциалов действия сокращающихся мышечных волокон, имеет импульсную природу и хорошо описывается симметричной  $\alpha$ -стабильной ПРВ с более тяжелыми, чем гауссовы, хвостами [4, 5].

### Мириадный фильтр

К наиболее популярным оценкам местоположения функции ПРВ относятся  $M$ -оценки, основанные на методе наибольшего правдоподобия. Принцип  $M$ -оценок заключается в следующем. Имеется дискретная последовательность отсчетов наблюдаемого процесса  $x_1, x_2, \dots, x_N$  в пределах окна данных размером  $N$ , где  $x_i = \beta_i + v_i$ ,  $1 \leq i \leq N$ ,  $\beta_i$  – параметр местоположения ПРВ, оцениваемый по выборке оценок сигнала  $x_i$ ,  $v_i$  – шумовая компонента. Предполагается, что случайные переменные  $v_1, v_2, \dots, v_N$  независимые, подчиняются одному симметричному распределению, закон которого точно не известен.  $M$ -оценка параметра местоположения  $\hat{\beta}$  определяется поиском глобального минимума функции риска [6]:

$$\hat{\beta} = \arg \min_{\beta} \sum_{i=1}^N \rho(x_i - \beta), \quad (3)$$

где  $\rho(\cdot)$  – функция потерь, служащая мерой расхождения между истинным значением оцениваемого параметра  $\beta$  и его оценкой  $x_i$ ;  $N$  – объем выборки. Величина  $\rho(x_i - \beta)$  характеризует цену отличия оценки от истинного значения. Соответственно,  $M$ -оценка является точечной оценкой параметра  $\beta$ , при котором суммарный риск (3) минимальный. Поведение  $M$ -оценки полностью определяется функцией  $\rho(\cdot)$  [7].

Рассмотрим функцию одной переменной  $\rho(z)$ , где  $z \equiv (x_i - \beta)$ . Для ПРВ Коши, описываемой законом  $f(z) = K / [\pi(K^2 + z^2)]$ , где  $K > 0$  – коэффициент масштабирования, поиск максимума функции правдоподобия  $\arg \max_{\beta} \log \{ \prod_{i=1}^N K / [\pi(K^2 + (x_i - \beta)^2)] \}$  сводится к минимизации суммы  $\sum_{i=1}^N \log [K^2 + (x_i - \beta)^2]$ . Тогда  $M$ -оценка местоположения ПРВ Коши (3), называемая мириадой выборки, определяется как

$$\hat{\beta} = \arg \min_{\beta} \sum_{i=1}^N \log[K^2 + (x_i - \beta)^2]. \quad (4)$$

Свободно варьируемый коэффициент  $K$ , называемый параметром линейности мириады, позволяет изменять режимы работы мириадного фильтра от высокой устойчивости к воздействию импульсного шума, описываемого ПРВ Коши, при малых значениях  $K$  до линейного усредняющего фильтра  $\hat{\beta} = \arg \min_{\beta} \sum_{i=1}^N (x_i - \beta)^2$ , оптимального для гауссовой ПРВ, при больших  $K$  [7 – 9]. При промежуточных значениях параметра  $K$  хорошо подавляется шум с симметричным распределением и более тяжелыми, чем гауссовы, хвостами [10].

Выходной сигнал мириадного фильтра является  $M$ -оценкой параметра местоположения ПРВ, получаемой по выборке отсчетов входного сигнала в пределах скользящего окна,

$$y_i = \text{myriad}\{x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_N; K\}, \quad (5)$$

где  $i$  – индекс центрального элемента скользящего окна размером  $N$ ;

$x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_N$  – временная последовательность отсчетов входного сигнала;  $K$  – параметр линейности, позволяющий управлять режимами работы мириадного фильтра [5, 10].

### Локально-адаптивные мириадные фильтры

С целью адаптации параметра линейности мириадного фильтра для каждого  $i$ -го положения скользящего окна будем использовать прямопропорциональную зависимость

$$K_A = bQ_i, \quad Q_i = x^{(p)} - x^{(q)}, \quad (6)$$

где  $b$  – постоянный коэффициент;  $Q_i$  – квазиразмах упорядоченной выборки в скользящем окне данных ( $x^{(1)} \leq x^{(2)} \leq \dots \leq x^{(j)} \leq \dots \leq x^{(N)}$ ), являющийся робастной оценкой масштаба данных;  $N$  – размер окна;  $p, q$  – номера порядковых статистик,  $p > q$ ,  $p - q \approx (N - 1) / 2$ .

Тогда выходной сигнал адаптивного мириадного фильтра [11, 12], обозначим его как  $AMF$ , описывается выражением

$$y_i^{AMF} = \text{myriad}\{x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_N, K_A\}, \quad (7)$$

где  $K_A$  – параметр линейности, вычисляемый для каждого  $i$ -го положения скользящего окна мириадного фильтра по формуле (6).

Предложим мириадный локально-адаптивный фильтр (МЛАФ), в котором для обработки окрестности текущего  $i$ -го отсчета в одном случае будет применяться  $AMF$  с небольшим размером окна и нелинейными свойствами, а в другом –  $AMF$  с большим окном и настройкой режима линейности свойств путем увеличения коэффициента  $b$  (6). Для адаптивного переключения выходных сигналов двух  $AMF$  будем использовать параметры локальной адаптации, подобные пороговым параметрам фильтра Хэмпела [13], значения которых предварительно сглаживаются линейным фильтром. Выходной сигнал данного МЛАФ, обозначим его как  $AMH$ , описывается выражением

$$y_i^{AMH} = \begin{cases} y_i^{AMF(N_1, b_1)}, & \text{if } r_i^f \leq th_i^f; \\ y_i^{AMF(N_2, b_2)}, & \text{otherwise,} \end{cases} \quad (8)$$

где  $y_i^{AMF(N_1, b_1)}$  – выходной сигнал  $AMF$  (7) с размером окна  $N_1$  и коэффициентом  $b_1$ ;

$y_i^{AMF(N_2, b_2)}$  – выходной сигнал  $AMF$  с аналогичными параметрами  $N_2$  и  $b_2$ ,  $N_1 < N_2$ ,  $b_1 < b_2$ ;

$r_i^f = \text{mean}\{r_1, r_2, \dots, r_{N_2}\}$  – сглаженные линейным усредняющим фильтром значения

$r_i = |x_i - m_i|$ , где  $x_i$  – центральный элемент,  $m_i$  – медиана данных в окне размером  $N_2$ ;



$th_i^f = \text{mean}\{th_1, th_2, \dots, th_{N_2}\}$  – сглаженные значения  $th_i = tS_i^{Mad}$ , где  $t$  – пороговый параметр,  $S_i^{Mad} = 1,4826 \text{ median}\{|x_1 - m_i|, |x_2 - m_i|, \dots, |x_{N_2} - m_i|\}$  – локальные оценки масштаба данных,  $x_i, i=1, \dots, N_2$ , – элементы выборки;  $m_i = \text{median}\{x_1, x_2, \dots, x_{N_2}\}$  – медиана выборки.

Предполагается, что МЛАФ *AMH* хорошо сохранит сигнал ЭКГ на участках его быстрого изменения за счет высоких динамических свойств *AMF* в нелинейном режиме и малого размера окна и подавит шум при обработке участков медленного изменения сигнала благодаря настройке параметра  $K$  в линейный режим и увеличению размера окна.

Рассмотрим МЛАФ, которым в результате сравнения параметров локальной активности –  $Z$ -параметров [15] с порогами адаптивно переключаются выходные сигналы трех компонентных *AMF* (7). Выходной сигнал данного МЛАФ, обозначим как *AMZ*, описывается как

$$y_i^{AMZ} = \begin{cases} y_i^{AMF(N_3, b_3)}, & \text{if } Z_i^f < Z_1^t; \\ y_i^{AMF(N_2, b_2)}, & \text{if } (Z_i^f \geq Z_1^t) \wedge (Z_i^f < Z_2^t); \\ y_i^{AMF(N_1, b_1)}, & \text{if } (Z_i^f \geq Z_2^t) \vee (Q_{Z_i}^f > Z_2^t); \end{cases} \quad (9)$$

где  $y_i^{AMF(N_j, b_j)}, j=1 \dots 3$ , – выходной сигнал  $j$ -го *AMF* с размером окна  $N_j$  и настроечным коэффициентом  $b_j$ ;  $N_3 > N_2 > N_1, b_3 > b_2 > b_1$ ;  $Z_i^f, Q_{Z_i}^f$  – отфильтрованные медианным фильтром значения параметров локальной активности, вычисляемых для каждого  $i$ -го положения скользящего окна,  $Z_i = \frac{\sum_{j=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} (y_{i-j}^f - x_{i-j})}{\sum_{j=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} |y_{i-j}^f - x_{i-j}|}$ , где  $y_{i-j}^f$  – отсчеты выходного сигнала предварительного фильтра;  $x_{i-j}$  – соответствующие отсчеты входного сигнала ( $N=N_2$ );  $Q_{Z_i} = Z_i^{(p)} - Z_i^{(q)}$  – квазиразмах  $Z$ -параметра – разность  $p$ -й и  $q$ -й порядковых статистик упорядоченного множества  $\{Z^{(1)}, Z^{(2)}, \dots, Z^{(N)}\}$  в окне данных,  $p - q \approx (N - 1) / 2$ ;  $Z_1^t \approx 0,2, Z_2^t \approx 0,4$  – пороговые значения. Предварительный фильтр, используемый для вычисления  $Z$ -параметра, имеет средние динамические свойства и хорошо подавляет шум и обычно является промежуточным компонентом МЛАФ (9) [15].

МЛАФ *AMH* (8) и *AMZ* (9) не используют предварительную сегментацию сигнала на высокочастотные и низкочастотные участки, априорную информацию о характере изменения сигнала и дисперсии шума, не требуют время для настройки параметров фильтра. За счет параллельных вычислений параметров локальной адаптации  $r_i^f, th_i^f, Z_i^f$  и выходных сигналов компонентных фильтров МЛАФ (8) – (9) могут осуществлять обработку с небольшой задержкой получения отсчетов выходного сигнала относительно входного, т.е. практически в реальном времени. МЛАФ *AMH* (8) использует не три, а два компонентных фильтра, соответственно его быстродействие выше, что может быть заметно при увеличении размеров окон для обработки сигналов, регистрируемых с более высокой частотой дискретизации.

### Динамические аппроксимирующие алгоритмы

С целью повышения качества оценок сигнала ЭКГ при наличии ЭМГ шума предложены простые и высокоэффективные адаптивные линейные фильтры [16 – 19], динамически изменяющие длину интервала аппроксимации в зависимости от низкочастотного или высокочастотного характера изменения сигнала ЭКГ. Аппроксимация осуществляется по оптимальному по критерию минимума среднеквадратической ошибки алгоритма Савицкого – Голея [20]:

$$y_i = \sum_{j=-n}^{j=n} c_j x_{i+j} / N, \quad (10)$$

где  $y_i$  – сигнал на выходе алгоритма аппроксимации;  $x_{i+j}$  – входной сигнал;  $n$  – длина сегментов интервала аппроксимации, имеющих общую точку с индексом  $i$ ;  $c_j = 3n^2 + 3n - 1 - 5j^2$  – весовые коэффициенты;  $N = [(2n+1)(4n^2 + 4n - 3)]/3$  – нормирующий коэффициент.

В динамическом аппроксимирующем алгоритме, представленном в [16 – 18], для оценки крутизны сигнала ЭКГ вводится *Wing*-функция, вычисляемая как

$$W_i = -abs [(x_i - x_{i-n})(x_i - x_{i+n})], \quad (11)$$

где  $2n+1$  – длина двух смежных сегментов входного сигнала, имеющих общую точку  $i$ .

*Wing*-функция имеет экстремумы на участке высокочастотного *QRS*-комплекса ЭКГ, что позволяет использовать значения данной функции для адаптивной настройки длины интервала аппроксимации по формуле

$$n_i = n_{\min} + (n_{\max} - n_{\min})(W_i^f - W_{\min}^f)/(W_{\max}^f - W_{\min}^f), \quad (12)$$

где  $n_{\min}$ ,  $n_{\max}$  – минимальная и максимальная длина сегментов интервала;  $W_i^f$  – значения *Wing*-функции, сглаженные линейным фильтром;  $W_{\max}^f$ ,  $W_{\min}^f$  – максимальное и минимальное значения  $W_i^f$  на интервале реализации сигнала длиной в период ЭКГ.

Достоинствами данного динамического аппроксимирующего алгоритма, обозначим его как *DAW*, являются высокие динамические свойства и высокая эффективность подавления шума [12, 16 – 18, 21], однако данный алгоритм не всегда применим в реальном времени.

В динамическом аппроксимирующем алгоритме, описанном в [19], для адаптивной настройки минимальной длины интервала аппроксимации  $n_{\min}$ , применяемой на высокочастотном участке *QRS*-комплекса, используется параметр

$$r_{in\_out} = std_{RN\_out} / std_{RN\_QRS}, \quad (13)$$

где  $std_{RN\_out}$ ,  $std_{RN\_QRS}$  – среднеквадратические отклонения остаточного шума (*RN* – *residual noise*) вне и внутри *QRS*-комплекса соответственно.

За пределами участка *QRS* применяется фиксированный размер максимальной длины интервала  $n_{\max}$ . Фильтрация сигнала на периоде ЭКГ повторяется до тех пор, пока  $r_{in\_out} > r_s$  ( $r_s$  подбирается эвристически), соответственно автоматически настраивается минимальный размер интервала аппроксимации для обработки *QRS*-комплекса от  $n_{\min} = n_{\min1}$  до  $n_{\min} = n_{\min2}$ , где  $n_{\min1}$ ,  $n_{\min2}$  – заданные наибольшее и наименьшее значения минимальной длины интервала аппроксимации  $n_{\min}$ . Данный динамический аппроксимирующий алгоритм, обозначим его как *DARN*, имеет высокие динамические и статистические свойства [19, 21], однако для его применения необходим детектор *QRS*-комплексов, время для настройки параметра  $n_{\min}$ , что не позволяет применить фильтрацию в реальном времени.

### Результаты численного моделирования

В качестве тестового использовался сигнал ЭКГ при частоте дискретизации 500 Гц (рис.1). Моделировался шум, описываемый симметричной  $\alpha$ -стабильной ПРВ [3]. Поскольку дисперсия  $\alpha$ -стабильного распределения может быть бесконечной, то уровень шума определялся геометрическим отношением сигнал-шум  $G$ - $SNR$  [5, 22].

Для получения оценок эффективности фильтров использовались критерии среднеквадратической ошибки (СКО)  $\chi$  и отношения сигнал-шум (ОСШ)  $q$ , вычисляемые по формулам

$$\chi = \sum_{i=1}^I (y_i^f - s_i)^2 / I, \quad q = 10 \lg(p_s / p_n) \quad (14)$$

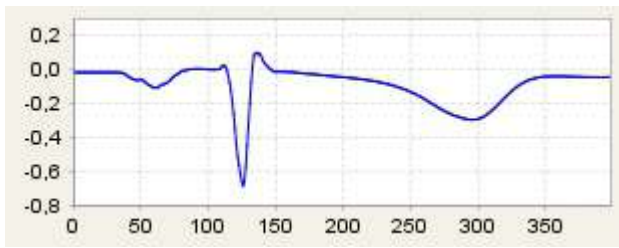


Рис. 1

где  $y_i^f$  –  $i$ -й отсчет сигнала на выходе фильтра;  $s_i$  – сигнал в отсутствие помех;  $I$  – длительность реализации;  $p_s = \sum_{i=1}^I (s_i - \bar{s})^2 / I$  – мощность сигнала,  $\bar{s} = \sum_{i=1}^I s_i / I$  – среднее значение сигнала;  $p_n = \sum_{i=1}^I (y_i^f - s_i)^2 / I$  – мощность шума.

Параметры рассмотренных адаптивных фильтров подобраны численным моделированием для тестового сигнала ЭКГ (рис.1) в условиях среднего уровня аддитивного гауссова шума (ОСШ=10 дБ). Для МЛАФ *AMH* (8) заданы такие параметры:  $N_1=5$ ,  $b_1=1$ ,  $N_2=17$ ,  $b_2=10$ ,  $t=0,5$ . С целью улучшения устойчивости к выбросам в МЛАФ можно использовать предварительную фильтрацию сигнала робастным мириадным фильтром с нелинейными свойствами ( $K=0,1$ ) и малым размером окна ( $N=5$ ) – обозначим как *AMH'*. Для МЛАФ *AMZ* (9) параметры следующие:  $N_1=5$ ,  $b_1=1$ ,  $N_2=13$ ,  $b_2=5$ ,  $N_3=17$ ,  $b_3=10$ . В качестве предварительного фильтра для вычисления  $Z$ -параметра в МЛАФ *AMZ* (9) используется промежуточный компонент – *AMF* (7) с параметрами  $N_2=13$ ,  $b_2=5$ . Так как  $Z$ -параметр имеет флуктуирующий характер [15], его значения обрабатываются медианным фильтром с размером окна  $N=5$ . В динамическом алгоритме *DAW* для вычисления *Wing*-функции (11) использовалось окно  $2n+1=9$  отсчетов, а при определении длины интервала аппроксимации  $n_i$  (12) задавались параметры  $n_{min}=1$ ,  $n_{max}=15$  [16]. В динамическом алгоритме *DARN* минимальный размер интервала аппроксимации для обработки *QRS*-комплекса в зависимости от уровня шума автоматически настраивается в пределах от  $n_{min}=6$  до  $n_{min}=2$ , интервал аппроксимации для фильтрации низкочастотного участка –  $n_{max}=15$  [19].

Анализ усредненных для количества реализаций  $N_R=200$  показателей СКО (*ppm*) и ОСШ (дБ) при заданном среднем уровне  $\alpha$ -стабильного шума ( $G-SNR=10$  дБ,  $\gamma=1$ ) и различных значениях параметра  $\alpha$  (таблица) показывает высокое качество подавления импульсного шума алгоритмами *AMZ*, *AMH*, *AMH'*, *DARN*. В случае гауссовой ПРВ шума при  $\alpha=2$  наиболее эффективны алгоритмы *DARN*, *AMH*, *AMZ*, обеспечивая уменьшение СКО в 8,7 – 8,6 раз и увеличение ОСШ на 9,6– 9,5 дБ. При возрастании уровня импульсивности до  $\alpha=1,7$  наилучшую эффективность имеют *AMZ* и *AMH*, при этом СКО уменьшается в десятки – сотни раз, а ОСШ увеличивается на 10,5 – 12,4 дБ. При высокой импульсивности шума ( $\alpha=1,6 – 1,5$ ) оказывается целесообразным применение предварительного робастного мириадного фильтра (вариант МЛАФ *AMH'*), при этом СКО уменьшается на два-три порядка, а ОСШ возрастает на 13,8 – 15,6 дБ.

Фильтр	$\alpha=2,0$		$\alpha=1,9$		$\alpha=1,8$		$\alpha=1,7$		$\alpha=1,6$		$\alpha=1,5$	
	$\chi$	$q$	$\chi$	$q$	$\chi$	$q$	$\chi$	$q$	$\chi$	$q$	$\chi$	$q$
Исх,	975	11,34	2738	10,01	7348	8,64	20082	7,08	58068	5,31	183161	3,26
<b>AMH</b>	<b>113</b>	<b>20,87</b>	<b>126</b>	<b>20,47</b>	<b>144</b>	<b>20,01</b>	<b>171</b>	<b>19,43</b>	212	18,73	266	18,00
<b>AMH'</b>	146	19,75	150	19,66	156	19,49	163	19,3	<b>172</b>	<b>19,09</b>	<b>182</b>	<b>18,86</b>
<b>AMZ</b>	<b>114</b>	<b>20,84</b>	<b>123</b>	<b>20,53</b>	<b>140</b>	<b>20,02</b>	<b>159</b>	<b>19,51</b>	<b>182</b>	<b>18,92</b>	214	18,26
<b>DAW</b>	163	19,19	295	18,16	718	16,62	1788	14,94	5080	12,53	14771	9,72
<b>DARN</b>	<b>112</b>	<b>20,90</b>	158	19,85	252	18,61	441	17,20	864	15,58	1942	13,69

ЭМГ шум моделируется симметричным  $\alpha$ -стабильным распределением при значениях характеристики экспоненты  $\alpha=1,9 – 1,7$  [4, 5]. Выходные сигналы адаптивных фильтров для тестового сигнала ЭКГ (рис.1) приведены на рис.2 ( $\alpha=2$ ), рис.3 ( $\alpha=1,9$ ), рис.4 ( $\alpha=1,8$ ), рис.5 ( $\alpha=1,7$ ), где  $a$  – исходный сигнал;  $b$  – сигнал на выходе *AMH*,  $v$  – сигнал на выходе *AMH'*,

$\varepsilon$  – сигнал на выходе *AMZ*;  $\delta$  – сигнал на выходе *DAW*;  $e$  – сигнал на выходе *DARN*. Как видим, МЛДФ *AMZ*, *AMH* лучше сохраняют информативную компоненту сигнала, а *AMH'* более качественно устраняет выбросы.

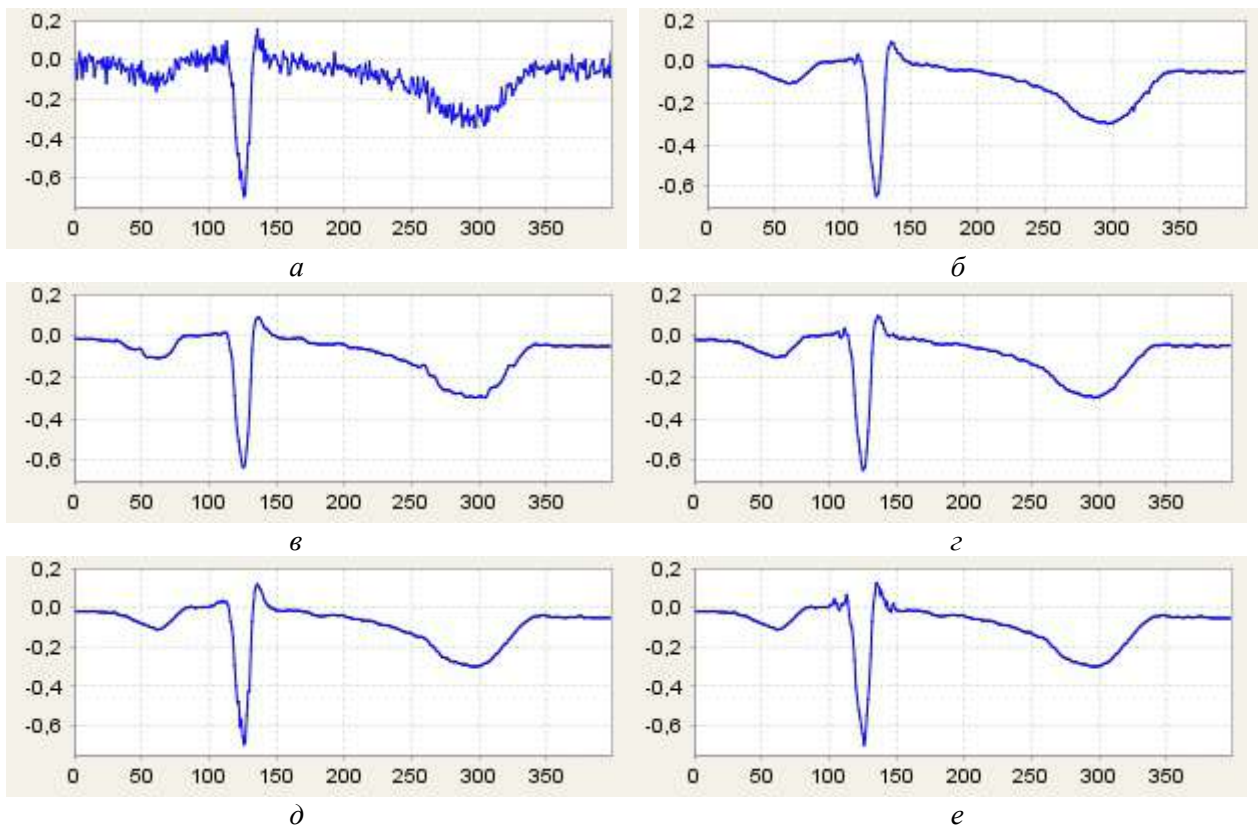


Рис. 2

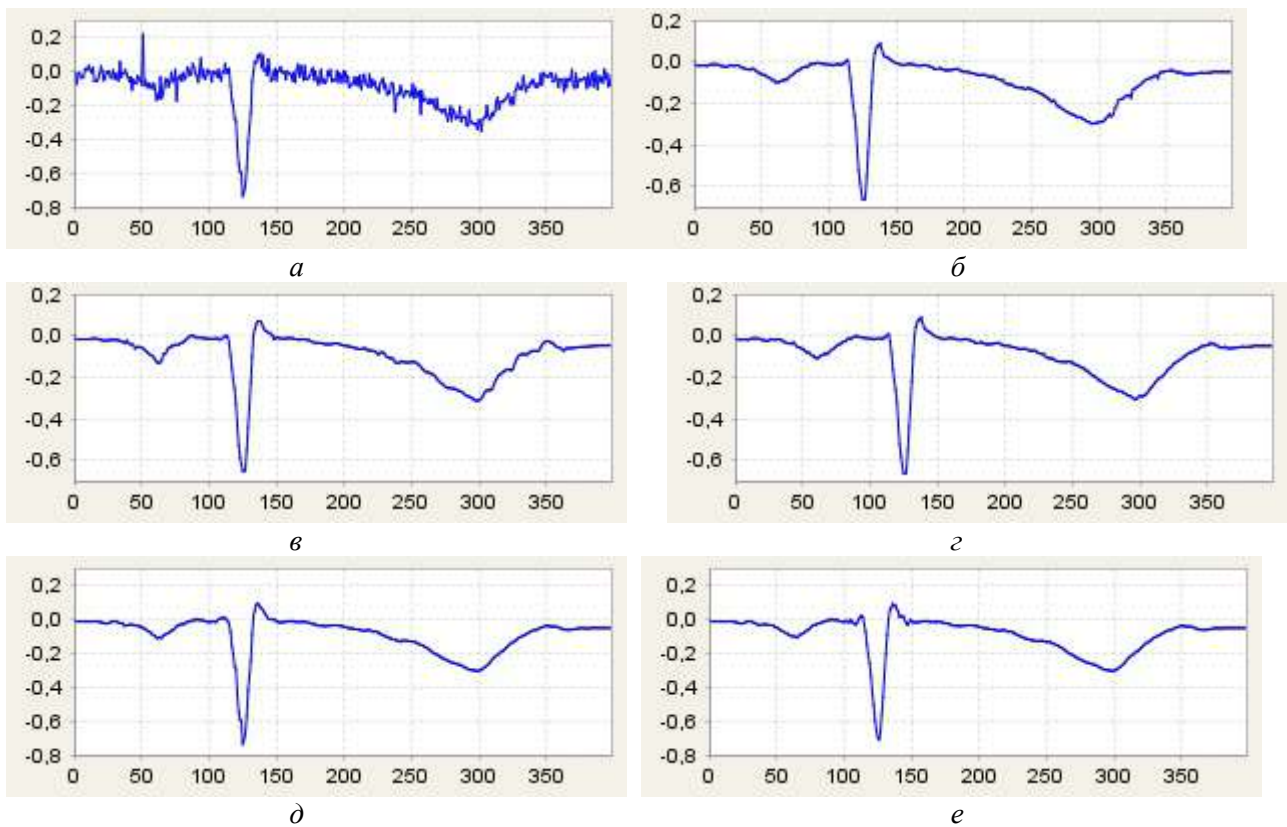


Рис. 3

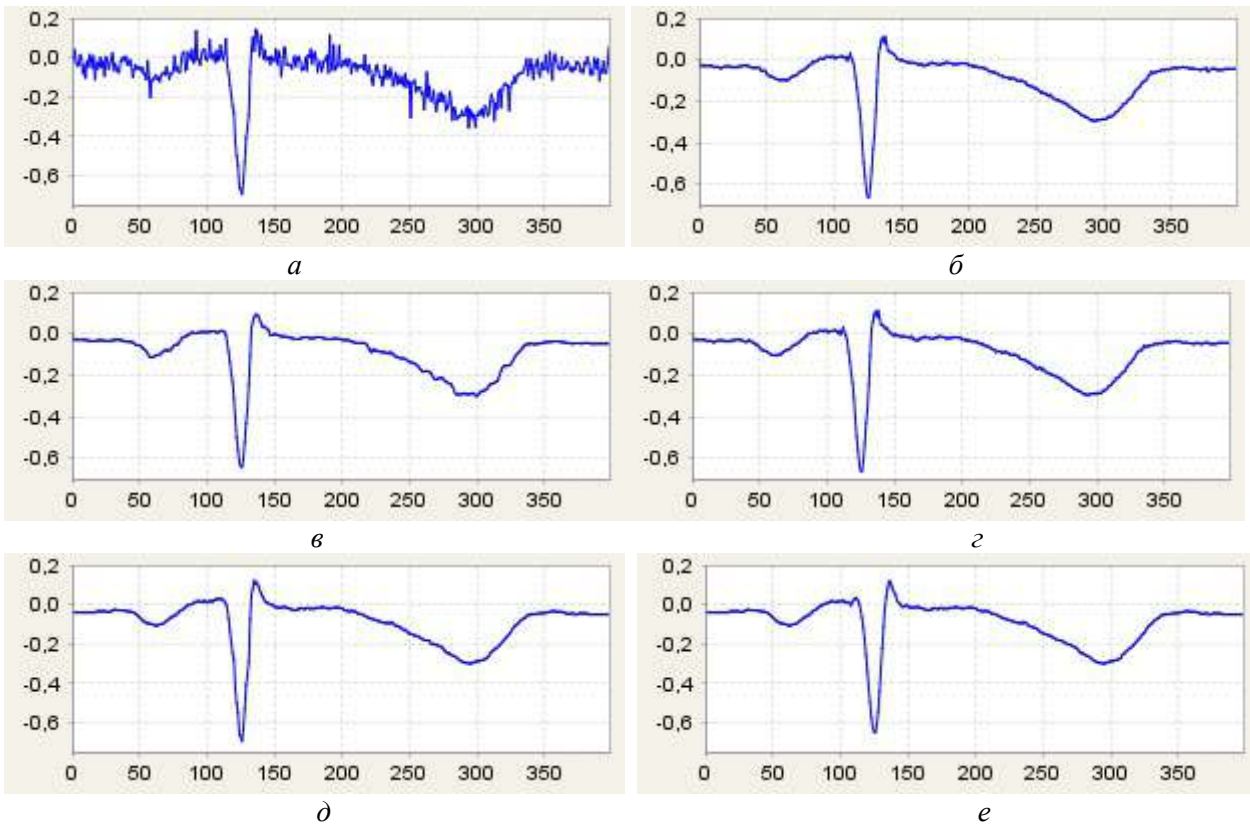


Рис. 4

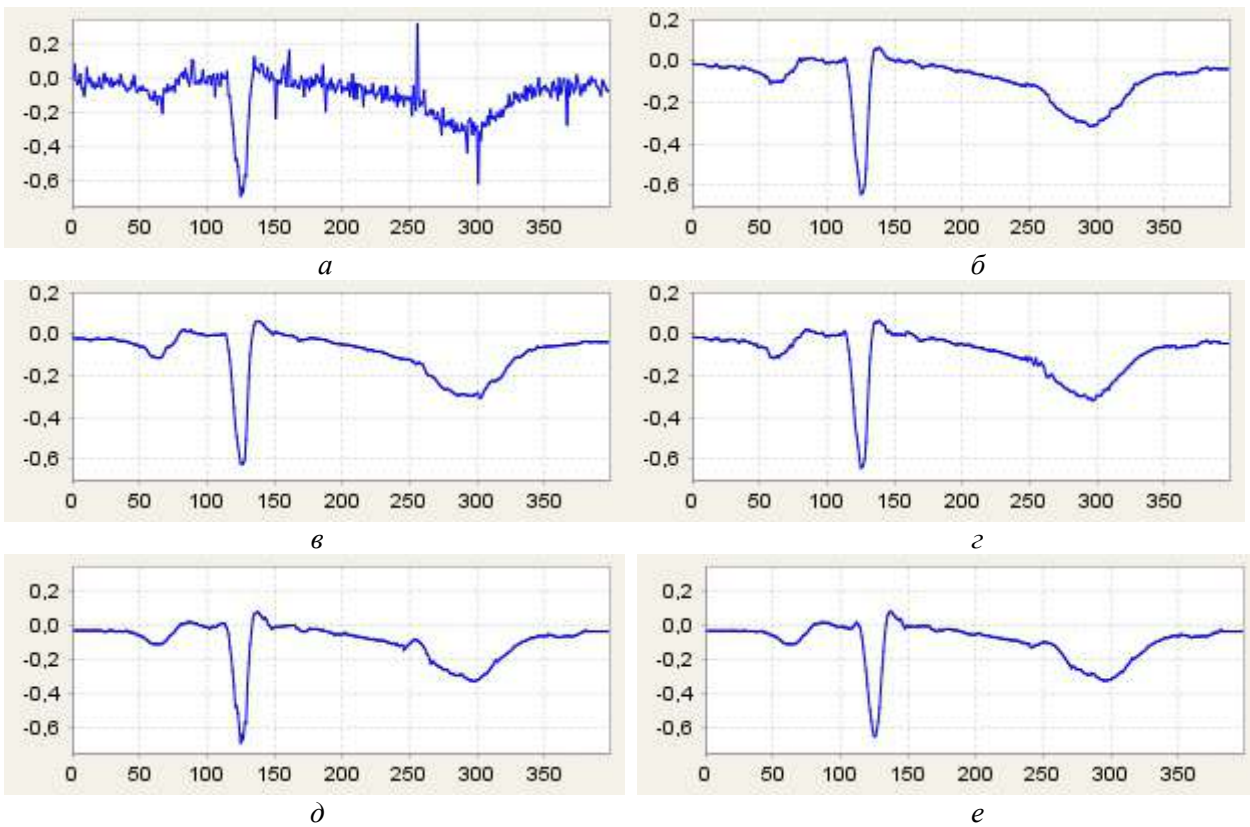


Рис. 5

## Заключение

Рассмотрены высокоэффективные адаптивные алгоритмы фильтрации ЭМГ шума в сигнале ЭКГ, регистрируемом с частотой дискретизации 500 Гц. С помощью компьютерного моделирования для тестового сигнала ЭКГ получены статистические оценки качества подавления случайного шума, описываемого симметричной  $\alpha$ -стабильной ПРВ, моделирующего ЭМГ помеху. Показано, что предложенные локально-адаптивные мириадные фильтры с изменяемым размером скользящего окна  $N$  и изменяемым параметром линейности мириадной оценки  $K$  лучше подавляют ЭМГ шум в сравнении с высокоэффективными динамическими аппроксимирующими алгоритмами [16 – 19]. При этом локально-адаптивные мириадные фильтры не требуют предварительного определения  $QRS$ -комплексов, время для настраивания параметров фильтра, и за счет распараллеливания вычислений могут осуществлять обработку сигнала практически в реальном времени.

**Список литературы:** 1. *Subcommittee on Instrumentation Committee on Electrocardiography – American Heart Association, Recommendation for instruments in electrocardiography and vectorcardiography // IEEE Tr. BioMed. Eng.– 1967. – Vol.14. – P.60-68.* 2. *Kligfield, P., Gettes, L.S., Bailey, J.J. et al. Recommendations for the standardization and interpretation of the electrocardiogram: Part I: The electrocardiogram and its technology. A scientific statement from the American Heart Association Electrocardiography and Arrhythmias Committee, Council on Clinical Cardiology; the American College of Cardiology Foundation; and the Heart Rhythm Society endorsed by the International Society for Computerized Electrocardiology// J. Am. Coll. Cardiol. – 2007. – Vol.49. – P.1109-1127.* 3. *Nikias, C.L., Shao, M. Signal Processing with Alpha-Stable Distributions and Applications. New York: John Wiley & Sons, NY, USA, 1995.* 4. *Pander, T. An application of weighted myriad filter to suppression an impulsive type of noise in biomedical signals // TASK Quarterly. – 2004. – Vol.2, No.8. – P.199-216.* 5. *Pander, T. Impulsive Noise Filtering In Biomedical Signals With Application of New Myriad Filter // Biosignal' 2010: Proc. of the Int. Conf. – 2010. – P.94-101.* 6. *Gonzalez, J.G, Lau, D.L., Arce, G.R. Towards a general theory of robust nonlinear filtering: selection filters // IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP'97). – 1997. – P.3837-3840.* 7. *Gonzalez, J.G. Statistically-Efficient Filtering in Impulsive Environments: Weighted Myriad Filters // EURASIP Journal on Applied Signal Processing. – 2002. – Vol.1, No.1. – P.4-20.* 8. *Gonzalez, J.G, Arce, G.R. Optimality of the myriad filter in practical impulsive-noise environments // IEEE Trans. Sig. Proc. – 2001. – Vol.49, No.2. – P.438-441.* 9. *Carrillo, R.E., Aysal, T.C., Barner, K.E. A Generalized Cauchy Distribution Framework for Problems Requiring Robust Behavior // EURASIP Journal on Advances in Signal Processing. – 2010. – 19 p.* 10. *Kalluri, S., Arce, G.R. Adaptive weighted myriad filter algorithms for robust signal processing in  $\alpha$ -stable noise environments // IEEE Trans. Sig. Proc. – 1998. – Vol. 46, No.2. – P.322-334.* 11. *Тулякова, Н.О. Локально-адаптивные мириадные фильтры // Радиотехника. – 2014. – Вып.180. – С.50-59.* 12. *Тулякова, Н.О. Локально-адаптивная мириадная фильтрация сигнала электрокардиограммы // Радиотехника. – 2015. – Вып.180. – С.152-162.* 13. *Pearson, R.K., Neuvo, Y., Astola, J. The Class of Generalized Hampel Filters // Proc. of the 23rd European Signal Processing Conference (EUSIPCO). – 2015. – P.2546-2550.* 14. *Тулякова, Н.О., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Алгоритмы мириадной фильтрации // Радиоэлектронные и компьютерные системы : науч.-техн. журнал Нац. аэрокосм. ун-та им. Н.Е. Жуковского "ХАИ". – X., 2014. – № 4 (68). – С.76-83.* 15. *Лукин, В.В. Анализ поведения показателя локальной активности для нелинейных адаптивных фильтров // Радиопизика и электроника : сб. науч. тр. НАН Украины. Ин-т радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова. – X., 1998. – Вып.3., № 2. – С.80-89.* 16. *Christov, I., Daskalov, I. Filtering of electrocardiogram artifacts from the electrocardiogram // Medical Engineering & Physics. – 1999. – Vol.21. – P.731-736.* 17. *Bortolan, G., Christov, I., Simova, I., Dotsinsky, I. Noise processing in exercise ECG stress test for the analysis and the clinical characterization of QRS and T wave alternans // Biomed. Sign. Proc. Contr. – 2015. – Vol.18. – P.378-385.* 18. *Christov, I., Neycheva, T., Schmid, R., Stoyanov, T., Abächerli, R. Pseudo real-time low-pass filter in ECG, self-adjustable to the frequency spectra of the waves // Medical & Biological Engineering & Computing. – 2017. – P. 1-10.* 19. *Bortolan, G., Christov I. Dynamic Filtration of High-Frequency Noise in ECG Signal // Computing in Cardiology. – 2014. – Vol.41. – P.1089-1092.* 20. *Savitzky A., Golay M. Smoothing and differentiation of data by simplified least squares procedures // Anal. Chem. – 1964. – Vol.36. – P.1627-1639.* 21. *Тулякова Н.О., Трофимчук А.Н., Стрижак А.Е. Алгоритмы фильтрации электрокардиограммы с динамически изменяемым размером окна // Радиоэлектронные и компьютерные системы : науч.-техн. журнал Нац. аэрокосм. ун-та им. Н.Е. Жуковского "ХАИ". – X., 2016. – № 2 (76). – С.4-14.* 22. *Gonzalez, J.G, Paredes, J.L., Arce, G.R. Zero-Order Statistics: A Mathematical Framework for the Processing and Characterization of Very Impulsive Signals // IEEE Trans. Sig. Proc. – 2006. – Vol.54, No.10. – P.3839-3851.*

*Институт прикладной физики НАН Украины,  
Институт телекоммуникаций и глобального  
информационного пространства НАН Украины*

*Поступила в редколлегию 14.01.2017*

## АНАЛИЗ ДИНАМИКИ ВАРИАБЕЛЬНОСТИ РИТМА СЕРДЦА ПРИ ДЛИТЕЛЬНОМ МОНИТОРИРОВАНИИ

### Актуальность

Методы анализа variability сердечного ритма (ВСР) за последние десятилетия получили мощное развитие. Ряд показателей и методик их определения закреплены стандартами, имеют четкую физиологическую интерпретацию, фиксированные граничные значения и используются в качестве критериев при диагностике нарушений ритма или работы сердца.

В медицинских исследованиях нашли применение два подхода: анализ коротких записей (5 минут) и длительный мониторинг (24 часа и более) [1, 3]. Для анализа полученных данных используются разные методы и наборы показателей. Так, при длительном мониторинге, как правило, анализ данных проводится по окончании процесса регистрации. Очевидно, что получение оценки о текущем состоянии человека, т.е. в ходе мониторинга, может иметь не только диагностическое применение, но и использоваться для изучения эффективности воздействия лечебных препаратов.

### Исходные данные

Исходные данные представляют собой массив RR-интервалов (тахограмма), полученный по результатам 24- и 48-часовых записей электрокардиограммы. Нами проанализированы две выборки данных, характерных для нормального синусового ритма и сигналов с экстрасистолией. Массивы RR-интервалов были записаны в текстовые файлы; размерность файлов колеблется от 800 до 2400.

Тахограмма – последовательность RR-интервалов (или отсчетов) по оси абсцисс содержит номер RR-интервала, а по оси ординат – его длительность (верхний график на рис. 1).

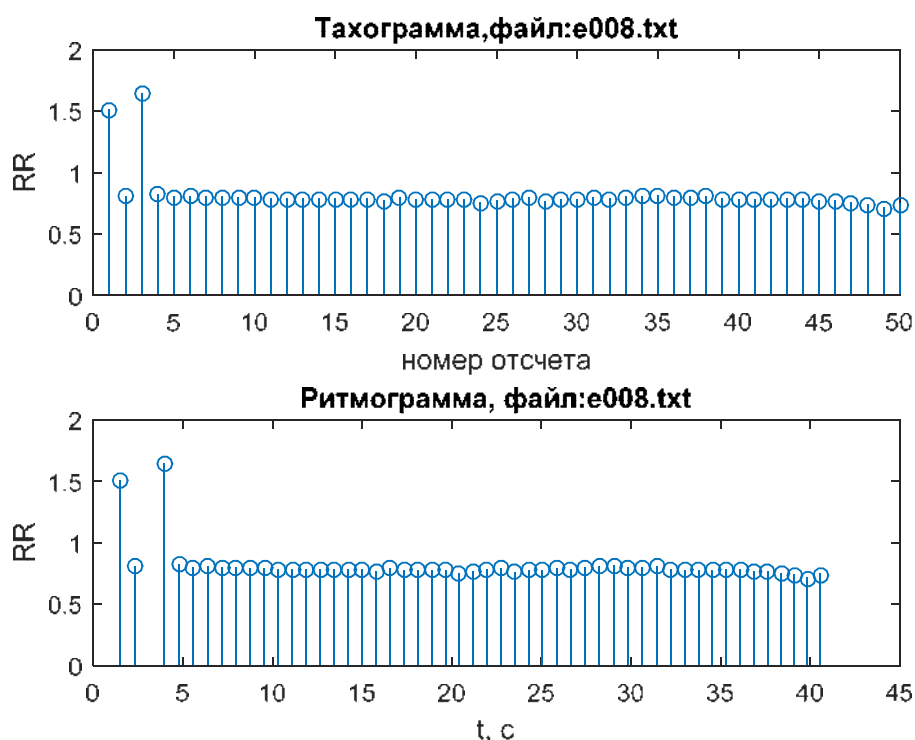


Рис. 1

Основные методы анализа тахограмм объединяются в группы, известные как методы исследования временных показателей (Time domain methods, включающие статистические и геометрические методы), частотных характеристик (Frequency domain methods), формы тахограммы (ритмограммы) (Rhythm pattern analysis), нелинейные методы (Non-linear methods) [1].

Некоторые из них требуют преобразования тахограммы в ритмограмму (представление RR-интервалов как функции времени) (нижний график на рис. 1) с ее последующей передискретизацией (resampling), т.е. приведения в равномерной временной шкале по оси X.

### Выбор показателей для анализа ВСП

Указанные выше методы хорошо себя зарекомендовали для анализа временного ряда после окончания регистрации, однако актуальной является задача оценки состояния пациента в реальном масштабе времени. Предлагается использовать показатели, определяемые стандартными методами анализа variability сердечного ритма (ВСП), с последующим понижением размерности исследуемого объекта (пятиминутного фрагмента ритмограммы) и представлением его в двумерном пространстве.

В качестве стандартных показателей ВСП выбраны следующие параметры.

1. Среднее значение  $M$  как величина обратная частоте пульса характеризует текущий уровень функционирования сердечно-сосудистой системы и зависит от условий, воздействующих в данный момент на организм и от индивидуальных типологических особенностей.

2.  $SDNN$  – стандартное отклонение – интегральный показатель, зависящий от воздействия как симпатического, так и парасимпатического отделов вегетативной нервной системы.  $SDNN$  зависит от длительности анализируемого сегмента ЭКГ.

3.  $SDSD$  – стандартное отклонение разницы между соседними R-R интервалами.

4. Показатель  $RMSSD$  – показатель активности парасимпатического звена вегетативной регуляции. Этот показатель вычисляется по динамическому ряду разностей значений последовательных пар кардиоинтервалов. Он отражает активность автономного контура регуляции, которая характеризуется высокочастотными колебаниями. Чем выше значение  $RMSSD$ , тем активнее звено парасимпатической регуляции:

$$RMSSD = \sqrt{\frac{\sum \Delta RR^2}{n}}$$

5.  $RMSSL$  показывает стандартное отклонение разностей RR-интервалов:

$$RMSSL = \sqrt{\frac{\sum (\Delta RR_i^2 - \overline{\Delta RR})^2}{n-1}}$$

6.  $pNN50$  отражает в процентах количество разностных значений, которые больше чем 50 мс.

7. Коэффициент вариации  $V$  представляет собой нормированную оценку дисперсии и может сравниваться у людей с различными значениями частоты пульса:

$$V = \frac{SDNN}{M} 100\%$$

8. Мода  $Mo$  в физиологическом смысле – наиболее вероятностный уровень функционирования сердечно-сосудистой системы.

9. Амплитуда моды  $AMo$  (%) отражает стабилизирующий эффект централизации управления ритмом, в основном, степень активации симпатического отдела.

10. Вариационный размах  $VR$  отражает степень вариативности RR-интервалов.



11. Индекс вегетативного равновесия  $IVB$  определяет соотношение симпатической и парасимпатической регуляции сердечной деятельности:

$$IVB = \frac{AMo}{VR}.$$

12. Вегетативный показатель ритма  $VI$  позволяет судить о вегетативном балансе: чем меньше величина  $VI$ , тем больше вегетативный баланс смещен в сторону преобладания парасимпатической регуляции:

$$VI = \frac{VR}{Mo}.$$

13. Показатель адекватности процессов регуляции  $ARPI$  отражает соответствие между уровнем функционирования синусового узла и симпатической активностью:

$$ARPI = \frac{AMo}{Mo}.$$

14. Индекс напряжения регуляторных систем  $SI$  отражает степень централизации управления сердечным ритмом т.е активность механизмов симпатической регуляции, состояние центрального контура регуляции:

$$SI = \frac{AMo}{2 \cdot VR \cdot Mo}.$$

15. Триангулярный индекс  $TI$  – определяется из гистограммы распределения как отношение ее ширины  $NN$  к высоте  $height$ . Шаг гистограммы равен 7,8125мс:

$$TI = \frac{NN}{height}.$$

16. Триангулярная интерполяция гистограммы  $TINN$  измеряется в мс, рассчитывается как ширина треугольника  $2A$  (мс) к его высоте  $Mo$ :

$$TINN = \frac{2A}{Mo}.$$

Три других показателя вычисляются по результатам спектрального анализа. Шаг дискретизации ритмограммы выбран  $\Omega_{\partial} = 1/170$  Гц [2]. Так как длительность выборки для анализа составляет 1 минуту, то для анализа можно использовать только компоненты с длиной волны менее 1 минуты. Такому условию удовлетворяют медленные волны второго порядка  $LW$  и волны  $HF$  [3].

17. Медленные волны  $LW$ ,  $см^2$  – мощность спектра в диапазоне 0,04 – 0,015 Гц (6,7 – 25 с).

18. Быстрые волны  $HW$ ,  $см^2$  – мощность спектра в диапазоне 0,15 – 0,4 Гц (2,5 – 6,7 с).

19. Отношение  $LW / HF$ .

### **Анализ пятиминутного фрагмента ритмограммы**

Чтобы получить интегральную оценку фрагмента ритмограммы предлагается использовать метод главных компонент (Principle Component Analysis). С одной стороны, это позволит уменьшить размерность пространства признаков, а с другой – представить фрагмент как объект в двумерном пространстве признаков. Таким образом, получаем возможность следить за изменением положения объекта в пространстве.

Предлагаемый алгоритм описывается следующими шагами и графически изображен на рис. 2.

1. Формирование для пятиминутного фрагмента ритмограммы набора данных в виде матрицы, строки которой содержат показатели, описанные выше, рассчитанные для выборки длительностью в 1 минуту.

$$X = \begin{pmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1m} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{n1} & x_{n2} & \dots & x_{nm} \end{pmatrix},$$

где  $m$  – показатели ВСР;  $n$  – номер одноминутной выборки.

Ввиду того, что длительности кардиоинтервалов различны, формирование одноминутной выборки ритмограммы производим относительно 60 с. Таким образом, пять выборок будут примерно соответствовать пятиминутному фрагменту, а размер матрицы будет равен  $(5 \times 19)$ .

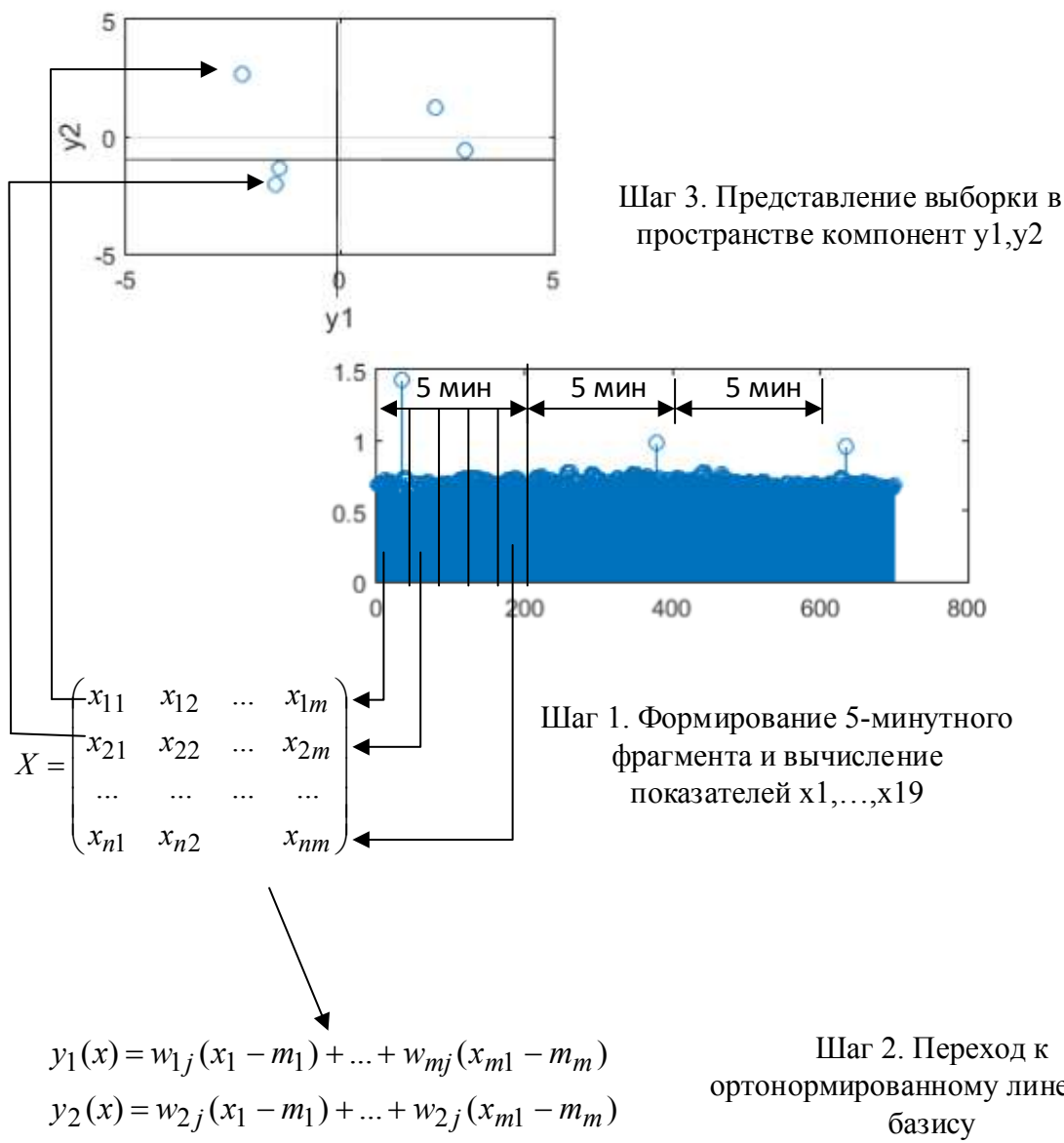


Рис. 2

2. Преобразование  $X$  методом главных компонент. Здесь осуществляется переход к новой системе координат  $y_1, \dots, y_m$  в исходном пространстве признаков  $x_1, \dots, x_m$ , которая является системой ортонормированных линейных комбинаций:

$$\begin{cases} y_j(x) = w_{1j}(x_1 - m_1) + \dots + w_{mj}(x_m - m_m); \\ \sum_{i=1}^m w_{ij}^2 = 1 & (j = \overline{1, m}); \\ \sum_{i=1}^m w_{ij}w_{ik} = 0 & (j, k = \overline{1, m}, j \neq k), \end{cases}$$

где  $m_i$  – математическое ожидание признака  $x_i$ . Линейные комбинации выбираются таким образом, что среди всех возможных линейных нормированных комбинаций исходных признаков первая главная компонента  $y_1(x)$  обладает наибольшей дисперсией. Геометрически это выглядит как ориентация новой координатной оси  $y_1$  вдоль направления наибольшей вытянутости эллипсоида рассеивания объектов исследуемой выборки в пространстве признаков  $x_1, \dots, x_m$ . Вторая главная компонента имеет наибольшую дисперсию среди всех оставшихся линейных преобразований, некоррелированных с первой главной компонентой. Она интерпретируется как направление наибольшей вытянутости эллипсоида рассеивания, перпендикулярное первой главной компоненте. Следующие главные компоненты определяются по аналогичной схеме [4].

Вычисление коэффициентов главных компонент  $w_{ij}$  основано на том факте, что векторы  $w_1 = (w_{11}, \dots, w_{m1})'$ , ...,  $w_m = (w_{1m}, \dots, w_{mm})'$  являются собственными (характеристическими) векторами корреляционной матрицы. В свою очередь, соответствующие собственные числа этой матрицы равны дисперсиям проекций множества объектов на оси главных компонент.

3. Вычисленные коэффициенты  $w_{ij}$  позволяют рассчитать значения главных компонент для каждой строки матрицы и графически представить ее в новом пространстве.

Численные эксперименты позволили выявить следующую закономерность: внутри групп комбинация показателей, которые влияют на компоненты, практически одинакова. Например, показатели  $x_1, x_4, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{11}, x_{13}, x_{17}, x_{19}$  практически для любого фрагмента тахограммы (одно- или пятиминутного) определяют значение главной компоненты. При этом комбинация параметров не зависит от наличия или отсутствия нарушений ритма.

Интерес представляют переменные  $x_1, \dots, x_{19}$  в пространстве главных компонент  $y_1, y_2$ . На рис. 3 и 4 показаны пятиминутные фрагменты тахограмм и результаты их анализа методом главных компонент: представление одноминутной выборки тахограммы указано  $\cdot$ , а радиус-векторы соответствуют переменным в пространстве  $y_1, y_2$ .

Максимальные значения радиус-векторов обнаруживают переменные  $x_6$  ( $pNN50$ ),  $x_{14}$  ( $SI$ ),  $x_{15}$  ( $TI$ ),  $x_{18}$  ( $HW$ ) для любого пятиминутного фрагмента независимо от типа ритма. При этом, положение радиус-векторов носит хаотический характер и не может быть использовано в качестве количественной характеристики. Однако набор этих показателей определяет значение главной компоненты. Из этого можно сделать такой вывод, что именно эти показатели проявляют себя при оценке коротких наборов, которые ограничиваются несколькими минутами.

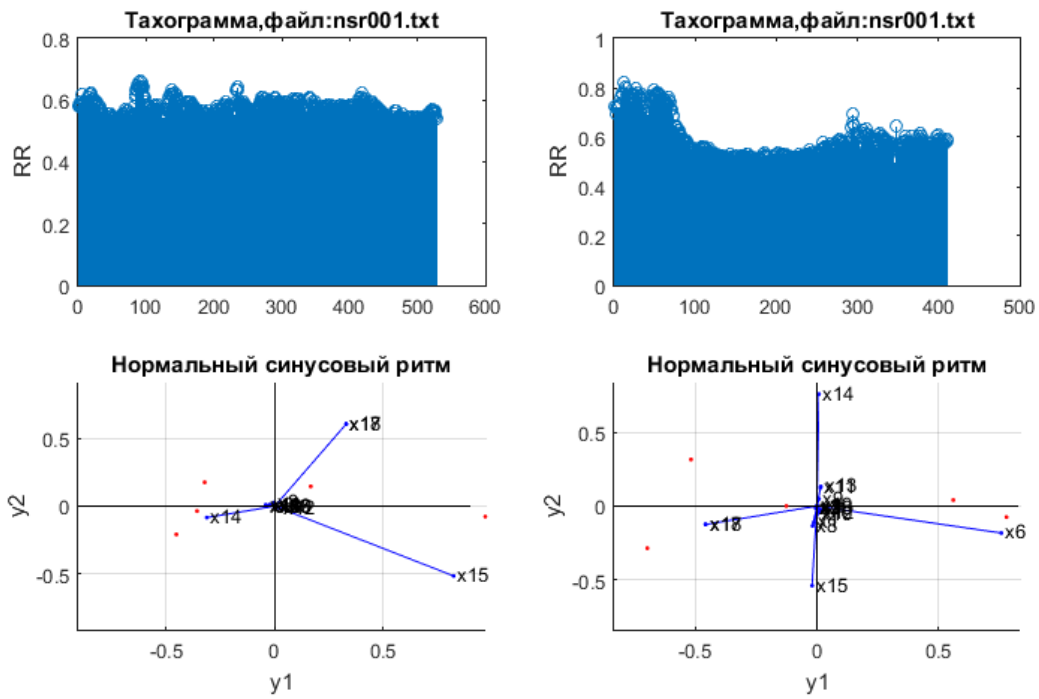


Рис. 3

Другим результатом, полученным методом главных компонент, является представление фрагмента тахограммы в двумерном пространстве признаков  $y_1, y_2$ . Основная идея заключается в построении траектории движения объекта (рис. 5), в качестве которого выступает текущая выборка с длительностью одна минута.

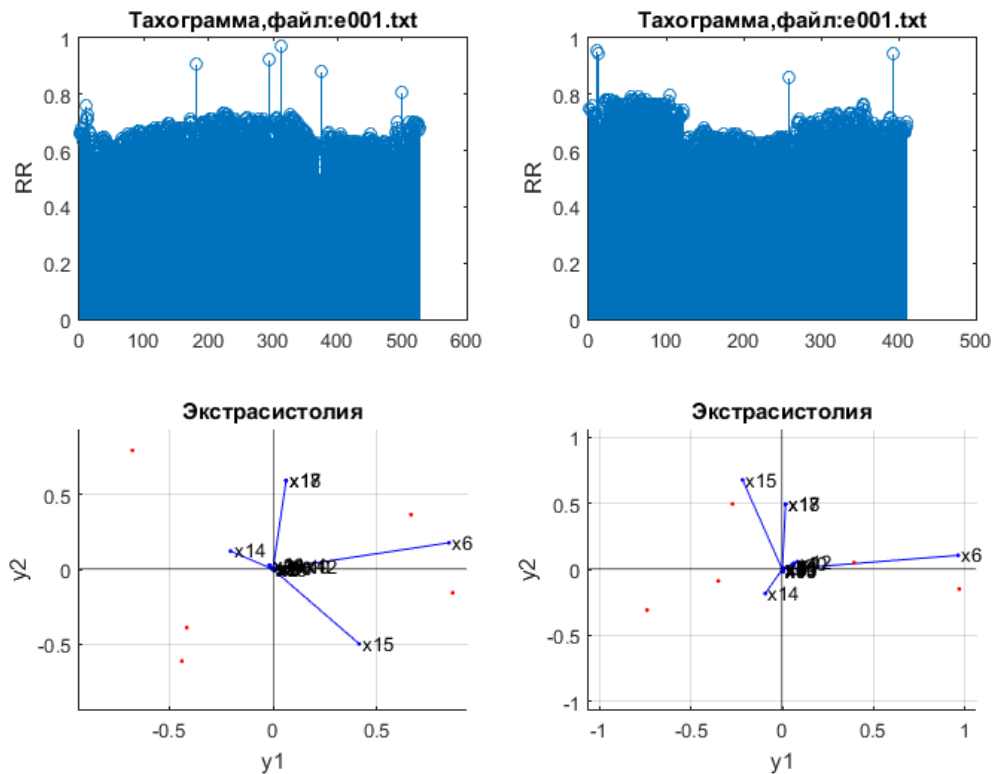


Рис. 4

Нами получены предварительные границы для интегральной оценки ВСР, когда большинство показателей  $x_1, \dots, x_{19}$  находятся в пределах физиологической нормы (окрашенные области на рис. 5). Траектория движения демонстрирует, что на протяжении 1-й, 3-й, 7-й, 8-й, 10-й показатели ВСР находились в зоне нормы.

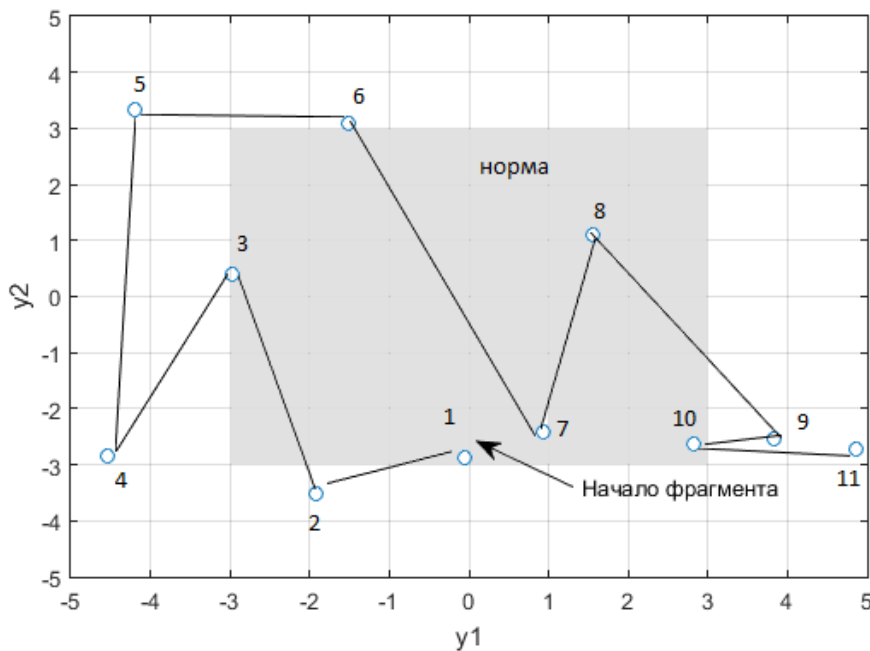


Рис. 5

Полученные результаты требуют дальнейшего уточнения и получения данных, которые, вероятнее всего, позволят ввести зоны для более тонкой оценки ВСР.

### Выводы

1. Предложен способ оценки тахограммы в реальном времени, который заключается в расчете общепринятых показателей ВСР для выборки данных длительностью в одну минуту для каждого пятиминутного фрагмента и их последующем анализе методом главных компонент.

2. Анализ выборок длительностью в одну минуту позволил установить, что основной вклад в интегральную оценку вносят показатели  $pNN50$ ,  $SI$ ,  $TI$ ,  $HW$ , что может быть использовано при разработке метода экспресс-оценки в режиме реального времени.

3. Предложен способ представления фрагмента тахограммы в двумерном пространстве признаков, определены границы зоны физиологической нормы.

**Список литературы.** 1. Ivana Gritti, Stefano Defendi, Clara Mauri, Giuseppe Banfi, Piergiorgio Duca, Giulio Sergio Roi. Heart rate variability. Standards of measurement, physiological interpretation, and clinical use in Mountain Marathon Runners during Sleep and after Acclimatization at 3480 m // European Heart Journal. – 1996. – № 17. – P. 354–381. 2. Task Force of the European Society of Cardiology and North America Society of Pacing Electrophysiology, “Heart Rate Variability, Standard of Measurement, Physiological Interpretation and Clinical Use” // European Heart Journal. – 1996. – Vol. 17. – P. 354–381. 3. Баевский, Р.М., Иванов, Г.Г., Чирейкин, Л.В. и др. Анализ variability сердечного ритма при использовании различных электрокардиографических систем (методические рекомендации) // Вестн. аритмологии. – 2001. – № 24. – С. 65–86. 4. Величко О.Н., О.Е. Гапон. Передискретизация тахограммы. Проблема выбора интервала передискретизации // Системы обработки информации. – 2014. – №9 (179). – С. 168 – 175.

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.11.2016

## МАТЕМАТИЧЕСКАЯ И ФИЗИЧЕСКАЯ ПРИРОДА ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ

### Введение и постановка проблемы

В настоящее время самыми употребляемыми категориями в теории связи и ее приложениях стали определения фундаментальных пределов скорости и надежности передачи информации, пропускной способности каналов и величины отношения сигнал/шум как определяющего показателя прогнозируемого качества связи. Работы В. А. Котельникова [1] и К. Шеннона [2], изданные в 1946 – 1948 гг., считаются открытием фундаментальных законов сжатия, передачи и приема данных и знаменуют рождение теории передачи информации в ее современном понимании. Теория, основанная на глубоком пересечении с теорией вероятностей, статистикой, информатикой и другими областями знаний, явилась основой для развития коммуникаций, хранения и обработки данных и других информационных технологий. Эту теорию можно определить как науку, занимающуюся исследованием и оптимизацией алгоритмов кодирования и декодирования информации в целях создания экономных и надежных способов ее передачи по каналам связи и хранения в запоминающих устройствах. Она возникла из потребностей радиосвязи, радиолокации, телефонии, телевидения, вычислительной техники и составляет теоретический фундамент для построения систем связи. В центре внимания этой теории проблема оптимального (с точки зрения скорости, надежности и эффективности) использования имеющихся технических средств для передачи, преобразования, распределения и хранения информации. В настоящее время по степени глубины и объему выполненных исследований теория информации сравнялась со многими разделами математической физики.

Несомненно, основной категорией современной теории информации является понятие пропускной способности зашумленного канала, которая была определена Шенноном [2, 6]. В его трактовке пропускная способность – это граница скорости передачи информации, которую нельзя превзойти при сколь угодно высокой надежности передачи *ни при каких способах кодирования и декодирования*, но к которой, в то же время, можно сколь угодно точно приблизиться за счет их соответствующего выбора. Пропускная способность канала была выражена в статистических терминах через введенную математическую характеристику совместного распределения вероятностей двух случайных величин, названную количеством информации. Она равна максимуму количества информации в сигнале на выходе канала относительно сигнала на его входе, где максимум берется по всем возможным распределениям вероятностей сигнала на входе. Количество информации, в свою очередь, выражается через другую величину, издавна использовавшуюся в термодинамике, – энтропию и представляет собой разность между энтропией сигнала на выходе канала и его условной энтропией, если известен сигнал на входе. Методологическая роль пропускной способности в теории информации чрезвычайно высока, поскольку она является не только основой для сформулированной Шенноном теоремы кодирования, но и инструментом для доказательства большинства других фундаментальных теорем и существующих пределов.

Несмотря на неоспоримые достижения в теории информации, она, в последнее время все чаще, подвергается критике. Основанием для этого является, в определенной мере, отсутствие практического конструктивизма в различных формулировках теорем, но и все более явно проявляющиеся проблемы развития. Видимый технологический прогресс всех видов сервисов связи практически не способен скрыть факт отсутствия существенного прироста показателей удельной эффективности телекоммуникационного оборудования. Протоколы

канального и физического уровня систем передачи информации (СПИ) являются, в значительной мере, затратными. Помехоустойчивые коды, история теоретических и экспериментальных исследований которых уже насчитывает более 70 лет, в режиме коррекции ошибок почти не используются на практике. Причиной тому является не только вычислительная сложность построения и декодирования громоздких конструкций в скоростных каналах, но и неприемлемость довольно существенной остаточной величины вероятности декодирования (исправления) с ошибкой при передаче данных и текстов компьютерных программ. Без большого преувеличения можно сказать, что удельная эффективность телекоммуникаций сохранилась на уровне 20-х годов прошлого столетия. Развитие техники и технологий связи носит сугубо экстенсивный характер. Приращение производительности достигается практически исключительно за счет совершенствования технологической базы реализации приемопередающих устройств, а также расширения полосы частот и мощности передатчиков (что, собственно, и предопределяет математическое определение пропускной способности). Это имеет определенные негативные последствия в моральном, материальном и экологическом аспектах. Все более существенной становится проблема электромагнитной совместимости. Перегруженные традиционные диапазоны радиочастот и малая полоса пропускания металлических линий связи вынудили перейти на использование оптического диапазона, возможности которого также не безграничны, но потребовали изменения (удорожания и снижения надежности) дополнительных устройств согласования сигналов. Мобильные технологии, начиная от 2G, LTE и до перспективной 5G, не претерпевают кардинальных изменений, за исключением экстенсивных доработок. Геостационарная орбита спутников связи приближается к предельному насыщению космическими объектами. Скорость возрастания потребностей в услугах связи превышает скорость приращения производительности СПИ. Все это, несомненно, является свидетельством явных проблем теории и практики построения систем передачи информации.

*Целью данной работы* является выявление трех основных причин – устаревших положений, заложенных в «фундамент» теории информации и являющихся первопричиной ее тупиковой эволюции, в частности:

- доказательство очевидных методологических неточностей в существующих определениях пропускной способности непрерывных каналов СПИ;
- обоснование некорректности обобщающей канонизации пропускной способности как предела достижимых скоростей для любых моделей непрерывных каналов;
- преувеличение роли принятия решений на основе правила максимального правдоподобия как наилучшего способа оценки состояния выхода зашумленного канала при малых отношениях сигнал/шум.

Несомненно, рассматриваемые вопросы могут выглядеть в определенной мере дискуссионными, особенно в отрыве от контекста полученных новых научных результатов, не являющихся предметом данной работы. Основное содержание статьи следует рассматривать как комплекс мотиваций, побуждающих к поиску принципиально новых решений в математической теории связи, соответствующей истинному физическому содержанию процесса передачи информации.

## **1. Дифференциальная энтропия непрерывных распределений и аналитическое определение пропускной способности гауссова канала**

В начале рассмотрения предмета работы придется обратиться к некоторым общеизвестным фактам. Первое определение пропускной способности дискретного двоичного канала без памяти с симметричным графом переходов, задаваемым диагональной вероятностью ошибки  $p_0$  дано в [2] и использует статистическую меру неопределенности дискретного выбора, названную энтропией:

$$C = V \cdot \max_{P(X)} \{H(X) - H(X|Y)\}, \quad (1)$$

где  $X, Y$  – сообщения на входе и выходе зашумленного канала;  $P(X) = \{p(0), p(1)\}$  – распределение вероятностей появления символов двоичного алфавита;  $V$  – количество двоичных символов, передаваемых по каналу за 1 секунду;

$$H(X) = -\{p(0)\log[p(0)] + p(1)\log[p(1)]\} \quad (2)$$

– энтропия (неопределенность) источника двоичных сообщений (при измерении информации в битах – основание логарифма равно двум);

$$H(X|Y) = -\{p_0 \log[p_0] + (1 - p_0) \log[1 - p_0]\} \quad (3)$$

– ненадежность канала – энтропия (неопределенность) помехи. При известном качестве канала, задаваемом параметром  $p_0$ , максимум (1) достигается при равновероятных символах источника  $p(0) = p(1) = 1/2$  и составляет величину:

$$C = V[1 - H(X|Y)]. \quad (4)$$

Определение  $I_b = C/V$  часто используется для вычисления среднего количества информации, содержащейся в одном двоичном символе на выходе зашумленного двоичного канала, в частности при оценке показателей удельной эффективности СПИ [3].

Формула (4) получила обобщение для случая недвоичного канала без памяти (см., например, [4, 10]). К настоящему времени, кроме указанных случаев, для моделей дискретных каналов известны аналитические определения для пропускной способности канала со стиранием и некоторые «экзотические» примеры с несимметричными графами переходов, рассмотренные самим К. Шенноном в оригинальной работе [2].

Сама по себе модель любого дискретного канала является своего рода надстройкой над моделью непрерывного (по времени и уровню) канала. Формулы (1) – (4) объективно понятны, имеют прозрачный физический и математический смысл и не будут обсуждаться в дальнейшем. Их рассмотрение в данной работе необходимо для отслеживания преемственности методологического подхода, использованного Шенноном при аналитическом выводе формулы пропускной способности непрерывного канала. В существующей парадигме класс непрерывных каналов, для которых определена пропускная способность, сужен до «гауссовых» [2, 5, 7, 8]. Ниже будет показано, что это неверно.

Для непрерывного источника, сообщения которого выбираются из бесконечного множества, Шеннон, следуя логике (1) – (4), вводит понятие энтропии непрерывного распределения (которую часто называют дифференциальной энтропией):

$$H(X) = - \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \log[f(x)] dx, \quad (5)$$

где  $f(x)$  – функция плотности распределения вероятностей (ПРВ) непрерывной случайной величины  $x$ . Соответственно, совместная и условная энтропия двух статистически связанных случайных аргументов, определяющих вход и выход непрерывного канала, задаются выражениями:

$$H(X, Y) = - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) \log[f(x, y)] dx dy; \quad (6)$$

$$H(Y|X) = - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) \log \left[ \frac{f(x, y)}{f(y)} \right] dx dy. \quad (7)$$

К основным свойствам энтропии непрерывного случая (5) относятся следующие:

1) при заданном ограничении на среднюю мощность  $\sigma^2$  непрерывного, центрированного относительно нуля процесса, энтропия (5) максимальна в случае, если этот процесс гауссов, т.е.



$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right), \quad (8)$$

при этом

$$\max_{f(x)} (H(x)) = \log \sqrt{2\pi e \sigma^2}; \quad (9)$$

2) в отличие от дискретного случая, в определениях Шеннона (5) – (7), (9) [см. 2] измерение дифференциальной энтропии производится относительно заданной системы координат, т.е. не является абсолютным. Это означает, что в случае, когда аргумент логарифма после вычисления интегралов меньше единицы, дифференциальная энтропия может принимать отрицательные значения! Такой вычислительный субъективизм до сего времени не имеет осмысленного физического толкования, а поэтому, в большинстве случаев просто замалчивается. Хотя в [2] предпринята попытка оправдания данного факта тем, что, несмотря на возможную отрицательность дифференциальной энтропии, сумма или разность двух определений энтропий всегда положительна. Однако это оправдание не предотвращает коллапса, который будет рассмотрен ниже при аналитическом определении пропускной способности через среднюю взаимную информацию (соотношение дифференциальных энтропий).

В непрерывном канале входные сигналы источника  $x(t)$  являются непрерывными функциями времени, а выходные –  $y(t) = x(t) + \xi(t)$  их искаженными суммированием с помехой реализациями. Помеха  $\xi(t)$  – также непрерывная функция времени. Пропускная способность непрерывного канала определена в [2], как максимум (по всем возможным распределениям входного сигнала) функции, похожей по своей сути на выражение (1):

$$C = \frac{1}{T} \left( 2FT \cdot \max_{f(x)} \{H(Y) - H(Y|X)\} \right), \quad (10)$$

где  $F$  – полоса частот, которой ограничен канал;  $T$  – продолжительность наблюдения выхода канала;  $2FT$  – число степеней свободы, определяемое на длительности  $T$  как количество независимых измерений функции с ограниченным спектром по теореме об отсчетах [1, 2]. В формуле (10)  $H(Y)$  обозначает энтропию выхода канала, а условная энтропия  $H(Y|X)$  определяется выражением (7). Разность, максимум которой ищется в (10), принято назвать средней взаимной информацией между входом и выходом на одно измерение (использование канала):

$$I(X, Y) = H(Y) - H(Y|X) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) \log \frac{f(x, y)}{f(x)f(y)}. \quad (11)$$

Тогда для одного использования канала:

$$C = \max_{f(x)} \{I(X, Y)\}. \quad (12)$$

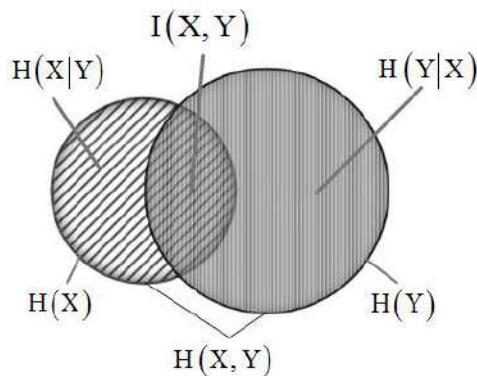


Рис. 1. Взаимосвязь определений энтропии для непрерывного канала

Взаимосвязь рассмотренных информационных определений Шеннона для непрерывного канала удобно рассматривать при помощи диаграммы Венна, представленной на рис. 1. Таким образом, пропускная способность непрерывного канала с аддитивным, статистически не связанным с сигналом шумом на одно измерение равна максимуму средней взаимной информации по всем вариантам распределений входного сигнала. В [2, 4, 7, 8] утверждается, что

$$C = 2F \cdot \max_{f(x)} \{H(Y) - H(\xi)\}, \quad (13)$$

где  $H(\xi)$  – энтропия шума. Соответствующая Теорема 16 в [2] постулирует, что при независимых, аддитивно взаимодействующих сигнале и шуме скорость передачи информации на одно использование канала равна разности между энтропией выхода канала и энтропией шума:

$$R = H(Y) - H(\xi), \quad (14)$$

соответственно

$$C = \max_{f(x)} \{R\}. \quad (15)$$

Формулы (10), (12), (13) и (15) представляют собой фактически различные способы определения одной и той же физической величины для различных видов измерений (полного или на одно использование канала). Продолжим рассуждения для гауссова канала в соответствии с логикой изложения из [2], традиционно используемой в учебниках и монографиях по теории информации:

$$H(\xi) = \log \sqrt{2\pi eN}, \quad (16)$$

где  $N$  – мощность шума. Для максимизации скорости на основании свойства (9) необходимо потребовать, чтобы распределение источника также было гауссовым с мощностью, равной  $S$ . Тогда энтропия источника:

$$H(X) = \log \sqrt{2\pi eS}. \quad (17)$$

Поскольку сигнал и шум, статистически не связаны, то, в силу устойчивости нормального распределения к композиции любого числа суммируемых случайных величин [9], распределение их суммы также будет нормальным с общей мощностью  $(S + N)$ , что позволяет определить энтропию выхода канала в виде

$$H(Y) = \log \sqrt{2\pi e(S + N)}. \quad (18)$$

В итоге приходим к известной формуле

$$C = F \left[ \log(2\pi e(S + N)) - \log(2\pi eN) \right] \quad (19)$$

или

$$C = F \log \left( \frac{S + N}{N} \right). \quad (20)$$

Заметим, что распределение выхода канала будет нормальным в одном единственном случае, если и сигнал, и шум – гауссовы. Поскольку при выводе формулы (20) использованы только функции плотности вероятностей сигнала и помехи (при вычислении дифференциальной энтропии), а о методах обработки при осуществлении приема речи не ведется, то за данной формулой закрепилось определение «пропускная способность гауссова канала» [2 – 8].

Теперь сосредоточимся на странностях поведения компонент аналитического энтропийного определения пропускной способности в форме записи (19). Для этого напомним, что уменьшаемое представляет собой энтропию выхода канала  $H(Y)$ , а вычитаемое – энтропию шума  $H(\xi)$ . Что происходит с величиной  $C$  при уменьшении мощности шума? Из (20) сле-

дует, что если  $F > 0$ , то  $\lim_{N \rightarrow 0} C = \infty$ . При этом формула (19) показывает, что пропускная спо-

собность неограниченно возрастает не за счет роста энтропии выхода канала (которая, напротив, уменьшается), а за счет того, что энтропия шума (вычитаемое в (19)) стремится к минус бесконечности:

$$\lim_{N \rightarrow 0} H(\xi) = -\infty. \quad (21)$$

Это наблюдение противоречит физическому смыслу, заложенному в определении разности (14). При этом смена знака вычитаемого и прибавление к энтропии выхода происходят уже при «слабой» помехе:  $N \leq (2\pi e)^{-1}$ . Осознать физический смысл этого поведения трудно. Хотя в виде (20) формула пропускной способности демонстрирует монотонность функции  $C(N)$  при  $N \rightarrow 0$ , что позволяет попытаться объяснить рассмотренное явление отличием определения дифференциальной энтропии от дискретной, отмеченным ранее. Однако отсутствие четкого физического толкования этого явления вызывает сомнения по поводу корректности аналитического вывода формулы пропускной способности с использованием понятий дифференциальной энтропии и средней взаимной информации. Как будет ясно в дальнейшем, еще большие сомнения вызывает приписывание этой формуле свойства определять верхнюю границу скоростей передачи информации в гауссовом канале.

## 2. Геометрическое определение пропускной способности

Спустя год после опубликования «Математической теории связи» К. Шеннон публикует работу [6], в которой дает другой способ определения пропускной способности на основе многомерного геометрического построения пространства сигналов и помех, представленного в «плоском» приближении на рис. 2. Любая реализация непрерывного случайного сигнала длительности  $T$ , спектр которого ограничен частотой  $F$ , представляется точкой в  $n = 2FT$ -мерном пространстве. В «хорошей» системе передачи эти точки –  $S_i$  – распределены равномерно внутри гиперсферы с радиусом, определяемым средней мощностью сигнала и размерностью пространства

$$r_S \approx \sqrt{nS} \quad (22)$$

и объемом

$$V_S \approx \frac{\sqrt{\pi}^n}{\Gamma(n/2 + 1)} (\sqrt{nS})^n, \quad (23)$$

где  $\Gamma(n/2 + 1)$  – гамма-функция. Для равномерного распределения сигнальных точек можно использовать произвольный выбор  $n$  координат – случайных величин с нулевым средним и дисперсией, равной  $S$ . При неограниченном возрастании размерности пространства  $n$  распределение точек будет монотонно приближаться к равномерному. Это асимптотическое свойство равномерности является основой для построения случайных кодов, практически любой из которых является «хорошим» [7]. Случайная реализация сигнала представляет собой каналный вид кодового слова случайного кода и может быть получена одним из двух способов:

$$S(t) = \sum_{i=0}^{2FT-1} s_i \frac{\sin(2\pi F(t - i \cdot \Delta t))}{2\pi F(t - i \cdot \Delta t)}, \quad \Delta t = 1/(2F); \quad (24)$$

$$S(t) = \sum_{i=1}^{2FT} \left\{ s_{2(i-1)} \sin\left(2\pi F \frac{i}{T}\right) + s_{2(i-1)+1} \cos\left(2\pi F \frac{i}{T}\right) \right\}. \quad (25)$$

Формула (24) представляет собой разложение случайной реализации в базисе отсчетных sinc-функций и обладает непрерывным, ограниченным (эффективно) частотой  $F$  спектром. Для случая (25) используется разложение Фурье в ортогональном на интервале  $T$  гармонич-

ческом базисе, при этом реализация  $S(t)$  периодична на  $T$  и, если бесконечно продолжить ее повторение, она будет обладать дискретным спектром, ограниченным сверху величиной  $F$ , ненулевые измерения которого расположены с шагом  $1/T$  по частоте.

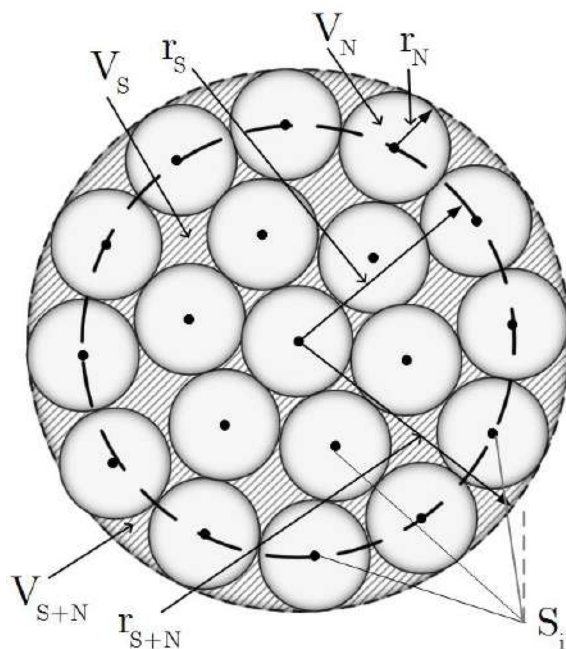


Рис. 2. Геометрическое представление пространства системы передачи информации

Оба способа (24) и (25) могут быть использованы в описании процесса достижения пропускной способности при помощи кодирования, данного Шенноном в [2] (далее цитата № 1): «...Пусть созданы  $m = 2^k$  выборок шума, каждая длительности  $T$ . Им приписываются двоичные числа от 0 до  $m-1$ . В передатчике последовательности сообщений разбиваются на группы по  $k$  двоичных знаков и для каждой группы в качестве сигнала передается соответствующая выборка шума. На приемном конце эти  $m$  выборок известны, и действительно принятый сигнал (искаженный шумом) сравнивается с каждой из них. Выборка, которая имеет наименьшее среднеквадратичное отклонение от принятого сигнала, принимается за переданный сигнал, по которому восстанавливается соответствующее двоичное число. Этот прием эквивалентен выбору наиболее вероятного (апостериори) сигнала...».

Формулы (24), (25) в совокупности с приведенной цитатой представляют собой описание процесса построения и декодирования случайного кода, причем декодирование осуществляется по правилу, которое в настоящее время традиционно называется «*правилом максимального правдоподобия*» (ПМП). При неограниченном возрастании длины блока кода (синхронном увеличении параметров  $k$  и  $n = 2TF$ ), если помеха не слишком велика, вероятность ошибки в определении принятого кодового слова может быть сделана сколь угодно малой. Таким образом, в геометрическом определении пропускная способность – это *наибольшая достижимая скорость случайного кода при его декодировании по ПМП* и обеспечении сколь угодно низкой ненадежности.

В геометрической интерпретации лучшего кода (рис. 2) на выходе канала точки  $S_i$ ,  $i \in [0, m-1]$ , соответствующие переданным кодовым словам, под воздействием гауссовой помехи смещаются в пределах сфер неопределенности с радиусом

$$r_N \approx \sqrt{nN} \quad (26)$$

и объемом

$$V_N \approx \frac{\sqrt{\pi}^n}{\Gamma(n/2+1)} (\sqrt{nN})^n. \quad (27)$$

В соответствии с проявлением закона больших чисел при увеличении  $n$  вероятность нахождения смещенных точек вне сферы с радиусом  $r_N + \varepsilon/\sqrt{n}$  стремится к нулю ( $\varepsilon$  – произвольная малая величина). Сферы неопределенности приобретают более очерченный вид. Шеннон сравнивал их с правильными бильярдными шарами [2, 6, 8]. Поскольку сигналы кодовых слов и помеха не зависят друг от друга, суммарный радиус гиперсферического пространства, вмещающий  $m$  сфер неопределенности, характеризуется радиусом и объемом:

$$r_{S+N} \approx \sqrt{n(S+N)}, \quad (28)$$

$$V_{S+N} \approx \frac{\sqrt{\pi}^n}{\Gamma(n/2+1)} \left( \sqrt{n(S+N)} \right)^n. \quad (29)$$

При  $n \rightarrow \infty$  можно определить предельное количество непересекающихся сфер, которое можно упаковать в объеме  $V_{S+N}$ , причем таким образом, чтобы между ними, практически, не осталось пустых мест:

$$m_C = V_{S+N}/V_N = \sqrt{\frac{S+N}{N}}^n = \sqrt{\frac{S+N}{N}}^{2FT}. \quad (30)$$

Напомним, что, в соответствии с построением кодовых слов по правилам (24) или (25),  $2FT = n$  – размерность геометрического пространства кода. Логарифмирование (30) и усреднение за время  $T$  дает *предельно достижимую скорость кода*, или (как все-таки утверждает современная теория информации) пропускную способность канала:

$$C = \frac{1}{T} \log m_C = F \log \left( \frac{S+N}{N} \right). \quad (31)$$

Результаты (20) и (31) совпадают по внешнему виду, что будто бы подтверждает определение  $C$  как максимально достижимой скорости передачи информации в канале с аддитивным шумом при сколь угодно малой ненадежности. Однако следует отметить, что в логике вывода выражения (31) (как, впрочем, и в сущности рассмотренной выше цитаты) величина  $C$  – это предельная скорость лучшего кода, *использующего при декодировании правило максимального правдоподобия*. Если бы это было не так и приемнику не надо было бы хранить в памяти образцы отрезков реализаций сигнала для их использования в сравнениях ПМП, как описано выше в цитате из работы [2], то при  $N > S$  достаточно было бы переключиться на прием помехи (какая разница, какой из двух процессов их смеси мы сумеем надежно выделить?), чтобы затем компенсировать ее в выходной смеси канала. Можно обратиться к работе [8] или другим работам, изучающим физический и математический смысл пропускной способности, и обнаружить, что величина  $C$  в доказываемых авторами теоремах является именно верхней границей скоростей передачи для *кодов в гауссовом канале, использующих ПМП*, но не для гауссова канала при любом способе передачи и обработки сигналов. В господствующих взглядах теории информации между этими двумя понятиями не делается разницы, поскольку в схеме СПИ, введенной Шенноном [2], присутствие кодера и декодера канала – обязательно по умолчанию. Возможность построения эффективной СПИ, не использующей кодирования, не допускается в принципе! Это резко противоречит практическому наблюдению, отмеченному во введении, о том, что помехоустойчивые коды в режиме исправления ошибок в настоящее время почти не применяются в системах, где ошибки не допустимы. Для уверенного ответа на вопрос: *что же обозначает величина  $C$  – просто предельную скорость передачи информации по каналу с аддитивным шумом или предельную скорость передачи информации по каналу при использовании кодирования и правила декодирования ПМП* (и то, и другое – при условии сколь угодно низкой ненадежности), обратимся к анализу математической и логической корректности рассуждений, проведенных при выводе формул (20) и (31). Для объективного анализа необходимо изменить условия, для которых получены формулы (20) и (31), т.е. рассмотреть модели каналов, отличные от гауссовых.

### 3. Сопоставление аналитического и геометрического определений пропускной способности для негауссова канала

Рассмотрим следующую модель непрерывного канала с полосой частот, ограниченной значением  $F$ , и аддитивным, стационарным и независимым от сигнала шумом. Пусть сигнал – гауссов процесс с функцией плотности распределения вероятностей:

$$f_1(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi S}} \exp\left(-\frac{x^2}{2S}\right), \quad (32)$$

обладающей математическим ожиданием и дисперсией

$$M[x] = 0, \quad D[x] = S. \quad (33)$$

Энтропия сигнала определяется величиной (17). Помеха в канале такова, что к любому измерению сигнала добавляет случайную ошибку, имеющую равномерную плотность распределения вероятностей в диапазоне  $\left[-\frac{a}{2}, \frac{a}{2}\right]$ ,  $a > 0$ :

$$f_2(y) = \begin{cases} 1/a, & \text{при } y \in [-a/2, a/2]; \\ 0, & \text{при } |y| > a/2. \end{cases} \quad (34)$$

Соответствующие числовые характеристики распределения (34) составляют:

$$M(y) = 0, \quad D[y] = N = a^2/12. \quad (35)$$

Энтропия такой помехи определяется величиной [3]:

$$H(N) = \log a. \quad (36)$$

Подобной моделью помехи в некоторых случаях может быть описано воздействие квантователя по уровню сигнала при измерении его значений с интервалом дискретизации  $\Delta t = 1/2F$  и конечной (больше нуля) величиной  $a$  – шага квантования [3].

Теоремой 18 в [2] Шеннон определяет границы величины пропускной способности для произвольного негауссова канала в следующем виде:

$$F \log \frac{S + N_1}{N_1} \leq C \leq F \log \frac{S + N}{N_1}, \quad (37)$$

где  $N_1$  – энтропийная мощность, т.е. мощность эквивалентного гауссова шума, обладающего одинаковой с оригинальным негауссовым шумом энтропией. Для рассматриваемой модели можно вычислить энтропийную мощность, приравнивая между собой величины (16) и (36):

$$N_1 = a^2 / (2\pi e) = \frac{12}{2\pi e} N. \quad (38)$$

Попытаемся теперь вычислить пропускную способность рассматриваемого канала, используя аналитический подход (11) – (14). Энтропия выхода канала в данном случае является дифференциальной энтропией процесса, полученного суммированием двух независимых процессов:

- нормального (сигнал) – с математическим ожиданием и дисперсией (33);
- равномерного (помеха) – с математическим ожиданием и дисперсией (35).

Для вычисления энтропии выхода канала  $H(Y)$  необходимо определить функцию плотности распределения вероятностей суммарного процесса  $f(y)$ , которая в данном случае будет композицией двух распределений [9]:

$$f(z) = \int_{-\infty}^{\infty} f_1(w) f_2(z - w) dw. \quad (39)$$

Использование (32) и (34) в (39) позволяет записать:

$$f(z) = \int_{-a/2}^{a/2} \frac{1}{a} \left[ (2\pi S)^{-1/2} \exp\left(-\frac{(z-w)^2}{2 \cdot S}\right) \right] dw = \frac{1}{2a} \left[ \operatorname{erf}\left(\frac{a+2z}{\sqrt{8 \cdot S}}\right) + \operatorname{erf}\left(\frac{a-2z}{\sqrt{8 \cdot S}}\right) \right], \quad (40)$$

где  $\operatorname{erf}(A) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^A e^{-t^2} dt$ .

В силу независимости двух суммируемых процессов числовые характеристики композиции (40)

$$M[z] = M[x] + M[y] = 0; \quad D[z] = D[x] + D[y] = S + N. \quad (41)$$

Распределение (40) не является гауссовым, хотя очень похоже на него по внешнему виду. Для сравнения на рис. 3 показаны функция плотности распределения вероятностей (ПРВ) (40) и аналогичная гауссова функция для равномошного центрированного процесса при нормированных дисперсиях  $a = 2\sqrt{3}$ ;  $S = N = 1$ .

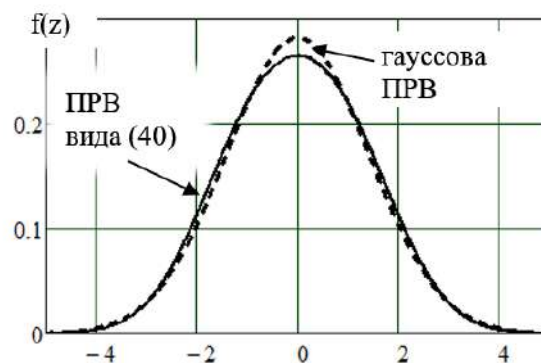


Рис. 3. Сравнение гауссовой и композиционной ПРВ

Естественно, что очень близкими являются и значения дифференциальной энтропии, вычисленные для композиции ПРВ двух нормальных процессов (формула (18)) и для композиции ПРВ рассматриваемого случая. Например, при значениях числовых характеристик, принятых на рис. 3, из (18) имеем:

$$H(Y) = \log \sqrt{2\pi e \cdot 2} = 2,547.$$

Вычисление энтропии распределения (40) дает:

$$H'(Y) = \int_{-\infty}^{\infty} f(z) \log f(z) dz = 2,544,$$

Это означает, что энтропия выхода канала с равномерным шумом, практически, совпадает с аналогичной энтропией гауссова канала, оставаясь все-таки немного меньше

$$H(Y) \approx H'(Y). \quad (42)$$

Данный результат является естественным следствием центральной предельной теоремы теории вероятностей [9]. Можем записать выражение для аналитического вычисления пропускной способности на одно использование рассматриваемого канала, с аддитивной помехой, обладающей равномерной ПРВ, в виде

$$C' = H'(Y) - \log \sqrt{12 \cdot N}, \quad (43)$$

где величина  $N$  определяется формулой (35).

Сравнение величины (43) с пропускной способностью на одно использование гауссова канала, определяемой из (19) в одинаковых энергетических условиях, дает

$$\frac{C'}{C} = \frac{H'(Y) - \log \sqrt{12 \cdot N}}{\log \sqrt{2\pi e(S+N)} - \log \sqrt{2\pi eN}}. \quad (44)$$

**Пример.** Для случая равномошного сигнала и шума  $S = N = 1$ , рассмотренного на рис. 3, имеем:

- энтропийную мощность, определяемую (38),  $N_1 \approx 0,703$ ;
- границы (37), определенные Шенноном,  $0,638 \leq C' \leq 0,755$ ;
- фактическое значение, вычисленное из (43),  $C' \approx 0,751$ ;
- пропускную способность гауссова канала, определяемую выражением (19) в эквивалентных энергетических условиях,  $C = 0,5$ ;
- отношение пропускных способностей, определяемое формулой (44),  $C'/C \approx 1,502$ .

*Вывод из рассмотренного примера:* результаты аналитического энтропийного определения пропускной способности канала с равномерно распределенной помехой приводят к следующему утверждению

пропускная способность канала с равномерно распределенной помехой **в полтора раза превышает** пропускную способность гауссова канала, вычисленную для равномошного сигнала и помехи! (45)

Теперь используем геометрический способ, рассмотренный в п. 2, для определения пропускной способности канала с равномерно распределенной помехой. Для этого сопоставим геометрическое представление и характеристики сфер неопределенности (рис. 2), в пределах которых смещаются сигнальные точки при действии нормальной и равномерной помех. Введем понятие нормированного (на размерность пространства сигналов  $n$ ) смещения сигнальной точки под действием помех:

– для гауссовой помехи 
$$r_n = \left( \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \xi_{n_i}^2 \right)^{1/2}; \quad (46)$$

– для помехи с равномерным распределением 
$$r_u = \left( \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \xi_{u_i}^2 \right)^{1/2}; \quad (47)$$

где  $\xi_{n_i}, \xi_{u_i}, i \in [1, n]$  – случайное значение  $i$ -й координаты аддитивной помехи для нормального и равномерного шума соответственно. Плотности распределения вероятностей этих величин определяются формулами

$$f(\xi_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \exp\left(-\frac{\xi_n^2}{2N}\right); \quad (48)$$

$$f(\xi_u) = \begin{cases} 1/\sqrt{12 \cdot N}, & \text{при } \xi_u \in [-\sqrt{3 \cdot N}, \sqrt{3 \cdot N}]; \\ 0, & \text{при } |\xi_u| > \sqrt{3 \cdot N}. \end{cases} \quad (49)$$

Нормированные радиусы сфер неопределенности  $\bar{r}_n$  и  $\bar{r}_u$  для двух рассматриваемых распределений помехи определяются математическим ожиданием случайных величин (46) и (47), являющихся функциями от случайных слагаемых, обладающих ПРВ (48) и (49), а «степень очерченности» сфер – их дисперсией  $D[r_n]$  и  $D[r_u]$ . Для нормальной помехи известен аналитический результат [9]:

$$\bar{r}_n = M[r_n] = \sqrt{\frac{2N}{n}} \left[ \Gamma\left(\frac{n+1}{2}\right) / \Gamma\left(\frac{n}{2}\right) \right]; \quad (50)$$

$$D[r_n] = N \left\{ 1 - \frac{2}{n} \left[ \Gamma\left(\frac{n+1}{2}\right) / \Gamma\left(\frac{n}{2}\right) \right]^2 \right\}. \quad (51)$$



Аналитическое вычисление аналогичных числовых характеристик для помехи с равномерным распределением  $\bar{r}_u$  и  $D[r_u]$  сталкивается с трудностями, поскольку многомерная композиционная ПРВ случайной величины (47) является разрывной (кусочно-линейной) функцией. Поэтому эти характеристики были вычислены при помощи статистической модели. Результаты аналитического и статистического исследования характеристик сфер неопределенности для нормального и равномерного распределения координат помехи иллюстрируются на рис. 4 – 6. Результаты вполне ожидаемы, так как следуют из закона больших чисел. На рис. 4 показаны «виртуальные» сечения плоскостью многомерной картины распределения точек смещения для нормального (слева) и равномерного (справа) распределения координат помехи, вычисленные для трех различных значений размерности пространства СПИ при числе испытаний, равном  $10^6$ .

Изображения сечений сфер получены при одинаковой единичной мощности помехи и, для удобства визуального сопоставления, нормированы (масштабированы) на размерность пространства. Главными выводами из результатов статистического эксперимента и анализа иллюстраций являются следующие:

1) сферы нормальной и равномерной помех обладают примерно равными средними радиусами, при этом величина  $\bar{r}_u$  стремится к предельному нормированному значению немного быстрее, чем  $\bar{r}_n$ . Это явление иллюстрируется на рис. 5;

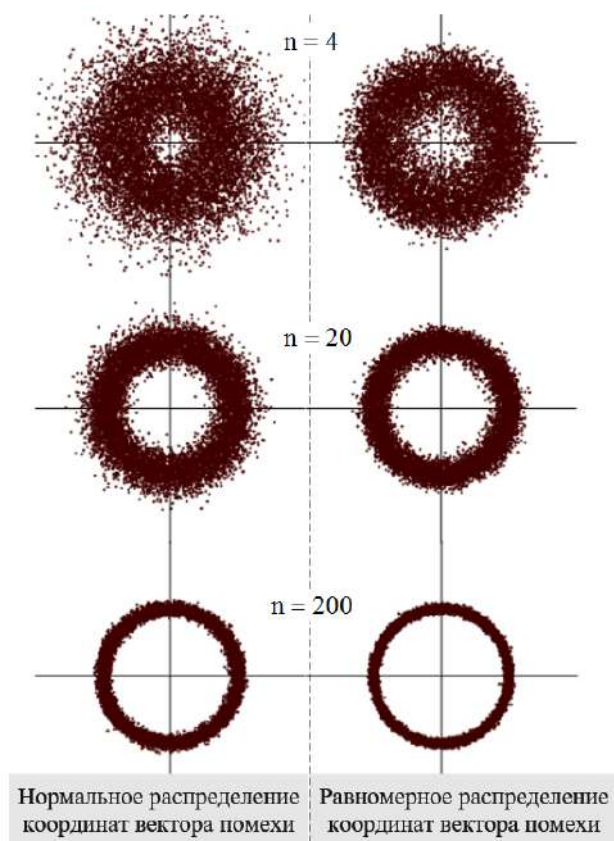


Рис. 4. Проекция нормированных распределений векторов гауссовой и равномерной помех на плоскость

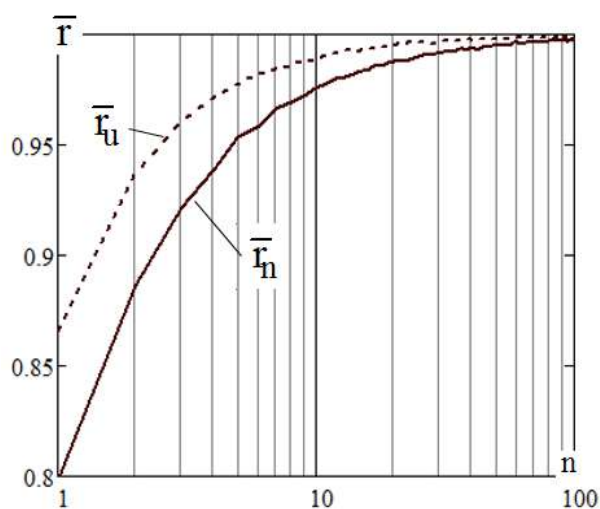


Рис. 5. Зависимости функций  $\bar{r}_u$  и  $\bar{r}_n$  от размерности пространства  $n$  для нормальной и равномерной помех

2) дисперсия разброса значений радиуса сферы равномерной помехи меньше дисперсии сферы нормальной помехи (очерченность контура сфер правой части на рис. 4 более резкая), причем вычисления дают следующее предельное отношение:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} (D[r_n]/D[r_u]) = 2,5, \quad (52)$$

т.е. эффективная ширина «кольца» разброса при равномерно распределенной помехе меньше, в среднем, в  $\sqrt{2,5}$  раз (практически, при любой размерности пространства  $n$ ), чем аналогичный параметр при нормальной помехе. Предельные абсолютные значения дисперсий радиусов сфер составляют:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \{n \cdot D[r_n]\} = N/2, \quad \lim_{n \rightarrow \infty} \{n \cdot D[r_u]\} = N/5. \quad (53)$$

Для  $N=1$  это явление иллюстрируется графиками на рис. 6. Для нормально распределенной помехи абсолютная дисперсия радиуса с ростом  $n$  незначительно возрастает, стремясь к предельному значению «снизу», а для равномерно распределенной помехи – убывает, стремясь к пределу (53) «сверху».

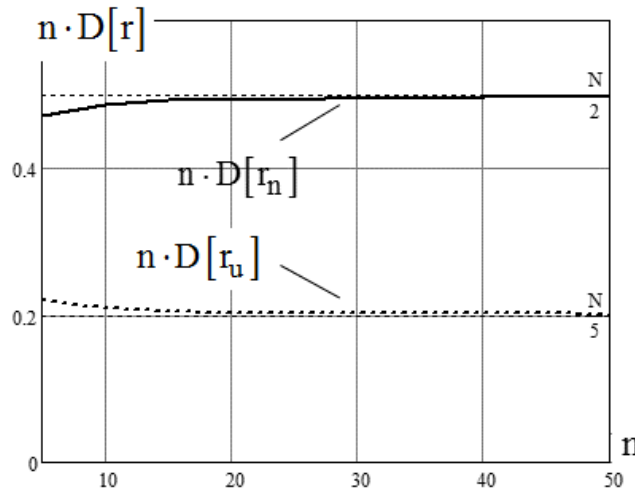


Рис. 6. Дисперсия радиусов сфер неопределенности для нормальной и равномерной помехи как функция размерности пространства

Наконец, главный очевидный вывод:

3) средние радиусы сфер неопределенности для рассматриваемых типов ПРВ помех асимптотически совпадают:

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \bar{r}_n = \lim_{n \rightarrow \infty} \bar{r}_u = \sqrt{n \cdot N}. \quad (54)$$

Данный результат – следствие закона больших чисел. Он, естественно, может быть обобщен **для любых видов** центрированных ПРВ сигнала и помехи, т.е. для любых непрерывных каналов с аддитивной, статистически не связанной с сигналом помехой. На параметры геометрического представления СПИ при  $n \rightarrow \infty$  влияют только значения средних мощностей непрерывного сигнала и помехи, но не вид их распределения!

Поскольку по аналогичным причинам радиус гиперсферы пространства на выходе негауссова канала также совпадает с величиной, определяемой выражением (29), то используя (27), (29) и (30) приходим к той же самой величине пропускной способности канала с равномерно распределенной помехой:  $C' = C = F \log \frac{S+N}{N}$ , что противоречит определению (43) и выводу (45). Таким образом, две работы К. Шеннона [2] и [6], опубликованные с интервалом в один год, в применении к негауссову каналу – противоречат друг другу. На вопрос «какой из двух способов определения пропускной способности: аналитический (энтропийный) или геометрический является корректным?» – существует однозначный ответ: конечно геомет-

рический. Корректность геометрического подхода легко проверяется методом статистического моделирования случайного кода [12]. Аналитический способ дает результат, совпадающий с результатом геометрического способа в одном единственном случае, когда сигнал и помеха – гауссовы процессы. Это всего лишь совпадение, природа которого объясняется свойствами нормального распределения, имеющего особое значение в теории вероятностей и случайных процессов. В силу отмеченных причин методология использования «энтропийной мощности» и границы, определяемые (37) являются не корректными.

Результаты анализа гауссова и негауссова канала (как, впрочем, и любой другой модели) показали, что эти каналы имеют одинаковое значение пропускной способности  $C = C'$ , величина которой зависит только от отношения сигнал/шум (по мощности) и полосы частот канала. Поэтому приписывание свойства определения величиной  $C$  (20) предельной скорости передачи информации именно в гауссовом канале с аддитивным шумом, по меньшей мере, некорректно.

Истинный физический смысл пропускной способности в геометрическом выводе заключается в определении *предельной скорости передачи информации по каналу с любым видом аддитивного шума при использовании канального кодирования и правила максимального правдоподобия при декодировании*. Следовательно, пропускная способность – это не характеристика канала, а *естественный предел, возникающий для любой модели непрерывного канала, как только мы решим использовать кодирование информации при передаче* (в смысле принятия решения по результатам сопоставления выхода канала с известными образцами допустимых реализаций сигналов).

При этом, как следствие, возникает необходимость разбиения пространства сигналов на выходе канала на области «похожести», которыми, собственно, и являются сферы неопределенности в геометрическом представлении на рис. 2. Эти области не будут пересекаться до тех пор, пока при фиксированном бюджете мощности передатчика мощность помехи не будет превышать некоторого допустимого значения. Данное допустимое значение, фактически, и определяет так называемую пропускную способность (на самом деле – предельную скорость лучшего достижимого кода). Источником фундаментальных ограничений в существующей парадигме теории информации является господствующая аксиоматическая неизбежность применения кодов и осуществление решений о приеме по принципу «наибольшей похожести». Если сформулировать этот вывод наиболее лаконичным способом, то весьма скромные современные достижения теории передачи информации – следствие безальтернативного применения, так называемого, *правила максимального правдоподобия*.

В заключении текущего раздела приведем соображения, которые являются дополнительным аргументом доказательства, в определенной степени, некорректности существующего аналитического вывода пропускной способности, как максимума средней взаимной информации, рассмотренного в п. 1. В тексте цитаты из [2], приведенной выше в п. 2, кодирование рассматривается как процесс сопоставления выборки шума с одной из  $M = 2^k$  комбинаций символов источника. При этом, очевидно, правильным будет определение энтропии этой выборки вовсе не формулой (17), а как неопределенности дискретного выбора (согласно принципу (2)), т.е.

$$H(X) = \log 2^k = k. \quad (55)$$

Тогда именно это определение должно использоваться в вычислениях (17) – (20), что приводит к очередному коллапсу, поскольку в одном выражении будут присутствовать определения энтропии для дискретного и непрерывного выбора, которые существуют в различных системах измерений.

#### 4. Правило максимального правдоподобия

*Теорема Крамера (1740 г.):*

*Не существует другого метода обработки результатов эксперимента, который дал бы лучшее приближение к истине, чем метод максимального правдоподобия.*

Правило (метод) максимального правдоподобия имеет название, вполне соответствующее его роли в статистическом оценивании реализаций случайного опыта и принятии решений в условиях многоальтернативных гипотез. Современная парадигма передачи информации во всех известных практических приложениях рассматривает принятие решений о состоянии выхода зашумленного канала в условиях равновероятных гипотез, т.е. все сообщения источника предполагаются равновероятными, а действие на них шума в канале – одинаковым (симметричным). Это объясняет безальтернативность ПМП по сравнению с другими статистическими методами и критериями принятия решений. Без особого преувеличения можно утверждать, что правило (критерий) максимального правдоподобия перекочевало в статистическую теорию связи из нашего жизненного опыта. Мы всегда пытаемся расслышать фразу в условиях мешающего шума или различить предмет в условиях плохой видимости, подсознательно включая алгоритм под названием «на что (из известного нам) это больше всего похоже?». Именно этим объясняется аксиоматично объективное использование ПМП во всех стандартных приложениях теории передачи информации без особых забот об аргументации такого выбора.

Цитата из [2], к которой мы уже обращались (см. п. 2 данной работы), отражает вполне оправданную из соображений нашего физиологического опыта позицию К. Шеннона о том, что декодер на выходе канала должен принимать решение о принятом кодовом слове (сигнале) на основании сопоставления близости (в среднеквадратическом смысле) принимаемой выборки случайного процесса на выходе канала с имеющимися у приемника образцами.

Такой же подход наблюдается при описании идеального (по Котельникову) приемника при некодированной модуляции [1] (цитата № 2, обозначения переменных изменены): «... будем считать, что в зависимости от воздействующего на приемник суммарного колебания  $y(t)$  он обязательно воспроизведет одно из возможных значений сообщения  $S_1(t), \dots, S_m(t)$ . ... Очевидно ... всю область возможных значений  $y(t)$  можно разбить на  $m$  не перекрывающихся друг друга областей. ... В зависимости от конфигурации областей, которая определяется приемным устройством, будет получаться больше или меньше правильно воспроизведенных сообщений. ... Приемник, характеризуемый такими (прим. авт.: правильно выбранными) областями и дающий вследствие этого минимальное число неправильно воспроизведенных сообщений при наложении помехи, мы будем называть *идеальным*».

Следовательно, образующим постулатом современной теории потенциальной помехоустойчивости [1], как и теории помехоустойчивого кодирования [2], является правило обработки зашумленных сигналов (кодов) на основе максимального правдоподобия (или максимального сходства), которое используется авторами, как фундамент выстраиваемых затем теорий.

Если значения априорных вероятностей сообщений источника являются одинаковыми, то математическая формулировка ПМП при выборе  $k$ -й гипотезы из  $m$  альтернатив имеет вид:

$$\frac{f(S_k|y)}{f(S_i|y)} > 1, \text{ для всех } i \in [1, m], i \neq k, \quad (56)$$

где  $f(S_i|y)$  – функция правдоподобия, записанная для сообщения  $S_i$ . Задача отыскания наиболее достоверного решения сводится к максимизации функций правдоподобия, и, в некоторых случаях, может иметь аналитическое (не переборное) решение на основе известных

из математического анализа методов исследования на экстремум. В рассматриваемых приложениях для непрерывного канала (см. выше цитаты 1 и 2) на длительности  $T$  функция правдоподобия для сообщения  $S_i$  может быть выражена через евклидово (гильбертово) расстояние:

$$f(S_i|y) = \left\{ \int_T [S_i(t) - y(t)]^2 dt \right\}^{-1/2}. \quad (57)$$

В соответствии с принципом максимального правдоподобия (наибольшей схожести) гипотеза, обладающая максимумом функции (57), считается истинной [1, 2]. Прибегая к подобному правилу, мы автоматически вводим предельное ограничение на допустимую интенсивность мешающих помех, т.е. *ограничиваем снизу отношение сигнал/шум при котором еще не будет происходить выход отображающей принимаемый сигнал точки за пределы собственной области схожести*. Данный процесс ограничения порождает все основные утверждения и, так называемые, фундаментальные пределы в теории передачи информации. Эти пределы, главным из которых, несомненно, является пропускная способность, к сожалению, чрезвычайно жестки, что, собственно и является причиной весьма скромных достижений теории передачи информации.

Какова величина вероятности  $P$  – сохранения схожести процесса на выходе канала переданному сообщению при малых отношениях сигнал/шум? Ответ очевиден – весьма мала. Пусть каналный алфавит позволяет передавать  $m$  различных сообщений (сигналов), которые могут появляться одинаково часто. Тогда, при фиксированной мощности сигнала  $S$ , при возрастающей мощности шума  $N$  справедливо записать:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} P = m^{-1}; \quad \lim_{m \rightarrow \infty} P = 0. \quad (58)$$

При большой помехе (скорости выше пропускной способности) процесс на выходе канала с вероятностью, близкой к единице, не является похожим на истинно переданное сообщение, поскольку с равной вероятностью его отображающая точка может оказаться в области схожести, практически, любого из  $m$  возможных сообщений. При упаковках сигнальных точек в  $n$ -мерном пространстве, близких к плотнейшим [11], число сфер неопределенности, примыкающих к сфере схожести истинно переданного сигнала, может оказаться слишком большим. Это не позволяет создать многомерные упорядоченные манипуляционные коды (типа кода Грея), минимизирующие количество искажаемых двоичных символов при ошибках трансформации истинного сообщения в ближайшее к нему в пространстве СПИ. Например, при  $n = 24$  известна плотнейшая укладка на основе решетки Лича, построенная с использованием двоичного кода Голя [10, 11], в которой к поверхности одной сферы примыкают 196560 окружающих ее сфер. Если построить на основе этой решетки любые избыточные помехоустойчивые  $(24, k)$  коды при  $k = 1, 2, \dots, 18$ , то можно обеспечить попарную равноудаленность почти всех кодовых (сигнальных) точек. Даже при небольшом превышении пропускной способности (небольшом перекрытии сфер неопределенности) прием по ПМП любого кодового слова на выходе канала является почти равновероятным, и, практически, не зависит от переданного слова (сообщения). Применение правила максимального правдоподобия в таких условиях заведомо приведет к ошибке приема. Налицо парадокс и противоречие: с одной стороны, ПМП является лучшим способом приема, минимизирующим вероятность ошибок при слабых помехах; с другой – это правило само является причиной ограничений на допустимую скорость и/или мощность помех. Возможны ли модификации правила принятия решений при использовании кодирования и вероятностной оценки состояния выхода канала?

## 5. Могут ли коды работать без правила максимального правдоподобия?

Оценку возможности изменения решающего правила, когда истинно переданным считается сообщение, не являющееся наиболее близким к реализации на выходе канала (в среднеквадратическом смысле), удобно провести с представлением пространства сообщений Пуассоновым полем точек [12].

При построении случайного или алгебраически упорядоченного кода его кодовая книга (в виде множества сигнальных точек) образует в  $n$ -мерном пространстве случайное (Пуассоново) поле точек так как всегда выполняются следующие условия:

1) при фиксированном среднем энергетическом бюджете передатчика все точки кодовых слов размещаются в ограниченном объеме многомерного пространства, причем это размещение при увеличении  $n$  асимптотически приближается к равномерному (для случайного кода), т.е. плотность поля точек постоянна по всему объему кодового пространства;

2) вероятность появления произвольного числа точек в любом объеме пространства не зависит от того, сколько точек попало в любые объемы, не пересекающиеся с данным;

3) вероятность попадания в элементарный объем двух или более точек пренебрежимо мала по сравнению с вероятностью попадания одной точки.

Предположим, что скорость передачи в произвольном гауссовом канале превышает его пропускную способность. В геометрическом представлении это приведет к взаимному пересечению сфер неопределенности, показанному для фрагмента выходного пространства канала на рис. 7. Для моделирования ситуации используем известное [9] аналитическое описание ПРВ  $\varphi(\Delta)$  случайной величины помехового смещения  $\Delta = \sqrt{n} \cdot r_n$  (здесь  $r_n$  определяется формулой (46)):

$$\varphi(\Delta) = \frac{2\Delta^{n-1}}{\Gamma\left(\frac{n}{2}\right)\sqrt{2N^n}} \exp\left(-\frac{\Delta^2}{2N}\right). \quad (59)$$

Числовые характеристики  $\varphi(\Delta)$  находятся из (50), (51) и составляют:

$$M[\Delta] = \sqrt{n} \cdot \overline{r_n}, \quad D[\Delta] = n \cdot D[r_n]. \quad (60)$$

Пусть по каналу в условиях действия аддитивной помехи было передано сообщение, соответствующее точке 1. Смещающее действие помехи таково, что приемнику доступна для наблюдения на выходе канала точка 2, при этом допустим, что величина смещения составляет  $\Delta = (M[\Delta] + \delta)$ .

Очевидно, что в этой ситуации применение ПМП выявит ближайшую к принятой точке 2 – точку 3, как истинно переданную, что приведет к ошибке.

Модифицируем правило принятия решения следующим образом: полагая наблюдаемую на выходе канала точку 2 центром, восстановим вокруг нее поверхность сферы с радиусом  $M[\Delta]$ . Затем, просматривая поочередно все точки кодовой книги, выявим точку, расположенную ближе остальных к поверхности построенной сферы. Эта точка и будет считаться истинно переданной. В соответствии с описанным правилом, на рис. 7 истинно переданной является точка 1, расположенная на расстоянии  $\delta$  от поверхности вспомогательной сферы, что соответствует безошибочному решению приемника в данном примере. Назовем данное правило принятия решения «правилом сферы неопределенности» (ПСН). В соответствии с этим правилом истинной считается не сообщение, являющееся наиболее похожим на наблю-

даемую реализацию выхода канала, а сообщение, которое находится ближе остальных к поверхности сферы с радиусом  $M[\Delta]$ , очерченной вокруг точки наблюдаемого выхода.

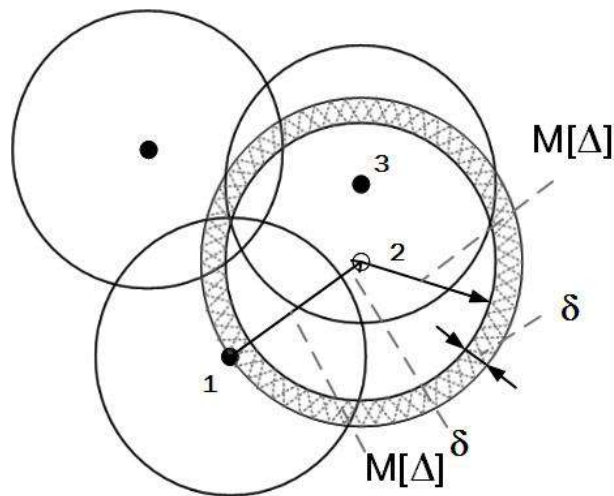


Рис. 7. Геометрическая иллюстрация правила сферы неопределенности (ПСН)

Функция правдоподобия произвольного сигнала  $S_i$  для ПСН может быть записана так:

$$f(S_i | y) = \left| \int_T [S_i(t) - y(t)]^2 dt - M[\Delta]^2 \right|^{-1/2}. \quad (61)$$

Истинно переданным считается сигнал, обладающий максимальным значением функции (61). Описанное правило будет гарантированно приводить к безошибочному решению только в случае, если вспомогательная сфера вокруг принятой точки (на рис. 7 – это точка 2) будет иметь радиус, точно совпадающий с величиной помехового смещения переданной точки, т.е. в случае, если абсолютно точно известна мощность помехи, добавившейся к переданному сигналу (кодovому слову) в конкретной наблюдаемой реализации выхода канала. Однако, так как точное знание мощности компоненты помехи в принимаемой конкретной реализации смеси сигнала и помехи невозможно, то вспомогательная сфера может быть очерчена только с радиусом, равным ее математическому ожиданию  $M[\Delta]$ . Это может привести к ошибочному решению в случае, если в прослойке толщиной  $\delta$  – между концентрическими сферами с радиусами  $\Delta = (M[\Delta] + \delta)$  и  $M[\Delta]$  (заштрихованное кольцо на рис. 7) окажется любая другая точка из набора кодовой книги. Вероятность ошибочного решения может быть оценена, как функция от  $S$ ,  $N$ ,  $n$  на основании свойств поля Пуассона. Ошибка произойдет, если внутри пространства между двумя концентрическими сферами окажется хотя бы одна кодовая точка. Вероятность этого события для рассматриваемого поля точек:

$$P(\lambda, \Delta) = 1 - \exp(-\lambda(m) \cdot V(\Delta)), \quad (62)$$

где  $\lambda$  – плотность поля, содержащего  $m$  точек:

$$\lambda(m) = m/V_{S+N}; \quad (63)$$

величина  $V_{S+N}$  определяется выражением (29);  $V(\Delta)$  – объем концентрической прослойки около вспомогательной сферы:

$$V(\Delta) = \frac{\sqrt{\pi}^n}{\Gamma(\frac{n}{2} + 1)} \begin{cases} \{M[\Delta]^n - \Delta^n\}, & \text{при } 0 \leq \Delta \leq M[\Delta]; \\ \{\Delta^n - M[\Delta]^n\}, & \text{при } \Delta > M[\Delta]. \end{cases} \quad (64)$$

Используя (62), (63) и усредняя результат в соответствии с распределением (59), можно вычислить вероятность ошибки при декодировании по ПСН:

$$P_{er} = \int_0^{\infty} \varphi(\Delta) P(\lambda, \Delta) d\Delta. \quad (65)$$

При заданных значениях  $S, N$  и  $n$  число сигнальных точек  $m_C$  в пространстве кода, соответствующее достижению пропускной способности, определяется из (30), при этом плотность поля точек  $\lambda(m_C)$  вычисляется по формуле (63). Вводя коэффициент  $\alpha$  – изменения скорости передачи на одно использование канала  $R$ , можно смоделировать ситуации, когда скорость превышает пропускную способность  $C$ , что приводит к пересечению сфер неопределенности:

$$R > C \rightarrow R = \alpha \cdot C \rightarrow \alpha > 1 \Rightarrow m = (m_C)^\alpha; \quad (66)$$

или, напротив, не достигает пропускной способности (сферы неопределенности с некоторым запасом не пересекаются):

$$R < C \rightarrow R = \alpha \cdot C \rightarrow \alpha < 1 \Rightarrow m = (m_C)^\alpha. \quad (67)$$

В данных выражениях аргументом, регулирующим моделируемую скорость, является число точек  $m$  различных сигналов (кодовых слов) при фиксированном объеме сигнального пространства. При  $m > m_C$  пропускная способность превышена, а при  $m < m_C$  – скорость передачи меньше пропускной способности. Коэффициент  $\alpha$  в (66) и (67) расположен в показателе степени, так как скорость передачи измеряется логарифмом от  $m$ .

На рис. 8 представлены результаты вычисления вероятности ошибочного решения (65) для правила ПСН при различных значениях коэффициента  $\alpha$  и  $S = N = 1$ .

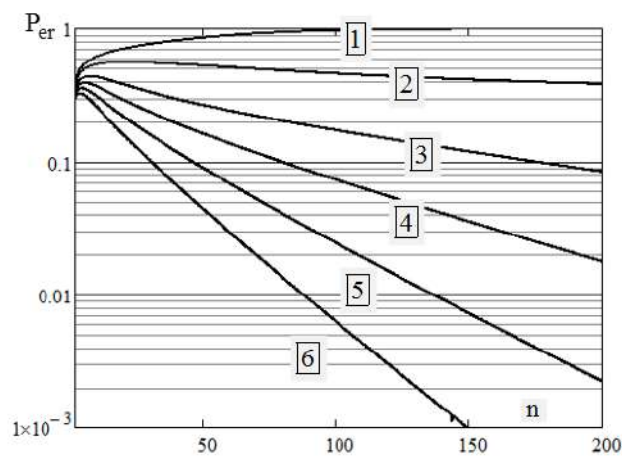


Рис. 8. Зависимости  $P_{er}(n)$  при использовании ПСН при различных скоростях:  $\boxed{1} \rightarrow R = 1,05 \cdot C$ ;  $\boxed{2} \rightarrow R = 0,95 \cdot C$ ;  $\boxed{3} \rightarrow R = 0,8 \cdot C$ ;  $\boxed{4} \rightarrow R = 0,7 \cdot C$ ;  $\boxed{5} \rightarrow R = 0,6 \cdot C$ ;  $\boxed{6} \rightarrow 0,5 \cdot C$

Увы, основной вывод из анализа кривых на рис. 8 неутешителен – правило ПСН (такое привлекательное в примере, разобранным на рис. 7) *приводит к такому же результату*, как и правило ПМП! При  $R > C$  вероятность ошибки при росте размерности пространства (числа степеней свободы или длины блока случайного кода) монотонно стремится к единице. При  $R < C$  – вероятность ошибки может быть сделана сколь угодно малой при соответствующем увеличении  $n$ . Данный результат объективно объясняется свойством многомерных сфер концентрировать практически весь свой объем в малой области, прилегающей к поверхности. В этой же области, непосредственно окружающей поверхность вспомогательной сферы,



ПРВ, определяемая выражением (59), достигает своих наибольших значений. Поэтому при увеличении размерности пространства эффективный объем прослойки вокруг вспомогательной сферы растет быстрее, чем падает плотность поля точек. Конечно, можно попытаться сформулировать другие критерии и правила принятия решения, но, очевидно, результат будет не лучше результата ПМП (теорема Крамера). На основании проведенного моделирования можно сделать однозначный вывод – ПМП является лучшим и, возможно, единственно приемлемым правилом статистических решений для кодов – альтернатив ему по-видимому, не существует.

### **Обсуждение результатов и выводы**

Основные выводы из результатов анализа математической и физической сущности пропускной способности, а также противоречий в современной теории передачи информации сконцентрированы в следующей последовательности рассуждений, являющихся логическим обобщением промежуточных выводов.

1. Вероятностно-энтропийный подход к аналитическому определению пропускной способности непрерывных каналов, использующий понятие средней взаимной информации между входом и выходом (5) – (15), можно считать корректным только при условии гауссовости распределений источника и канала (16), (17). Поскольку применение этого подхода для не гауссовых моделей непрерывных каналов приводит к ошибочным результатам (39) – (45), то во многих опубликованных к настоящему времени работах делается неоправданный вывод о практической невозможности аналитического определения пропускной способности для подобных моделей.

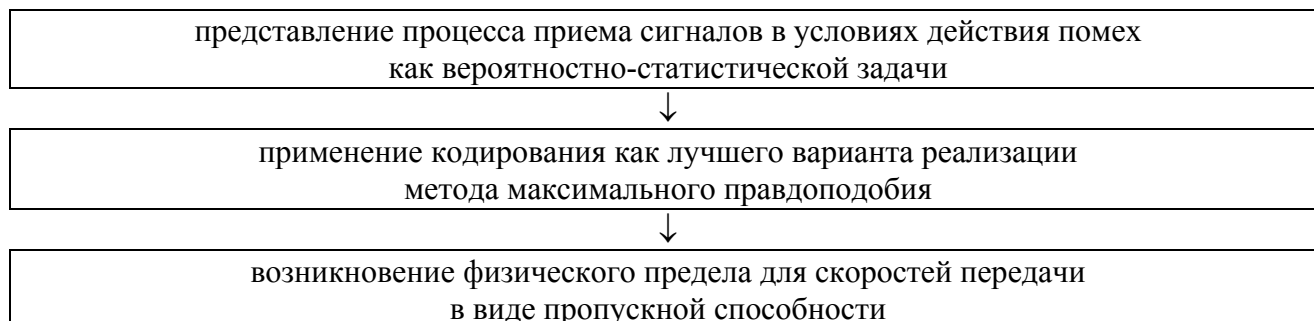
2. Математическое определение (31) корректно описывает величину пропускной способности любого непрерывного канала, шум в котором – стационарный случайный процесс. Вид распределения шума не влияет на величину пропускной способности, которая полностью определяется отношением сигнал/шум и полосой частот. Различные распределения шума проявляются только в изменении скорости приближения к пропускной способности при увеличении длительности отрезков шумовых последовательностей случайного кода.

3. Корректное геометрическое определение пропускной способности описывает ее физическую сущность как предельную скорость передачи информации по каналу с любым видом аддитивного шума при использовании канального кодирования/декодирования и применении правила максимального правдоподобия для декодирования. При этом предполагается, что реализация ПМП осуществляется путем сравнения наблюдаемого на выходе канала сигнала с имеющимися у приемника эталонными образцами. Пропускная способность – физический предел только для систем, использующих метод максимального правдоподобия.

4. Правило максимального правдоподобия является единственным и лучшим правилом принятия решений при декодировании. В то же время пропускная способность – косвенное определение нижней границы отношения сигнал/шум, при котором с большой вероятностью еще не происходит помеховое смещение точек, отображающих сообщения в многомерном пространстве выхода канала, за пределы фиксированных «областей похожести». Существование этих областей определено сущностью метода максимального правдоподобия. Таким образом, правило максимального правдоподобия, с одной стороны, – лучшее правило принятия статистических решений, а с другой – причина появления физического предела в виде пропускной способности. Отказаться от использования ПМП, приводящего к появлению фи-

зического предела скоростей передачи информации, в условиях, когда работа приемника заключается в решении вероятностно-статистической задачи, – невозможно!

5. Приведенные рассуждения порождают следующую логическую причинно-следственную цепочку факторов, приведших к кризису в развитии теории передачи информации:



Как показано в данной работе, разорвать представленную цепочку нельзя:

– невозможно превысить пропускную способность, не отказавшись от метода максимального правдоподобия;

– невозможно отказаться от максимального правдоподобия в условиях, когда работа приемника рассматривается, как решение вероятностной задачи.

Таким образом, в корне рассматриваемых проблем лежит вероятностный подход к организации приема сигналов в условиях действия помех, альтернатив которому обычно не возникает даже в самых смелых предположениях. Однако это не так, просто мы используем не все возможности, представляемые природой для обработки зашумленных цифровых сигналов в непрерывных каналах. Но об этом, как уже анонсировалось во введении планируется в следующих публикациях.

**Список литературы:** 1. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости / В. А. Котельников. – М. : Госэнергоиздат, 1956. – 152 с. 2. Shannon C.E. A Mathematical Theory of Communication / C.E. Shannon. – Bell Syst. Tech., July-October, 1948. – Vol. 27. – P. 379-423, 623-656. 3. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / А.Г. Зюко, А.И. Фалько, И.П. Панфилов, В.Л. Банкет, П.В. Иващенко ; под ред. А.Г. Зюко. – М. : Радио и связь, 1985. – 272 с. 4. Галлагер Р. Теория информации и надежная связь / Галлагер Р. – [пер. с англ. ; под ред. М.С. Пинскера и Б.С. Цыбакова]. – М. : Сов. радио, 1974. – 720 с. 5. Добрушин, Р.Л. Теория передачи информации / Р.Л. Добрушин, Б.С. Цыбаков // Вестник АН СССР. – 1998, № 6. – С. 76 – 81. 6. Shannon C.E. Communication in the presence of noise / C.E. Shannon // Proc. IRE, vol. 37, January, 1949. – pp. 10–21. 7. Verdu, S. Fifty Years of Shannon Theory / S. Verdu // IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 44, № 6, October 1998. – pp. 2057 – 2078. 8. Verdu, S. A General Formula for Channel Capacity / S. Verdu, Te Sun Han // IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 40, № 4, July 1994, – pp. 1147 – 1157. 9. Вентцель, Е.С. Теория вероятностей и ее инженерные приложения / Е.С. Вентцель, Л.А. Овчаров. – М. : Высш. шк., 2000. – 480 с. 10. Хэмминг, Р.В. Теория кодирования и теория информации / Р.В. Хэмминг : пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1983. – 176 с. 11. Конвей, Дж. Упаковки шаров, решетки и группы. В 2 т. / Дж. Конвей, Н. Слоэн – М. : Мир, 1990. 12. Рассомахин С. Г. Технология псевдослучайного кодирования в сетевых коммуникационных протоколах канального уровня / С. Г. Рассомахин // Системы обработки информации. – 2012. – Вып. 3(101), т.2. – С. 206 – 211.

Харьковский национальный  
университет имени В.Н. Каразина

Поступила в редколлегию 18.01.2017

## **МЕТОД СИНТЕЗА ПРОИЗВОДНЫХ СИСТЕМ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ КРИПТОГРАФИЧЕСКИХ ДИСКРЕТНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ СИМВОЛОВ**

### **Введение**

В условиях интенсивного противодействия сторон, интересы и конкуренция которых могут проявляться в различных сферах, в том числе, как показали последние события, в сфере ведения информационных и гибридных войн, особое значение приобретает наличие и применение защищенных телекоммуникационных систем (ТКС). В существенной мере такие системы базируются на применении защищенных радиоканалов. При этом под защищенностью систем необходимо понимать, в широком смысле, прежде всего их способность обеспечивать необходимые показатели по помехозащищенности, имитостойкости, информационной, энергетической и структурной скрытности функционирования системы.

К ТКС предъявляются все более жесткие требования по обеспечению эффективности их функционирования в условиях сложных внешних воздействий: естественных и преднамеренных помех, помех от других радиотехнических систем, функционирующих на близких частотах или в общем участке диапазона частот. Значительное число современных систем относятся к многопользовательским системам. В таких системах множество каналов размещаются в пределах общего частотно-временного ресурса, так что каждый абонент имеет возможность передавать и принимать информацию одновременно с другими абонентами и независимо от них. Одним из способов повышения эффективности использования диапазона частот, с учетом электромагнитной совместимости, является использование множественного доступа с кодовым разделением абонентов (CDMA), работающих в общей полосе частот. Указанный способ доступа абонентов к различным информационным ресурсам и технологиям является наиболее перспективным по многим характеристикам: высокая помехозащищенность каналов и обеспечение конфиденциальности передаваемых данных; высокая скорость передачи и эффективность использования полосы частот; высокая энергетическая экономичность и абонентская емкость сети. Поскольку кодовое разделение каналов ТКС основано на различии сигналов, предоставляемых абонентам системы, то построение таких систем и их характеристики определяются выбором сигналов и их свойствами.

Большое значение при решении задач обеспечения требуемой помехозащищенности и информационной безопасности имеют исследования, связанные с использованием новых видов сигналов, получивших название сложных, широкополосных, многомерных и шумоподобных.

Структура современных информационных сетей и систем характеризуется, как правило, значительным пространственным распределением большого числа взаимодействующих абонентов. В этих условиях важную роль в обеспечении качества обслуживания конечных абонентов играют технологии обработки, хранения, защиты, переноса информации в сети в условиях естественных и искусственных помех (воздействий) и ограниченного физического ресурса линий связи. К ТКС, особенно к системам критического назначения, предъявляются более жесткие требования по обеспечению эффективности их функционирования (скорости передачи информации, достоверности приема информации, живучести, помехозащищенности, информационной безопасности) в условиях сложных внешних и внутренних воздействий: естественных и преднамеренных помех, помех от других радиотехнических систем.

Повышенные требования к быстрому принятию решения и доведению до исполнителей (пользователей) информации в условиях внутренних и внешних воздействий, обусловленных действием станций (абонентов), работающих в общем диапазоне частот, и станций, осуществляющих целенаправленное противодействие функционированию критических

приложений ТКС, в значительной мере не учитываются существующими информационными технологиями. В ряде приложений телекоммуникационных систем для решения задач информационной безопасности привлекаются системы и средства криптографической защиты информации, что требует значительных материальных затрат и осуществления совокупности организационных, инженерно-технических мероприятий, методов и средств.

Задача построения защищенной ТКС – создать систему, устойчивую к воздействию множества различных, актуальных для данной системы, воздействий (помех). Объективно существует противоречие между жесткими требованиями по обеспечению достоверности, скрытности, конфиденциальности, целостности, подлинности данных, хранящихся и передаваемых по проводным и беспроводным линиям связи ТКС, с одной стороны, и существующими моделями, методами и технологиями управления телекоммуникационными сетями, информационной безопасностью, услугами и качеством обслуживания – с другой стороны. Сказанное обусловлено, в том числе, тем, что в процессе информационного обмена в ТКС в течение длительного времени соответствие: бит сообщение-сигнал является фиксированным, а в качестве физических переносчиков информации – сигналов, используются сигналы, построенные с применением линейных правил (законов). Вышеуказанное позволяет нарушителю на основе определения параметров, используемых в системе сигналов, осуществить постановку помех с минимальными для себя энергетическими затратами. Объективно существуют угрозы информационной безопасности, а именно: возможность несанкционированного доступа к информационным активам, нарушение целостности, конфиденциальности, доступности данных со стороны злоумышленников, что может привести к существенному ухудшению показателей функционирования ТКС.

Основными путями решения данного противоречия является повышение помехозащищенности и информационной безопасности ТКС на основе усовершенствования методологических основ построения ТКС путем создания новых моделей, методов и технологий управления телекоммуникационными сетями, информационной безопасностью, услугами и качеством обслуживания, разработки методов информационного обмена, методов синтеза новых классов нелинейных дискретных сложных сигналов с необходимыми ансамблевыми, корреляционными и структурными свойствами.

Для большинства приложений ТКС, в частности для широкополосных систем с многостанционным доступом, интерес представляют не пары, а большие множества последовательностей с хорошими взаимокорреляционными свойствами, улучшенными ансамблевыми и структурными свойствами.

В статье предлагается метод синтеза дискретных последовательностей с заданными взаимокорреляционными, структурными и ансамблевыми свойствами для применения в телекоммуникационных системах, в которых предъявляются повышенные требования к обеспечению скрытности, помехозащищенности, помехоустойчивости, информационной безопасности функционирования системы.

### **Концепция синтеза криптографических дискретных последовательностей символов**

Различение или кодовое разделение абонентов многопользовательской ТКС основано на том, что каждому абоненту выделяется алфавит сигналов (кодовых последовательностей), с помощью которого он передает информацию. Наиболее часто используемым критерием различимости является минимум евклидова расстояния [1]. Критерий состоит в том, что два сигнала являются легко различимыми тогда и только тогда, когда среднеквадратичное расстояние между ними велико. Необходимость совместного рассмотрения сигналов  $Y(t)$  и  $X(t)$  возникает при использовании манипуляции, например, в тех случаях, когда сигнал  $X(t)$  модулируется двоичной последовательностью или когда им самим модулируется некоторая несущая. Таким образом, в качестве меры различимости сигналов используют величину [1]:

$$T^{-1} \int_0^T [Y(t) \pm X(t)]^2 dt = -T^{-1} \left\{ \int_0^T [Y^2(t) + X^2(t)] dt \pm 2 \int_0^T X(t) Y(t) dt \right\}, \quad (1)$$

где  $T$  – период сигналов  $X(t)$  и  $Y(t)$ .

Первый интеграл в правой части (1) есть сумма энергий сигналов  $X(t)$  и  $Y(t)$ ,  $0 \leq t \leq T$ . Следовательно, при фиксированных энергиях сигнал  $Y(t)$  сильно отличается как от сигнала  $X(t)$ , так и от сигнала  $-X(t)$  только в том случае, когда параметр

$$R = \int_0^T X(t) Y(t) dt \quad (2)$$

мал.

Параметр  $R$  при решении задач поиска, обнаружения, оценки параметров (в этом случае используется согласованная фильтрация или корреляционный прием) представляет собой отклик согласованного с сигналом  $Y(t)$  фильтра на входной сигнал  $X(t)$ . Например, если в многопользовательской ТКС с кодовым разделением сигналы  $X(t)$  и  $Y(t)$  выделены двум различным станциям (абонентам), то параметр  $R$  является мерой уровня взаимных помех, создаваемых каждым из сигналов приему другого.

В ТКС в качестве физического переносчика информации нашли применение различные системы (множества линейных рекуррентных последовательностей, множества Касами, Голда, Камалетдинова и др.), обладающие сравнительно небольшими значениями боковых лепестков авто- и взаимокорреляционных функций [2]. Однако указанные сигналы обладают низкой структурной скрытностью, ограниченными ансамблевыми свойствами, а также существуют только для ограниченного числа значений периода сигнала. В случае усечения (увеличения) периода таких сигналов их корреляционные свойства ухудшаются. Поэтому актуальна задача разработки теории и практики синтеза и анализа систем дискретных сигналов с требуемыми корреляционными, структурными, ансамблевыми свойствами.

Исследования показали [3, 6, 7], что требуемые (в тех или иных условиях) показатели эффективности функционирования системы могут быть реализованы, в том числе, посредством применения широкополосных радиосистем, для которых расширение спектра осуществляется с применением нелинейных дискретных последовательностей.

В некоторых ТКС число одновременно используемых сигналов может превышать несколько сотен. Известны большие множества периодических последовательностей (множества Касами, Голда), обладающие сравнительно небольшими значениями боковых лепестков взаимокорреляционных функций. Для генерации таких последовательностей применяются сдвиговые регистры с линейной обратной связью. Правила построения указанных классов последовательностей указывают на низкую структурную скрытность формируемых последовательностей и, следовательно, сигналов, обеспечивающих передачу информации в телекоммуникационных системах. Здесь под структурной скрытностью понимается сложность определения злоумышленником правила (закона) построения дискретной последовательности, используемой для манипуляции информационных битов.

Необходимость применения защищенных радиоканалов вынуждает исследователей по-новому посмотреть как на режимы функционирования защищенных радиоканалов, так и на аспекты формирования и применения сложных сигналов. Поэтому, на наш взгляд, сегодня необходимы новые подходы и новые взгляды на процессы применения и функции сложных сигналов в целях построения защищенных ТКС. Основополагающим здесь, на наш взгляд, является новое понимание методов обеспечения информационной скрытности и имитостойкости, то есть функций, которые в традиционных системах реализуются с применением систем и средств криптографической защиты информации. Продуктивным шагом, с точки зрения нового направления использования систем сложных сигналов, является синтез так называемых систем криптографических сигналов. Синтез таких сигналов основывается на

применении ключевых данных. При этом сигналы должны обладать: абсолютной структурной скрытностью относительно законов их формирования и смены сигналов в динамическом режиме; улучшенными ансамблевыми свойствами (существовать практически для любого значения периода, иметь значительный объем системы сигналов); необходимыми для обеспечения требуемого значения помехоустойчивости корреляционными свойствами; возможностью их восстановления в пространстве и времени с применением ключей и других параметров, которые используются в синтезе сигналов.

Для защищенных радиоканалов рассматриваемые системы сигналов определяются приложениями, в которых они применяются. В частности, это могут быть как отдельные сигналы или пары сигналов, так и большие множества дискретных сигналов с необходимыми, но объективно ограниченными значениями «плотной упаковки», взаимокорреляционными и ансамблевыми свойствами.

Под криптографическим дискретным сигналом предлагается понимать последовательность символов произвольного алфавита и произвольного периода, единственным правилом построения которого есть случайность или псевдослучайность. Такой дискретный сигнал обладает необходимыми, но ограниченными значениями «плотной упаковки», корреляционными и ансамблевыми свойствами. При таком подходе структурная скрытность сигнала обеспечивается посредством случайности или псевдослучайности.

В работе [4] сформулирована и решена задача синтеза нелинейных криптографических дискретных сигналов (КС), обеспечивающих требуемые значения помехозащищенности, информационной и структурной скрытности функционирования ТКС. В общем случае задача синтеза оптимальных бинарных криптографических сигналов заданного периода формулируется следующим образом. Необходимо найти множество дискретных двоичных последовательностей – криптографических последовательностей (КП) с заданным числом символов, обладающих допустимым уровнем максимальных боковых лепестков периодической функции автокорреляции (ПФАК). Далее, решение задачи синтеза сводится к предварительному отбору некоторого ограниченного множества дискретных последовательностей, которое кажется многообещающим в плане обеспечения необходимых взаимокорреляционных свойств.

Необходимо отметить, что в процессе исследований была высказана гипотеза о возможности применения криптографического алгоритма в целях синтеза системы сигналов. Для этих целей был обоснован выбор Национального криптографического стандарта блочного симметричного преобразования ДСТУ 7624:2014, определяющий шифр „Калина” [5].

В табл. 1 приведены результаты синтеза КС для некоторых значений периода последовательностей. Анализ данных табл. 1 показывает, что для периода последовательности, например 64, число пар КС, соответствующее установленному предельному значению 17, составляет более  $12 \cdot 10^6$  (12214869). Для последовательностей с трехуровневой функцией взаимной корреляции (ФВК) число пар, соответствующее данной «границе», составляет лишь 975. Таким образом, ансамбль нелинейных КС более чем в  $10^5$  раз превышает ансамбль указанных линейных сигналов. Превышение объема криптографических сигналов над ансамблем из  $M$ -последовательностей составляет более  $10^7$  раз.

### **Синтез производных систем сигналов на основе криптографических дискретных последовательностей символов**

Среди систем фазоманипулированных сигналов многие образованы на базе систем Уолша [2]. Известно, что авто- и взаимокорреляционные функции последовательностей Уолша имеют большие боковые пики. Для улучшения корреляционных свойств сигналов формируют производные системы сигналов (ПСС) посредством перемножения последовательностей Уолша (исходных последовательностей) на сигнал, который обладает определенными свойствами (производящий сигнал), в частности имеет малые боковые пики автокорреляционной функции.

Период КС	Граничные значения («Плотная упаковка»)	ПФАК	АФАК	ПФВК		АФВК
		Число КС, удовлетворяющих границе «плотной упаковки»	Число КС, удовлетворяющих границе «плотной упаковки»	Общее число пар сигналов	Число КС, удовлетворяющих границе «плотной упаковки»	Число КС, удовлетворяющих границе «плотной упаковки»
31	9	7 743	3 622	29 977 024	1 465 137	14 537 423
64	17	10 868	7 166	59 056 712	12 214 869	54 822 445
127	23	3482	1302	6 062 162	47 053	1 619 780
511	59	3819	1951	7 292 380	122 835	3 466 713
1 023	100	8 513	6 194	36 235 584	5 293 538	35 083 491

Авторами сформулирована гипотеза о возможности использовать в качестве производящих – нелинейных криптографических последовательностей (КП), теоретические основы синтеза которых приведены в [4].

Метод синтеза производных систем сигналов на основе использования КС включает следующие этапы:

1. Отбор  $M$  криптографических последовательностей (КП) фиксированного периода  $N$ , обладающих минимальными значениями максимальных боковых лепестков ( $R_{\max}$ ) ПФАК.

2. Формирование набора кодов Уолша (матрица  $N \cdot N$ ), в котором каждая строка соответствует отдельному коду.

3. Перемножение последовательностей (каждой из строк кода Уолша – исходных последовательностей) на криптографический сигнал с образованием  $N$  ПСС.

4. Исследование корреляционных свойств, образованных ПСС (в частности, ПФАК, АФАК). Для исследования функций взаимной корреляции, образуют матрицу размерностью  $N \cdot N$ . Число таких матриц:  $L \cdot N$ .

В качестве иллюстрации данного метода синтеза ПСС, рассмотрим код Уолша размерностью  $N = 64$  (табл. 2).

В табл. 3 приведены КП ( $M = 14$ ), отобранные из множества последовательностей, по критерию минимума значений максимальных боковых лепестков ПФАК ( $R_{\max} < 10$ ). Здесь же приведены расчеты статистических характеристик корреляционных функций (ПФАК) отобранных КС.

В табл. 4 приведены результаты исследований статистических характеристик корреляционных функций различных классов сигналов, в том числе ПСС при использовании в качестве производящих, криптографических сигналов. Расчеты проводились для различных значений периодов последовательностей (от 30 до 2052).

Анализ данных табл. 3 показывает, что статистические характеристики ПСС близки к соответствующим характеристикам линейных и нелинейных классов сигналов. При этом значения максимальных боковых пиков функций взаимной корреляции ПСС меньше, чем у широко используемых в современных ТКС линейных  $M$ -последовательностей.





## Расчет статистических характеристик корреляционных функций (ПФАК) КС

1)64 0 -8 -4 -4 0 -8 0 0 4 0 4 4 -8 -4 8 -4 -4 0 4 4 -4 4 -4 0 8 4 4 -4 -8 -4 0 -8 0 -4 -8 -4 4 4 8 0 -4 4 -4 4 4 0 -4 -4 8 -4 -8 4 4 0 4 0 0 -8 0 -4 -4 -8 0	PFAKmin: -4	PFAKmax: -8	MO: -0.09375	MO : 0.46875	DISP: 0.5763694553724894	DISP : 0.3384787011890674
2)64 4 -8 8 4 8 0 -8 8 0 0 -4 -4 0 4 0 -8 4 -4 -8 8 4 4 -8 4 4 4 8 4 4 8 -8 8 4 4 8 4 4 4 -8 4 4 8 -8 -4 4 -8 0 4 0 4 -4 -4 0 0 8 -8 0 8 4 8 -8 4	PFAKmin: 4	PFAKmax: -8	MO: 0.15625	MO : 0.59375	DISP: 0.6774495430488349	DISP : 0.3469815618916576
3)64 4 -8 8 4 8 0 -8 8 0 0 -4 -4 0 4 0 -8 4 -4 -8 8 4 4 -8 4 4 4 8 4 4 8 -8 8 4 4 8 4 4 4 -8 4 4 8 -8 -4 4 -8 0 4 0 4 -4 -4 0 0 8 -8 0 8 4 8 -8 4	PFAKmin: 4	PFAKmax: -8	MO: 0.15625	MO : 0.59375	DISP: 0.6774495430488349	DISP : 0.3469815618916576
4)64 4 -8 8 4 8 0 -8 8 0 0 -4 -4 0 4 0 -8 4 -4 -8 8 4 4 -8 4 4 4 8 4 4 8 -8 8 4 4 8 4 4 4 -8 4 4 8 -8 -4 4 -8 0 4 0 4 -4 -4 0 0 8 -8 0 8 4 8 -8 4	PFAKmin: 4	PFAKmax: -8	MO: 0.15625	MO : 0.59375	DISP: 0.6774495430488349	DISP : 0.3469815618916576
5)64 4 -8 8 4 8 0 -8 8 0 0 -4 -4 0 4 0 -8 4 -4 -8 8 4 4 -8 4 4 4 8 4 4 8 -8 8 4 4 8 4 4 4 -8 4 4 8 -8 -4 4 -8 0 4 0 4 -4 -4 0 0 8 -8 0 8 4 8 -8 4	PFAKmin: 4	PFAKmax: -8	MO: 0.15625	MO : 0.59375	DISP: 0.6774495430488349	DISP : 0.3469815618916576
6)64 4 -8 8 4 8 0 -8 8 0 0 -4 -4 0 4 0 -8 4 -4 -8 8 4 4 -8 4 4 4 8 4 4 8 -8 8 4 4 8 4 4 4 -8 4 4 8 -8 -4 4 -8 0 4 0 4 -4 -4 0 0 8 -8 0 8 4 8 -8 4	PFAKmin: 4	PFAKmax: -8	MO: 0.15625	MO : 0.59375	DISP: 0.6774495430488349	DISP : 0.3469815618916576
7)64 4 -8 4 4 0 0 4 -4 4 0 -8 4 0 4 0 4 0 -8 0 0 8 0 0 -8 -4 -4 4 8 4 4 4 -4 4 4 8 4 -4 -4 -8 0 0 8 0 0 -8 0 4 0 4 0 4 -8 0 4 -4 4 0 0 4 4 -8 4	PFAKmin: 4	PFAKmax: -8	MO: 0.0703125	MO : 0.4296875	DISP: 0.5553298776598447	DISP : 0.350712702793093
8)64 0 -8 4 4 0 -4 4 -8 8 4 -8 4 0 8 0 0 4 -8 0 -4 4 0 0 -8 -4 0 4 4 0 0 0 0 4 4 0 0 -4 -8 0 0 4 -4 -8 0 4 -4 -8 4 0 8 0 4 -8 4 8 -8 4 -4 0 4 4 -8 0	PFAKmin: 4	PFAKmax: -8	MO: 0.0	MO : 0.40625	DISP: 0.5634361794742422	DISP : 0.3836429502240921
9)64 0 -8 4 4 0 -4 4 -8 8 4 -8 4 0 8 0 0 4 -8 0 -4 4 0 0 -8 -4 0 4 4 0 0 0 0 4 4 0 0 -4 -8 0 0 4 -4 -8 4 0 8 0 4 -8 4 8 -8 4 -4 0 4 4 -8 0	PFAKmin: 4	PFAKmax: -8	MO: 0.0	MO : 0.40625	DISP: 0.5634361794742422	DISP : 0.3836429502240921
10)64 0 -8 4 4 0 -4 4 -8 8 4 -8 4 0 8 0 0 4 -8 0 -4 4 0 0 -8 -4 0 4 4 0 0 0 0 4 4 0 0 -4 -8 0 0 4 -4 -8 4 0 8 0 4 -8 4 8 -8 4 -4 0 4 4 -8 0	PFAKmin: 4	PFAKmax: -8	MO: 0.0	MO : 0.40625	DISP: 0.5634361794742422	DISP : 0.3836429502240921
11)64 8 4 0 -8 -8 -4 4 8 8 4 0 0 -4 -8 4 8 8 0 8 4 0 0 -4 -4 -8 -4 0 0 4 -4 4 -4 4 -4 4 0 0 -4 -8 -4 -4 0 0 4 8 0 8 8 4 -8 -4 0 0 4 8 8 4 -4 -8 -8 0 4 8	PFAKmin: 4	PFAKmax: 8	MO: 0.0703125	MO : 0.5234375	DISP: 0.6476900319675074	DISP : 0.3767205345969094
12)64 8 4 0 -8 -8 -4 4 8 8 4 0 0 -4 -8 4 8 8 0 8 4 0 0 -4 -4 -8 -4 0 0 4 -4 4 -4 4 -4 4 0 0 -4 -8 -4 -4 0 0 4 8 0 8 8 4 -8 -4 0 0 4 8 8 4 -4 -8 -8 0 4 8	PFAKmin: 4	PFAKmax: 8	MO: 0.0703125	MO : 0.5234375	DISP: 0.6476900319675074	DISP : 0.3767205345969094
13)64 8 4 0 -8 -8 -4 4 8 8 4 0 0 -4 -8 4 8 8 0 8 4 0 0 -4 -4 -8 -4 0 0 4 -4 4 -4 4 -4 4 0 0 -4 -8 -4 -4 0 0 4 8 0 8 8 4 -8 -4 0 0 4 8 8 4 -4 -8 -8 0 4 8	PFAKmin: 4	PFAKmax: 8	MO: 0.0703125	MO : 0.5234375	DISP: 0.6476900319675074	DISP : 0.3767205345969094
14)64 8 -4 4 4 0 4 -4 -4 4 -8 0 -4 0 8 0 8 -4 -8 -4 -8 -8 0 0 4 0 -4 4 4 8 4 4 -4 0 4 0 0 -8 8 -8 -4 -8 -4 8 0 8 0 -4 0 -8 -4 -4 -4 4 0 4 4 -4 8	PFAKmin: -4	PFAKmax: 8	MO: 0.0	MO : 0.5	DISP: 0.6236095697723273	DISP : 0.3618734420321171

Результаты исследования ПФВК ПСС на основе КП показывают, что число пар сигналов для периода последовательностей 64 символов, для которых значения  $R_{\max}$  не превышают 17 (это так называемая граница «плотной упаковки», достигаемая в классе лучших, с точки зрения ВКФ, последовательностей с трехуровневой ПФВК), составляет 604 пары (около 30 % из общего числа возможных сочетаний пар сигналов). Число пар сигналов, для которых значения  $R_{\max}$  не превышают 20 – 1577, что составляет 77 % от общего числа пар сигналов. При границе  $R_{\max} < 25$  максимальное количество отобранных пар сигналов составляет 1984 (96,8 %). Значения максимальных боковых пиков ПФВК  $R_{\max} < 25$  имеют место для последовательностей, получивших наибольшее распространение в современных телекоммуникационных системах – М-последовательности.

### Выводы

Рассмотренный класс сложных производных сигналов, полученный с применением предложенного метода на основе использования нелинейных криптографических сигналов, обладает, с одной стороны, структурными свойствами, аналогичными свойствам случайных (псевдослучайных) последовательностей, а с другой – улучшенными ансамблевыми и корреляционными свойствами.

Характеристики авто- и взаимных функций корреляции таких сигналов не уступают характеристикам лучших, с точки зрения корреляционных свойств, дискретных последовательностей (М-последовательностей, множеств Голда и Касами, ансамблей Камалетдинова и др.). Кроме того, системы криптографических сигналов (КС) существуют и обладают указанными выше свойствами для широкого спектра значений периода последовательностей. Также необходимо отметить особое свойство таких систем сигналов – возможность их восстановления в пространстве и времени с применением ключей и ряда других параметров, которые используются в процессе синтеза сигналов.

Приведенные характеристики систем сигналов, синтезируемых с применением разработанного метода, позволяют говорить об улучшении качественных показателей функционирования телекоммуникационной системы: помехозащищенности и информационной безопас-

ности. Улучшение указанных показателей достигается, в частности, за счет возможности формирования, с применением полученного метода, больших ансамблей дискретных последовательностей практически любого периода с необходимыми (для тех или иных приложений системы) значениями боковых лепестков функций авто-, взаимной и стыковой функции корреляции в периодическом и аperiodическом режимах работы, а также статистическими характеристиками корреляционных функций (КФ), не уступающих аналогичным характеристикам лучших, с точки зрения КФ, линейных классов сигналов. Указанное дает возможность повысить помехоустойчивость приема сигналов.

Таблица 4

Тип сигналов	Характеристики	$\frac{R_{\text{макс}}}{\sqrt{N}}$	$\frac{m_{ R }}{\sqrt{N}}$	$\frac{D_{ R }^{1/2}}{\sqrt{N}}$	$\frac{D_{(R)}^{1/2}}{\sqrt{N}}$
Нелинейные характеристические последовательности	АФАК	1,6 – 2,4	0,3 – 3,4	1,4 – 7,7	1,9 – 10,8
	ПФАК	0,02 – 0,5	0,02 – 0,3	0,03 – 0,3	0,06 – 0,5
	АФВК	1,3 – 3,3	0,5 – 0,7	2,4 – 18,2	3,6 – 27
	ПФВК	0,8 – 3,3	0,7 – 0,8	5,8 – 45,3	5,9 – 45,3
ПСС	АФАК	0,8 – 2,4	0,4 – 0,5	0,9 – 1	1 – 1,1
	ПФАК	0,7 – 2,5	0,2 – 0,7	0,2 – 0,5	0,3 – 0,9
	АФВК	1 – 2,5	0,2 – 0,7	0,2 – 0,5	0,3 – 0,7
	ПФВК	1,4 – 2,8	0,2 – 0,7	0,4 – 0,5	0,6 – 0,9
Нелинейные криптографические последовательности	АФАК	0,7 – 2,5	0,4 – 0,5	0,9 – 1	0,9 – 1,2
	ПФАК	0,9 – 2,5	0,3 – 0,7	0,2 – 0,5	0,3 – 0,9
	АФВК	1,2 – 2,7	0,4 – 0,7	0,3 – 0,5	0,5 – 0,7
	ПФВК	1,5 – 2,8	0,5 – 0,7	0,3 – 0,5	0,8 – 0,9
Линейные М-последовательности	АФАК	0,7 – 1,25	0,32	0,26	0,41
	ПФАК	$1/\sqrt{N}$	$1/\sqrt{N}$	0	0
	АФВК	1,4 – 5,0	0,54	0,48	0,73
	ПФВК	1,9 – 6,0	0,8	0,62	1

Разработаны математическое и программное обеспечение, реализующее предложенный метод, и вычислительные алгоритмы синтеза систем сложных нелинейных дискретных криптографических сигналов, а также производных систем сигналов, для которых в качестве производящих используют КС. Разработанное программное обеспечение позволяет: генерировать нелинейные КС практически для любого периода; определять значения минимальных и максимальных боковых выбросов различных корреляционных функций; сравнивать полученные значения с известными, потенциально достижимыми границами для соответствующих корреляционных функций; присваивать реализациям синтезированных последовательностей, а также параметрам, используемым для синтеза сигналов, уникальные идентификаторы (специальные радиоданные), которые необходимы при оптимальной обработке сигналов; рассчитывать статистические характеристики различных корреляционных функций синтезированных сигналов; проводить исследования ансамблевых характеристик синтезированных сигналов. Программное и математическое обеспечение, полученное в ходе исследований, реализующее методы синтеза и исследования свойств систем нелинейных сигналов, в том числе ПСС, практически готово к возможному использованию в составе опытных образцов и элементов современных цифровых коммуникационных средств.

**Список литературы:** 1. *D.V. Sarvate, M.V. Pursley* Crossrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences / *D.V. Sarvate, M.V. Pursley* // *IEEE Trans. Commun.* Vol. Com 68-5, 1980. 2. *Варакин, Л. Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами / *Варакин Л. Е.* – 1985. – 384 с. 3. *Горбенко, И.Д.* Синтез систем сложных сигналов с заданными свойствами корреляционных функций для приложений многопользовательских систем с кодовым разделением абонентов / *А.А.Замула, Е.А. Семенко* // Системы обробки інформації. – Х. : ХУПС, 2014. – Вип. 9 (125).– С. 25 – 30. 4. *Gorbenko, I.D., Zamula, A.A., Semenکو, Ye.A.* Ensemble and correlation properties of cryptographic signals for telecommunication system and network applications // *Telecommunications and Radio Engineering.* Vol. 75, 2016 Issue 2. pages 169-178. 5. ДСТУ 7624:2014. Інформаційні технології. Криптографічний захист інформації. Алгоритм симетричного блокового перетворення. – Введ. 01–07–2015. – К. : Мінекономрозвитку України, 2015. 6. *Karpenko, O., Kuznetsov, A., Sai V. Stasev Yu..* Discrete Signals with Multi-Level Correlation Function // *Telecommunications and Radio Engineering.* Vol. 71, 2012 Issue 1. pages 91-98. 7. *Stasev, Yu.V., Kuznetsov, A.A., Nosik, A.M.* Formation of pseudorandom sequences with improved autocorrelation properties // *Cybernetics and Systems Analysis,* Vol.43, Issue 1, January 2007, Pages 1 – 11.

*Харьковский национальный университет  
имени В.Н. Каразина*

*Поступила в редколлегию 25.11.2016*

*Н.Н. ГОРОБЕЦ, д-р физ.-мат. наук, А.А. ЕЛИЗАРЕНКО, канд. техн. наук*

## **ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК КАНАЛОВ ПОДВИЖНОЙ РАДИОСВЯЗИ**

### **Введение**

Энергетические характеристики радиоканалов составляют основу для расчета зон обслуживания и определения условий обеспечения электромагнитной совместимости радиосредств. Широкое внедрение средств подвижной радиосвязи в ультракоротковолновых диапазонах вызвало повышенный интерес к изучению условий распространения радиоволн и разработки методов расчета каналов.

Наиболее широкое практическое применение получили статистические модели, основанные на усреднении большого количества эмпирических данных экспериментальных исследований напряженности поля, полученных в различных условиях организации радиосвязи. Ряд результатов получили статус рекомендаций ИТУ-Р. Одна из первых моделей расчета ожидаемой дальности радиосвязи, которая предложена в 1966 г., положена в основу рекомендаций Международного союза электросвязи ИТУ-Р Р. 370 [1].

Внедрение сотовых сетей подвижной радиосвязи стимулировало исследования и разработку методов расчета уровней сигналов в условиях городской застройки. Одной из первых была предложена модель Окамура, которая разработана на основе многолетних экспериментальных исследований распространения радиоволн в г. Токио. Графоаналитический метод расчета по модели Окамура создает определенные неудобства. Эмпирические формулы, которые аппроксимируют кривые Окамура, были предложены М. Хата и получили название модели Окамура – Хата [2]. Формулы специально подобраны для условий распространения радиоволн в различных территориальных зонах: город, пригородная зона, сельская местность. Эта модель вошла в состав рекомендации ИТУ-Р Р. 529 для прогнозирования напряженности поля в наземной сухопутной подвижной радиосвязи [3].

В настоящее время наиболее полной моделью для прогнозирования напряженности поля в системах подвижной радиослужбы является рекомендация ИТУ-Р Р.1546 [4].

Статистические модели ориентированы на усредненные характеристики условий распространения радиоволн и не учитывают специфических особенностей конкретных трасс. Однако рекомендации ИТУ-Р являются общепризнанными и могут использоваться как достаточное приближение для расчета зон радиопокрытия.

В то же время остается актуальным исследование распространения радиоволн с целью уточнения параметров моделей для конкретных условий организации радиосетей [5, 6]. Однако до настоящего времени отсутствуют работы, в которых проводилось бы системное сопоставление результатов прогнозирования напряженности поля, рассчитанной по разным моделям для одинаковых условий организации каналов подвижной радиосвязи. Отсутствует анализ возможностей повышения точности расчетов, которые могут быть достигнуты при использовании моделей с экспериментально определенными параметрами для конкретных условий функционирования радиосвязи.

### **Постановка задачи**

Необходимо провести сравнительный анализ результатов расчетов энергетических характеристик, выполненных по разным моделям распространения радиоволн, и разработать усовершенствованную модель распространения радиоволн в условиях влияния инфраструктуры железных дорог на основе экспериментально определенных параметров.

## Основные результаты работы

В настоящее время для решения практических задач прогнозирования уровней сигналов в каналах радиосвязи различного назначения наиболее широко используют модели Введенского, Окамура – Хата и методику расчета по рекомендации ITU – R P.1546, которая является базовой. На рис. 1 приведены результаты расчетов напряженности поля по наиболее распространенным моделям, выполненные для условий, по которым построены кривые распространения радиоволн в рекомендации ITU – R P.1546.

По рекомендации ITU – R P.1546 значение напряженности поля находят из кривых распространения радиоволн, которые отражают функциональную зависимость напряженности поля от дальности связи при определенных параметрах радиосетей:

$$E = F(R, P, f, h_{bc}, h_{ac}), \quad (1)$$

где  $R$  – длина трасы, км;  $P$  – излучаемая мощность;  $f$  – рабочая частота (диапазон частот), МГц;  $h_{bc}$ ,  $h_{ac}$  – эффективная высота антенн базовой и абонентской радиостанций, м.

Кривые распространения радиоволн в рекомендации ITU-R P. 1546 построены для медианного значения напряженности поля по месту и различных значений вероятностей временных флуктуаций 50, 10 и 1 %.

В рекомендации ITU – R P.1546 приведены семейства кривых распространения радиоволн для частот 100, 600, 2000 МГц. Кривые распространения построены для мощности передатчика 1 кВт при использовании полуволнового вибратора в качестве антенны. Кривые приведены для разных высот передающей антенны при высоте приемной антенны 10 м. Для высот, отличающихся от принятых, применяется линейная аппроксимация кривых. Кривые построены для сухопутных трасс в условиях среднепересеченной местности с перепадом высот  $\Delta h=50$  м. Если значения рабочих частот проектируемых радиосетей в полосах 30 - 3000 МГц отличаются от значений, принятых при построении графиков, то используют соответствующие поправочные коэффициенты, которые определяют путем интерполяции или экстраполяции значений напряженности поля для кривых на частотах, приведенных в рекомендации.

На рис. 1 кривая 1 зависимости напряженности поля  $E$  в дБмкВ/м от расстояния является базовой и соответствует рекомендации P.1546 для частоты  $f=100$  МГц при установке антенны стационарной радиостанции на высоте  $h_1=20$  м и антенны подвижной приемной радиостанции  $h_2=10$  м при мощности передатчика 1 кВт и использовании полуволновых вибраторов в качестве передающей и приемной антенн. Для удобства и наглядности сопоставления результатов расчеты по другим моделям (кривые 2 – 6) выполнены для этих же условий.

Кривые 3, 4, 5 рассчитаны по модели Окамуры – Хата для различных условий распространения радиоволн.

Модель Окамура – Хата дает возможность выполнять расчеты при следующих ограничениях:

- частота сигнала  $f=100\dots1500$  МГц;
- дальность связи  $R=1\dots100$  км;
- высота подъема антенны базовой станции (БС)  $h_{bc}=20\dots200$  м;
- высота подъема антенны абонентской станции (АС)  $h_{ac}=1\dots10$  м.

Двухлучевую модель применяют при расчетах радиорелейных линий прямой видимости и каналов подвижной радиосвязи. Для расстояний, которые находятся в пределах  $18 \frac{h_1 h_2}{\lambda} < r < 0,8r_0$  расстояния прямой видимости, зависимость напряженности поля от расстояния  $r$  приближается к обратно-квадратичной  $\frac{1}{r^2}$  и определяется по формуле Введенского

[7]. Большинство зон обслуживания на реальных трассах находятся в пределах, описываемых формулой Введенского. Результаты расчетов по формуле Введенского для принятых параметров радиосети представлены кривой 2.

Кривая 6 соответствует условиям распространения радиоволн в свободном пространстве. Соотношение для свободного пространства часто используют как базовую составляющую в различных моделях распространения радиоволн на реальных трассах радиосвязи. Расчетные формулы для определения напряженности поля и потерь мощности сигналов приведены в рекомендации ITU – R P.525.

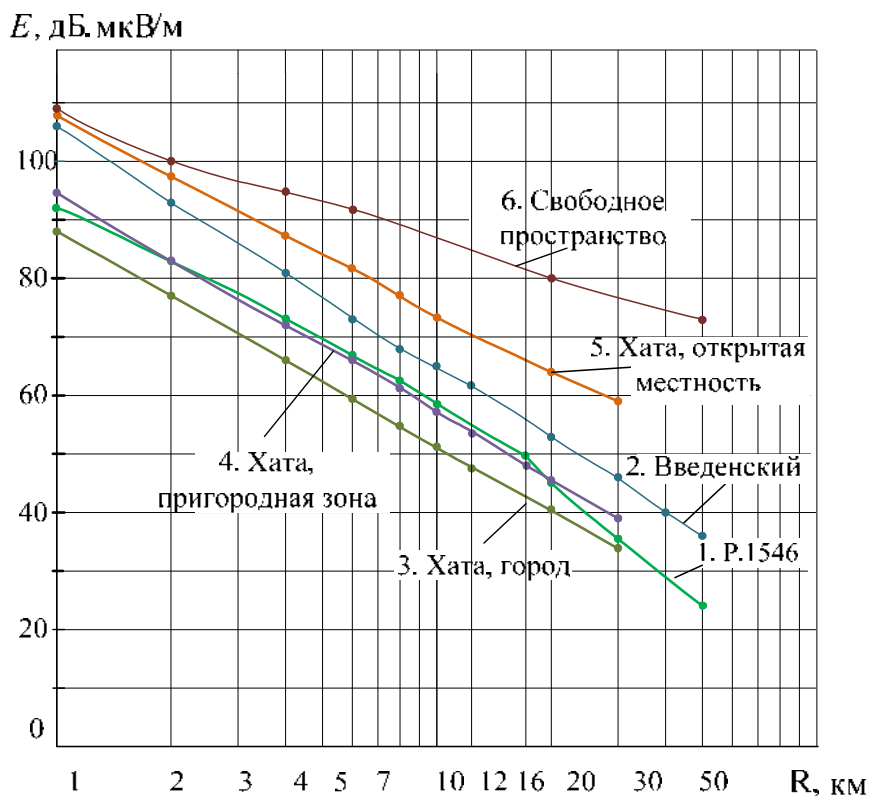


Рис. 1. Зависимость напряженности поля от расстояния для разных моделей распространения радиоволн

Результаты расчетов по различным моделям существенно отличаются, хотя это не противоречит физическим представлениям об особенностях применения каждой из них.

Базовая кривая 1 соответствует рекомендации Р.1546 для условий среднепересеченной местности. Результаты расчетов по формуле Введенского (кривая 2) находятся выше базовой кривой на 10 дБ, что соответствует условиям открытой местности, а не среднепересеченной. Для реальных условий формулу Введенского дополняют коэффициентом ослабления напряженности поля  $K_{oc}$ , значение которого определяют для различных условий распространения радиоволн по экспериментальным данным.

Кривая 3, рассчитанная для условий города по модели Окамура – Хага, расположена ниже базовой кривой Р.1546, что соответствует более сложным условиям распространения радиоволн в городах. Но кривые 4 для условий пригородной территории и 1 для Р.1546 почти совпадают. Разница напряженности поля не превышает 2 дБ. Кривая 5 для открытой местности по модели Окамура – Хага расположена значительно выше Р.1546 и ниже напряженности поля в свободном пространстве (кривая 6), но при небольших расстояниях и значительных высотах антенн напряженность поля по кривой 5 приближается к условиям свободного пространства.

Напряженность поля сигналов в сетях подвижной радиосвязи является случайной величиной по месту и времени. При анализе пространственных флуктуаций напряженности поля в каналах подвижной радиосвязи различают быстрые и медленные замирания сигналов. Быстрые замирания является следствием интерференционных флуктуаций напряженности поля в результате многолучевого распространения радиоволн. Они возникают при переизлучении полей объектами на трассах распространения радиоволн и целиком определяются характером морфоструктуры окружающей местности. Медленные флуктуации возникают вследствие изменения общего рельефа местности и вариантов застройки в городах. Медленные замирания практически являются колебаниями среднего уровня сигнала при перемещении мобильной станции на значительные расстояния [8].

Пространственная и временная неоднородность диэлектрической проницаемости тропосферы приводит к изменению условий рефракции радиоволн, что, в свою очередь, вызывает случайные временные изменения уровней сигналов на приземных трассах.

Медленные пространственные флуктуации и рефракционные временные изменения напряженности поля определяются общими изменениями рельефа местности и градиента диэлектрической проницаемости тропосферы и практически не зависят от влияния инфраструктуры. Характеристики таких изменений напряженности поля можно определить на основе общих рекомендаций ИТУ–R по распространению радиоволн на наземных трассах.

Процент пунктов на местности, в которых обеспечивается прием сигналов передатчика на заданном расстоянии с заданной вероятностью называют вероятностью связи по местоположению или надежностью радиосвязи по полю. Значения напряженности поля, которые превышаются с вероятностью 50 % по месту и времени  $E_{0,5}$ , определяют непосредственно по кривым распространения радиоволн, которые приведены в соответствующих рекомендациях, то есть надежность радиоканала по полю составляет только 50 %. Для большей надежности необходимо вести расчеты каналов по значениям напряженности поля, которые превышаются с большей вероятностью.

Значения напряженности поля  $E(p)$ , которые превышаются с большей вероятностью  $p$ , будут меньшими чем медианные значения:

$$E(p) = E_{0,5} + B_u + B_{мест} + B_{вр}, \text{ дБ}; \quad (2)$$

где  $E_{0,5}$  – медианные значения напряженности поля при пространственных и временных флуктуациях;  $B_u$  – коэффициент, который учитывает интерференционные флуктуации напряженности поля вследствие многолучевого распространения радиоволн, дБ;  $B_{мест}$  – коэффициент, который учитывает медленные колебания напряженности поля вследствие изменения общего рельефа местности и типов застройки, дБ;  $B_{вр}$  – коэффициент, который учитывает временные колебания напряженности поля, обусловленные изменениями рефракции в тропосфере, дБ.

Наряду с системами мобильной радиосвязи общего пользования значительное распространение получили ведомственные радиосети технологического назначения, прежде всего на железных дорогах и автомобильном транспорте. На железных дорогах технологическая радиосвязь широко применяется во всех звеньях работы железных дорог: на станциях и перегонах при управлении движением поездов, а также при проведении технического обслуживания объектов инфраструктуры и аварийно-восстановительных работах [9]. Но использование методик расчета сетей радиосвязи общего пользования не обеспечивает требуемой точности проектных расчетов сетей технологической радиосвязи на железных дорогах, что связано с особенностями распространения радиоволн в условиях влияния инфраструктуры железнодорожного транспорта. При проектировании и внедрении ответственных

систем технологической радиосвязи на железных дорогах необходима разработка методов расчета каналов, которые бы обеспечивали высокую надежность.

Особенности инфраструктуры железных дорог определяются наличием на трассах распространения радиоволн большого количества препятствий сложной конфигурации: опор, ферм и других элементов контактной сети, подвижного состава, путепроводов, служебных зданий и других сооружений. В результате частичного экранирования существенной области при распространении радиоволн препятствиями и рассеяния энергии электромагнитной волны значение напряженности поля в точке приема меньше, чем при распространении на открытой местности при прочих равных условиях. Препятствия на трассах распространения радиоволн являются эффективными переизлучателями электромагнитной энергии, что определяет многолучевой характер радиоканала и интерференционную структуру поля в пространстве. При перемещении подвижных объектов в канале возникают глубокие пространственные флуктуации напряженности поля, которые можно рассматривать как случайный процесс.

Объекты на трассах распространения радиоволн переизлучают значительные поля, поляризация которых отличается от основной компоненты, создаваемой передающей антенной, таким образом возникает деполяризация плоско-поляризованных волн.

Поле в точке приема можно рассматривать как сумму нескольких составляющих. Основная компонента  $E_1$ , которая соответствует поляризации поля передающей антенны, состоит из регулярной компоненты  $E_0$  и многочисленных переизлученных полей этой же поляризации  $E_i$ . Неосновная компонента ортогональной поляризации  $E_2$  создается только суммой переизлученных полей. Таким образом,

$$E_1 = E_0 \cos \omega t + \sum_{i=1}^n E_i \sin \theta_i \cos(\omega t + \Delta \varphi), \quad (3)$$

$$E_2 = \sum_{i=1}^n E_i \cos \theta_i \cos \varphi_i \cos(\omega t + \Delta \varphi), \quad (4)$$

где  $E_0$  – регулярная компонента напряженности поля;  $\sum_{i=1}^n E_i$  – сумма составляющих переизлученных полей.

Результирующее электрическое поле в общем случае будет эллиптически поляризованным. Отметим, что если известны поляризационные характеристики приемной антенны – коэффициент эллиптичности  $r_1$ , угол ориентации поляризационного эллипса  $\beta_1$  и направление вращения векторов поля и такие же поляризационные характеристики падающего на антенну поля или передающей антенны  $r_2$ ,  $\beta_2$ , то в формулу для передачи мощности между антеннами необходимо ввести сомножитель  $\xi$ , имеющий физический смысл коэффициента согласования приемной антенны по поляризации с падающим полем. Этот коэффициент в самом общем случае [10]

$$\xi = 0,5 \left[ 1 \pm \frac{2r_1}{1+r_1^2} \frac{2r_2}{1+r_2^2} + \frac{1-r_1^2}{1+r_1^2} \frac{1-r_2^2}{1+r_2^2} \cos 2(\beta_2 - \beta_1) \right]. \quad (5)$$

Здесь знак «+» берется при одинаковом, а «-» – при противоположном направлении вращения векторов электрического или магнитного поля.

В типичном для подвижной радиосвязи случае линейной поляризации приемной антенны направление вращения поля в падающей волне с эллиптической поляризацией не имеет значения и формула для коэффициента согласования поляризации упрощается

$$\xi = 0,5 \left[ 1 + \frac{1-r^2}{1+r^2} \cos 2(\beta_2 - \beta_1) \right]. \quad (6)$$



В [10] показано, что если поляризация приемной антенны и падающего на нее поля отличаются мало, то коэффициент согласования поляризации весьма незначительно отличается от единицы и, следовательно, эффектами деполаризации электромагнитной волны за счет ее дифракции на фрагментах инфраструктуры железных дорог можно пренебречь.

В рассматриваемых условиях ортогональные проекции суммарного вектора переизлученных полей  $\bar{E}_s$  будут распределены по нормальному закону. На этом основании можно считать, что амплитуда результирующего вектора переизлученных полей распределена по закону Рэлея:

$$W(E) = \frac{2E}{E_s^2} \exp\left(-\frac{E^2}{E_s^2}\right). \quad (7)$$

В случае интерференции волн постоянной амплитуды и фазы (регулярная компонента напряженности поля основной поляризации) с совокупностью  $n$  колебаний с произвольными амплитудами и фазами (переизлученные поля) распределение вероятностей амплитуд напряженности поля в этом случае описывается обобщенным законом Рэлея или законом Рэлея – Райса [11]

$$W(E) = \int_0^{2\pi} W(E, \varphi) d\varphi = \frac{2E}{E_s^2} \exp\left(-\frac{E^2 + E_0^2}{E_s^2}\right) J_0\left(\frac{2EE_0}{E_s^2}\right), \quad (8)$$

где  $J_0\left(\frac{2EE_0}{E_s^2}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp\left(\frac{2EE_0}{E_s^2} \cos \varphi\right) d\varphi$  – функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Характеристики быстрых флуктуаций целиком определяются особенностями переизлучения полей вследствие влияния инфраструктуры железных дорог.

Рассмотрим возможности усовершенствования модели распространения радиоволн в условиях влияния инфраструктуры железных дорог на основе экспериментальных исследований и уточнения параметров в формуле Окамура – Хата.

Измерения напряженности поля проводились на ряде станций и перегонов железных дорог в условиях электрифицированных и не электрифицированных участков на частотах 450 и 900 МГц. Образцы записей флуктуаций напряженности поля основной поляризационной компоненты при вертикальной поляризации поля передающей антенны на коротком отрезке пути в условиях электрифицированных железнодорожных станций приведены на рис. 2.

При выполнении исследований по результатам измерений напряженности поля для заданных расстояний на каждой из трасс распространения радиоволн определялись средние значения для определенных высот установки передающей и приемной антенн. Для определения статистических характеристик использовались некоррелированные дискретные значения объемом 150 отсчетов в соответствии с рекомендацией [12]. При проведении исследований учитывались особенности условий распространения радиоволн на территории железнодорожных станций и перегонов железных дорог. Проводилось сравнение результатов средних значений напряженности поля на одинаковом расстоянии от передатчика для разных трасс. На территории станций средние значения напряженности поля отличались мало. Это свидетельствует о том, что в целом на железнодорожных станциях условия распространения радиоволн достаточно однородные. На перегонах значения напряженности поля могут отличаться больше в зависимости от местных особенностей трасс. Для отдельных трасс результаты измерений напряженности поля отличались в 1,2 – 1,5 раза. В то же время усредненные

аппроксимирующие кривые отличаются мало. Для определения аппроксимирующих зависимостей результаты измерений были усреднены для наиболее типовых трасс.

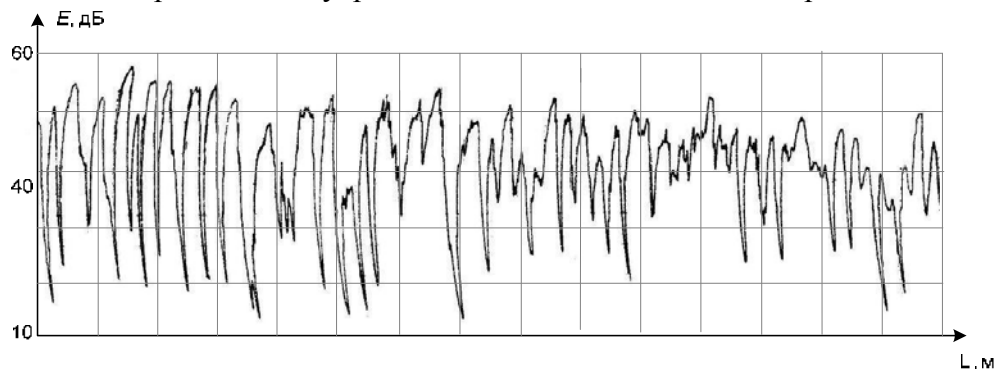


Рис. 2. Флуктуации напряженности поля основной поляризационной компоненты на электрифицированном участке

На рис. 3 по результатам статистической обработки измерений построены экспериментальные кривые зависимости медианных значений напряженности поля от расстояния для типовых условий станций (кривая 1) и перегонов (кривая 2) на неэлектрифицированных участках железных дорог.

Кривые 3, 4, 5 рассчитаны по модели Окамура – Хата для различных условий распространения радиоволн: город, пригородная зона, открытое пространство. Все кривые построены для одинаковых условий передачи на частоте 900 МГц при мощности передатчика 1 Вт и использовании полуволновых вибраторов в качестве антенн, высоте установки антенн стационарной  $h_1=20$  м и антенны приемной (локомотивной) радиостанции  $h_2=5$  м. Экспериментальные результаты отличаются от результатов рассчитанных по базовой модели Окамура – Хата.

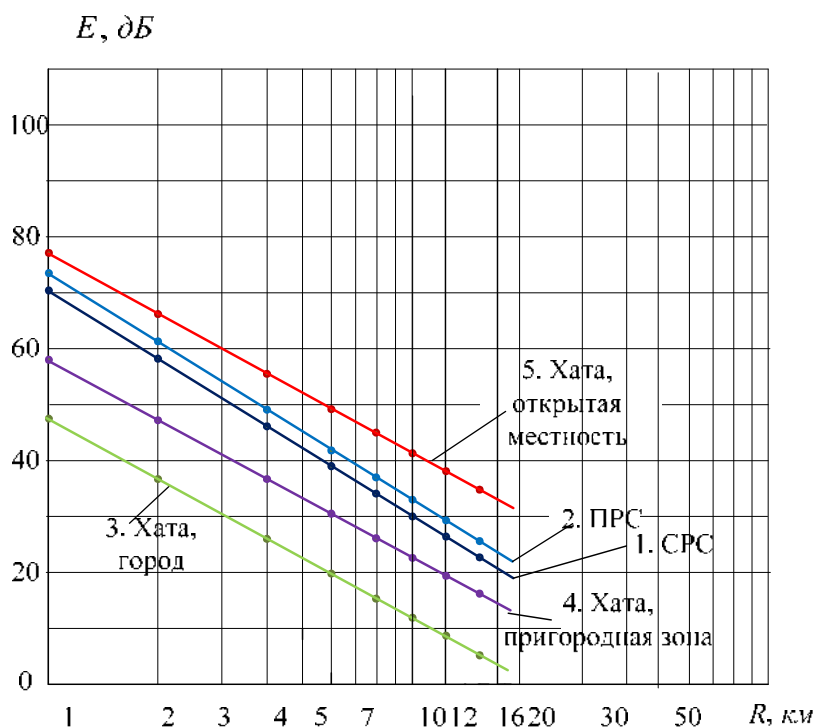


Рис. 3. Зависимость напряженности поля от расстояния для разных моделей распространения радиоволн

Определены аппроксимации зависимостей напряженности поля от расстояния для условий перегонов (формула (9)) и станций (формула (10)) на основе модифицированной модели Окамура – Хата:

$$E_{\text{ПРС}} = 79,25 - 26,05 \cdot \lg f + 13,82 \cdot \lg h_1 + (1,1 \cdot \lg f - 0,7) \cdot h_2 - (44,9 - 6,55 \cdot \lg h_1) \cdot \lg R^{1,15} + 4,78 \cdot (\lg f)^2; \quad (9)$$

$$E_{\text{СРС}} = 57,01 - 7,22 \cdot \lg f + 13,82 \cdot \lg h_1 + (1,1 \cdot \lg f - 0,7) \cdot h_2 - (44,9 - 6,55 \cdot \lg h_1) \cdot \lg R^{1,15} + 2 \cdot \left(\lg \frac{f}{28}\right)^2. \quad (10)$$

В то же время рекомендации Международного союза железных дорог по внедрению систем GSM-R [13] предлагают вести расчеты зон обслуживания радиосетей по формуле Окамура – Хата для условий городов. Это обеспечивает значительный избыточный запас мощности в большинстве случаев. Использование усовершенствованной модели повышает точность определения энергетических характеристик радиоканалов на 8 – 11 дБ на станциях и перегонах железных дорог по сравнению с рекомендациями Международного союза железных дорог.

Проводить расчеты энергетических характеристик каналов удобнее на основе значений потерь сигналов. Формулы для расчета основных потерь мощности сигналов для условий распространения радиоволн на станциях  $L_{\text{ст.ст.}}$  и перегонах  $L_{\text{осн.пер}}$  получены в виде

$$L_{\text{осн.ст.}} = 523 + 272 \cdot \lg f - 1382 \cdot \lg(h_1) - (1,1 \cdot \lg(f) - 0,7) \cdot h_2 + (449 - 6,55 \cdot \lg h_1) \cdot \lg R^{1,15} - 2 \cdot \left(\lg \frac{f}{28}\right)^2, \text{ дБ}; \quad (11)$$

$$L_{\text{осн.пер}} = 301 + 461 \cdot \lg f - 1382 \cdot \lg(h_1) - (1,1 \cdot \lg(f) - 0,7) \cdot h_2 + (449 - 6,55 \cdot \lg(h_1)) \cdot \lg R^{1,15} - 4,78 (\lg(f))^2, \text{ дБ}. \quad (12)$$

Такой подход более удобен для автоматизации расчетов, поскольку вместо базовых кривых распространения радиоволн используются эмпирические уравнения, универсальные для различных диапазонов частот и высот установки антенн радиостанций.

Дополнительные особенности конкретных трасс: рельеф местности, влияние лесных насаждений, электрификация могут быть учтены отдельными дополнительными показателями.

Для наиболее полной характеристики интерференционных пространственных флуктуаций, вызванных воздействием инфраструктуры железных дорог, построены эмпирические интегральные функции распределения. Они позволяют определить вероятность превышения заданных уровней сигналов и проводить расчеты каналов с необходимой надежностью по полю.

На рис. 4 приведены экспериментальные интегральные функции распределения значений напряженности поля в различных условиях распространения радиоволн. Кривые построены на основе статистической обработки обобщенных результатов исследования. По оси ординат приведены уровни сигнала в относительных единицах:

$$B_i = 20 \lg \frac{E_i}{E_{\text{ср}}}.$$

Графики могут характеризовать распределение вероятностей амплитуд напряженности поля на любом расстоянии от передающей антенны. По оси абсцисс нанесено количество точек приема  $p$  в процентах, в которых принимаемый сигнал превышает уровень, указанный на оси ординат.

Наиболее глубокие флуктуации наблюдаются на железнодорожных станциях (кривая 1) и перегонах электрифицированных участков железных дорог (кривая 2). Причем разница глубины флуктуаций незначительная. На железнодорожных станциях неэлектрифицирован-

ных участков глубина флуктуаций напряженности поля уменьшается (кривая 3). Наименьшая глубина флуктуаций наблюдается на перегонах неэлектрифицированных участков железных дорог (кривая 4).

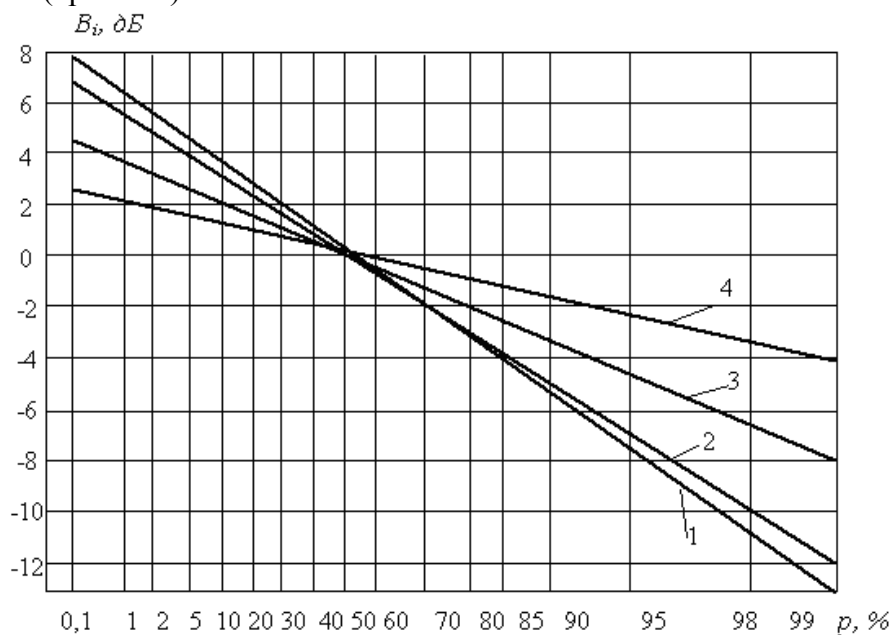


Рис. 4. Распределение уровней сигналов в зависимости от надежности радиоканала по полю

Соответствующие значения среднеквадратического отклонения напряженности поля для заданных условий составляют: на электрифицированных железнодорожных станциях  $\sigma_1 = 5,2$  дБ, на перегонах электрифицированных участков железных дорог  $\sigma_2 = 4,7$  дБ, на неэлектрифицированных железнодорожных станциях  $\sigma_3 = 3,1$  дБ и значительно меньшие значения  $\sigma_4 = 1,3$  дБ наблюдаются на перегонах неэлектрифицированных участков железных дорог.

Характер и глубина флуктуаций на частотах 900 и 450 МГц практически не отличаются.

Отметим, что результаты исследований распространения радиоволн важны не только для расчета сетей технологической радиосвязи, но и для организации сотовых сетей общего пользования, которые должны работать вдоль железных дорог для обслуживания пассажиров поездов.

### Выводы

1. На основе проведенного анализа показано, что существенно повысить точность прогнозирования энергетических характеристик радиоканалов возможно с использованием математических моделей с экспериментально определенными параметрами.

2. На основе результатов экспериментальных исследований предложена усовершенствованная статистическая модель расчета энергетических характеристик каналов подвижной радиосвязи в условиях влияния инфраструктуры железных дорог.

3. Использование усовершенствованной модели распространения радиоволн в условиях влияния инфраструктуры железных дорог позволяет повысить точность расчета ослабления напряженности поля радиосигналов и определения зон обслуживания, что позволяет оптимизировать проектные решения по технико-экономическим показателям при обеспечении необходимой надежности радиоканалов.

4. Для условий распространения радиоволн на территории железнодорожных станций и перегонов экспериментально уточнены параметры пространственных флуктуаций радиосигналов, которые вызваны влиянием инфраструктуры железных дорог.

**Список литературы:** 1. *ITU-R Recommendation P.370. VHF and UHF propagation curves for the frequency range 30 MHz to 1000 MHz. Broadcasting services.* [Текст]. 1991. – 45 p. 2. *Hata, M. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services / M. Hata // IEEE Trans. Vehicular Technology, 1980. – Vol.29, №3 – P.317-325.* 3. *Recommendation ITU-R P.529-3. Prediction methods for the terrestrial land mobile service in the VHF and UHF bands.* 1999. – 25 p. 4. *Recommendation ITU-R P.1546-3. Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3000 MHz* [Текст]. 2007. – 57 с. 5. *Investigation of Modified Hata Propagation Models. Spectrum Planning Report. Radiofrequency Planning Group Australian Communications Authority. SP 2/01, april 2001, 15 p.* 6. *Mardeni, R. Optimization of Hata propagation prediction model in suburban area in Malaysia / R. Mardeni, K. F. Kwan // Progress In Electromagnetics Research, 2010. – Vol.13, P.91-106.* 7. *Калинин, А.И. Распространение радиоволн и работа радиолиний / А.И.Калинин, Е.Л. Черенкова. – М. : Связь, 1971. – 439 с.* 8. *Recommendation ITU-R P.1406. Propagation effects relating to terrestrial land mobile service in the VHF and UHF bands.* 2007/ – 11 p. 9. *Recommendation ITU-R P.1057. Probability distributions relevant to radiowave propagation modeling.* 2007. – 18 p. 10. *Gorobets, N.N. Using polarization effects to improve the electromagnetic compatibility of radio electronic equipment / Telecommunications and Radio Engineering, 1997. Vol.51.№1.-pp.89-96.* 11. *Радиотехнические системы железнодорожного транспорта : учебник для вузов железнодорожного транспорта / Ю.В. Ваванов, А.В. Елизаренко, А.А.Танцюра и др. – М. : Транспорт, 1991. – 303 с.* 12. *Recommendation ITU-R SM.1708. Field-strength measurements along a route with geographical coordinate registrations.* 2005. – 7 p. 13. *GSM-R. Procurement & Implementation Guide* [Текст] / International Union of Railways-Paris, 2009. – 246 с.

*Харьковский национальный университет  
имени В. Н. Каразина  
Украинский государственный университет  
железнодорожного транспорта*

*Поступила в редколлегию 25.12.2016*

## СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ОЦЕНКИ НАПРАВЛЕНИЯ ПРИХОДА СИГНАЛОВ

### Введение

В настоящее время в мире и в Украине существует дефицит использования частотного, временного и кодового ресурсов и остро ощутима необходимость в использовании дополнительных физических ресурсов, реализующих повышение эффективности использования радиочастотного ресурса, повышение пропускной способности каналов связи и увеличения продуктивности работы системы мобильной связи в целом [1 – 3]. В данном аспекте перспективно использование методов пространственно-временного доступа (ПВД) в системах мобильной связи [4].

Основной проблематикой в задачах ПВД с использованием адаптивных антенных решеток (АР) является задача определения направления прихода сигналов от мобильных абонентских станций (АС). Данная задача решается на основе разных методов: пеленгации с использованием равносигнальной зоны, оценок характеристик направленности АР, с релейским разрешением, со сверхразрешением (СР) и др. обладающих своей эффективностью [5, 6].

Методы оценки направления прихода сигналов (DOA – Direction of arrival estimation) лежат в основе многих задач телекоммуникаций. Анализ данных методов, с точки зрения их эффективности и реализуемости, является в достаточной степени актуальной задачей при решении задач ПВД в системах мобильной связи.

Проблема определения направления прихода электромагнитной волны имеет как самостоятельное значение (пеленгование источников радиоизлучений), так и является составным компонентом более общих задач радиосвязи, радиолокации, навигации и др. [7].

В рамках исследуемой проблематики автором проводится оценка теоретической предельной разрешающей способности некоторых методов сверхразрешения. На основе моделирования различных сценариев сигнально-помеховой обстановки получены значения теоретической предельной точности рассматриваемых методов.

### Материалы и методы

При реализации методов сверхразрешения в пространственной области удастся определить положение спектральных составляющих (направлений прихода), анализируемых (принимаемых) сигналов. В работах Джонсона, Кейпона и др. [8, 9] на основе методов нелинейного спектрального анализа были разработаны методы сверхразрешения сигналов, размещенных на сколь угодно малое расстояние.

Имеется большое число алгоритмов, реализующих метод сверхразрешения (СР). К числу таких относятся [5]:

1) методы, основанные на определении положений локальных максимумов псевдоспектра  $D(\theta)$  на сканирование по пространству: Кейпона, “теплового шума”, Борджоти – Лагунаса;

2) методы, основанные на разложении пространственной корреляционной матрицы  $R$  по собственным векторам  $V_k$  и  $k$  – собственным значениям – метод MUSIC, EV (eigenvector);

3) методы, основанные на разделении сигнального и шумового пространств. К числу таких относятся методы ROOT-MUSIC и ESPRIT, ориентированные на использование линейных эквивалентных АР.

В табл. 1 представлена обобщенная сравнительная характеристика наиболее популярных методов оценки направления углового сверхразрешения сигналов.

Таблица 1

№	Метод оценки направления прихода сигналов	Достоинства	Ограничения и недостатки метода
1	<p>Классический метод формирования луча (метод Бартлетта или метод задержек – расширение спектрального анализа по Фурье), [10]:</p> $D_F(\theta) = \frac{\vec{a}(\theta)^H R_{xx} \vec{a}(\theta)}{\vec{a}^H(\theta) \vec{a}(\theta)},$ <p><math>\vec{v}(\theta)</math> – вектор отклика АР, т.е. фактически столбцы весовых коэффициентов для всех углов прихода сигналов.</p>	Простая реализация	<p>Метод основан на сканировании лучом АР в пространстве и определении максимума уровня излучения.</p> <p>Низкая разрешающая способность, определяемая шириной основного луча АР и уровней боковых лепестков</p> <p>Разрешающая способность зависит от ширины основного луча АР и связана с ограничением релейского разрешения.</p> <p>Недостаток может быть смягчен увеличением количества элементов АР.</p> <p>Увеличение соотношения сигнал/шум или увеличение времени наблюдения не изменяют разрешения.</p>
2	<p>Алгоритмы линейного предсказания (алгоритм авторегрессионной модели или метод максимума энтропии (ММЭ)), [11]:</p> $D_{ММЭ}(\theta) = R_{11}^{-1} /  \vec{a}(\theta)^H R_1^{-1} ^2.$ <p>Применимость к анализу временных рядов (временного спектра). Ограничение использования к оценке пространственного спектра линейная эквидистантная решетка с равномерным амплитудным распределением.</p>	Возможность применения в АР с нерегулярной структурой размещения АЭ.	<p>Сложность корректной оценки необходимого порядка авторегрессионной модели – длины фильтра (длины вектора <math>R_{11}^{-1}</math>).</p> <p>При малой длине фильтра спектр получается сглаженным, но с плохим разрешением, а сверхбольшая длина фильтра предсказания, при хорошем разрешении, приводит к сильно флуктуирующему спектру – высоким уровнем боковых лепестков случайного характера.</p>
3	<p>Метод Кейпона (Minimum variance method (MVDL) – метод минимального отклонения или наименьшей вариации (дисперсии)), [9]:</p> $D_c(\theta) = 1 / (\vec{a}(\theta)^H R^{-1} \vec{a}(\theta))$	Применим к АР любой конфигурации (одно-, двух-, трехмерным, регулярным и нерегулярным АР). Повышение разрешающей способности в сравнении с методом Фурье	<p>Необходимость в большом количестве обучающих выборок (вдвое больше, чем число элементов решетки), что увеличивает объем вычислительных операций. Слабая эффективность метода при малых объемах выборки и исходных данных.</p> <p>Невозможность пеленгации сигналов сильно коррелированных источников.</p>

3	<p>Метод Кейпона (Minimum variance method (MVDL) – метод минимального отклонения или наименьшей вариации (дисперсии)), [9]:</p> $D_c(\theta) = 1/(\bar{a}(\theta)^H R^{-1} \bar{a}(\theta))$		<p>Количество элементов АР не накладывает ограничений на разрешающую способность. Разрешающая способность растет неограничено при увеличении соотношения сигнал/шум и объема выборки.</p>
4	<p>Алгоритм теплового шума (Thermal Noise Algorithm (TNA)), [12]:</p> $D_{TNA}(\theta) = 1/(\bar{a}(\theta)^H R^{-2} \bar{a}(\theta)).$ <p>При использовании высоких степеней обратной корреляционной матрицы получаем алгоритм высокого разрешения:</p> $D(\theta) = 1/(\bar{a}(\theta)^H R^{-k} \bar{a}(\theta)), k > 2$	<p>При идеальных условиях (без учета технических характеристик и погрешностей аппаратуры) возрастает разрешающая способность по сравнению с методом Кейпона.</p>	<p>С ростом степени <math>k</math> реальная разрешающая способность остается неизменной, но существенно возрастает вычислительная сложность.</p>
5	<p>Метод Борджотти-Лагунаса, [13]:</p> $D_{БЛ}(\theta) = \frac{D_c}{D_{TNA}} = \frac{\bar{a}(\theta)^H R^{-1} \bar{a}(\theta)}{\bar{a}(\theta)^H R^{-2} \bar{a}(\theta)}.$	<p>Относится к группе алгоритмов на основе оценки параметров теплового шума.</p>	<p>Нормировка отношения сигнал/шум на выходе АР мощностью теплового шума.</p>
6	<p>Метод MUSIC (Multiple signal classification – метод многосигнальной классификации), [14]:</p> $D_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{\bar{a}(\theta)^H \left( \sum_{k=M+1}^R Q_k \cdot Q_k^H \right) \bar{a}(\theta)},$ <p>где <math>Q_k</math> – собственные векторы корреляционной матрицы <math>R</math>; <math>M</math> – число источников излучения.</p>	<p>Большая разрешающая способность в сравнении с методом Кейпона. Метод эффективен, когда соотношение сигнал/шум и количество элементов АР стремятся к бесконечности. Применим к АР любой конфигурации.</p>	<p>Метод MUSIC является предельным случаем Кейпона при стремящемся к бесконечности отношении сигнал/шум. Необходимость предварительной оценки размерности сигнального и шумового подпространств. Критичен к неопределенностям параметров математической модели и к величине соотношения сигнал/шум, когда источники близкорасположены. Большая вычислительная сложность метода, определяемая вычислением сингулярного разложения ковариационной матрицы выходов элементов АР. Метод не дает результатов для коррелированных источников сигналов. Root-MUSIC позволяет осуществлять пеленгацию когерентных сигналов.</p>



На основе анализа табл. 1 представляет интерес получения оценок разрешающей способности представленных методов углового сверхразрешения в зависимости от числа входящих сигналов с различных направлений, значения отношения сигнал/(помеха+шум) (SNR), корреляции сигналов и их количества, числа элементов антенной решетки.

### Исследование методов оценки направления прихода сигналов со сверхразрешением

Проведем исследование методов оценки направления прихода сигналов со сверхразрешением восьмиэлементной эквидистантной линейной антенной решетки на основе имитационного моделирования в пакете математического моделирования MatLab13.x. Для получения адекватных количественных и качественных оценок теоретической предельной точности методов использовались значения параметров близкие к границе устойчивости методов, представленные в табл. 2.

Таблица 2

Параметр	Значение							
<b>Сценарий моделирования 1</b>								
Количество анализируемых сигналов	4							
Количество антенных элементов AP	4							
Отношение сигнал/помеха+шум, дБ	0;20							
Фаза сигнала,	$\pi/4$	$\pi/3$	$\pi/2$	$\pi$				
Углы прихода сигналов, $\beta$	$-20^0$	$-10^0$	$0^0$	$30^0$				
<b>Сценарий моделирования 2</b>								
Количество анализируемых сигналов	4							
Количество антенных элементов AP	4							
Отношение сигнал/помеха+шум, дБ	0;20							
Фаза сигнала,	$\pi/4$							
Углы прихода сигналов, $\beta$	$-20^0$	$-10^0$	$0^0$	$30^0$				
<b>Сценарий моделирования 3</b>								
Количество анализируемых сигналов	4							
Количество антенных элементов AP	50							
Отношение сигнал/помеха+шум, дБ	0;20							
Фаза сигнала,	$\pi/4$	$\pi/3$	$\pi/2$	$\pi$				
Углы прихода сигналов, $\beta$	$-20^0$	$-10^0$	$0^0$	$30^0$				
<b>Сценарий моделирования 4</b>								
Количество анализируемых сигналов	4							
Количество антенных элементов AP	4	10	50	100				
Отношение сигнал/помеха+шум, дБ	0							
Фаза сигнала,	$\pi/4$	$\pi/3$	$\pi/2$	$\pi$				
Углы прихода сигналов, $\beta$	$-20^0$	$-10^0$	$0^0$	$30^0$				
<b>Сценарий моделирования 5</b>								
Количество анализируемых сигналов	8							
Количество антенных элементов AP	10;50							
Отношение сигнал/помеха+шум, дБ	0							
Фаза сигнала,	$\pi/8$	$\pi/4$	$3\pi/8$	$\pi/2$	$5\pi/8$	$3\pi/4$	$7\pi/8$	$\pi$
Углы прихода сигналов, $\beta$	$-15^0$	$-35^0$	$-55^0$	$80^0$	$15^0$	$35^0$	$55^0$	$80^0$

В основе анализа методов сверхразрешения рассматривались методы: неадаптивного формирования луча (НФЛ), Кейпона, теплового шума, Борджотти – Лагунаса, максимальной энтропии (ММЭ), многосигнальной классификации (MUSIC). Получение оценок разрешающей способности методов углового сверхразрешения сигналов по предложенной методике основывается на моделировании пяти сценариев сигнально-помеховой обстановки при вариации различных параметров.

Целью задачи оценки методов углового сверхразрешения сигналов является определение угловых координат источников излучения при наблюдении  $M$ -выборок данных с выходов восьми антенных элементов эквидистантной линейной АР и сравнительный анализ методов по критерию разрешающей способности.

В рамках данного исследования используем ряд допущений:

- известно число оцениваемых сигналов (это позволяет выбрать число обучающих выборок равным оптимальному и тем самым избежать дополнительных потерь);
- число оцениваемых сигналов не превышает числа антенных элементов (в противном случае получаем вырожденные оценки);
- сигналы являются неизвестными детерминированными функциями (что является характерным для систем связи);
- набор из  $N$  любых направляющих векторов является линейно независимым (решетчатое множество АР является однозначным, только в случае если любое множество однозначных направляющих векторов  $N$ , формирующих это решетчатое множество в многосвязной области образует линейно независимое множество, при  $N \leq M$ , где  $M$  количество АЭ) [10];
- в полосе обработки в качестве шума используется гауссовый белый шум, некоррелированный во всех пространственных каналах с одинаковой мощностью (дополнительная оценка параметров шума существенно усложняет задачу оценивания направления прихода сигналов).

В случае непринятия в расчет используемых допущений аналитическая модель оценки весового вектора АР значительно усложняется в связи с увеличением количества параметров определяющих априорную информацию о наблюдаемых процессах АР. При этом существенно возрастает вычислительная сложность, что делает модель данных практически нереализуемой.

### **Результаты моделирования оценок разрешающей способности методов углового сверхразрешения**

*Сценарий 1.* Рассматриваются некоррелированные сигналы от четырех точечных источников излучения с углами прихода:  $-20^{\circ}, -10^{\circ}, 0^{\circ}, 30^{\circ}$  и фазой:  $\pi/4, \pi/3, \pi/2$  и  $\pi$  (табл. 2). Количество элементов АР – 10, расстояние между АЭ –  $d = \lambda/2$ . Соотношение сигнал/шум: 0; 20 дБ. На рис. 1 *а, б* представлены графики зависимости мощности излучения от угла прихода некоррелированных сигналов методов сверхразрешения: *а* – SNR= 0 дБ; *б* – SNR= 20 дБ. Из анализа графиков рис. 1, *а* следует, что неадаптивный метод формирования луча (по Фурье) не дает возможности пространственного разделения сигналов, как можно видеть, три из четырех сигналов находятся в одном элементе разрешения. Остальные методы обладают более высокими характеристиками разрешения сигналов и позволяют оценивать углы прихода данных сигналов с различной точностью. Как можно видеть, наиболее высокоточным является метод ММЭ, вместе с тем, в спектре присутствуют ложные пики. Из рассматриваемого набора методов только методы MUSIC и ММЭ обеспечивают получение максимума мощностей прихода сигналов с рассматриваемых направлений. С увеличением SNR до 20 дБ (рис. 1, *б*) значительно повышается разрешающая способность методов за исключением методов Борджотти – Лагунаса и классического НФМ.

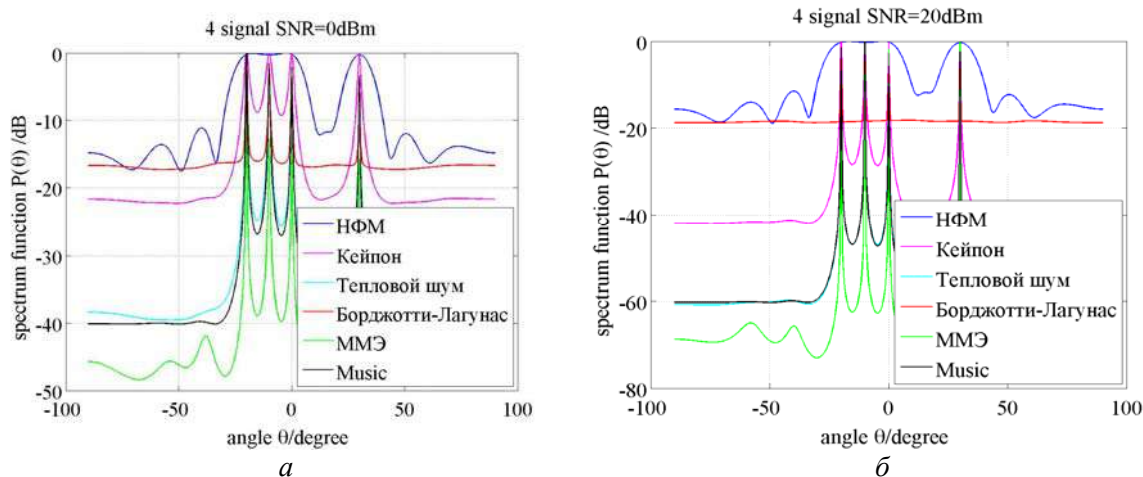


Рис. 1

*Сценарий 2.* Сценарий предусматривает прием четырех коррелированных сигналов с фазой  $\pi/4$ . На рис. 2, *a – б* показаны графики зависимости мощности излучения от угла прихода коррелированных сигналов методов сверхразрешения: *a – SNR= 0 дБ; б – SNR= 20 дБ.* Как видно из полученных результатов, представленных на рис. 2, *a, б*, практически все методы не справляются с задачей оценки пространственного разделения источников излучения при соотношении *SNR 0 дБ.* С увеличением соотношения *SNR* до 20дБ наилучший результат обеспечивает метод ММЭ.

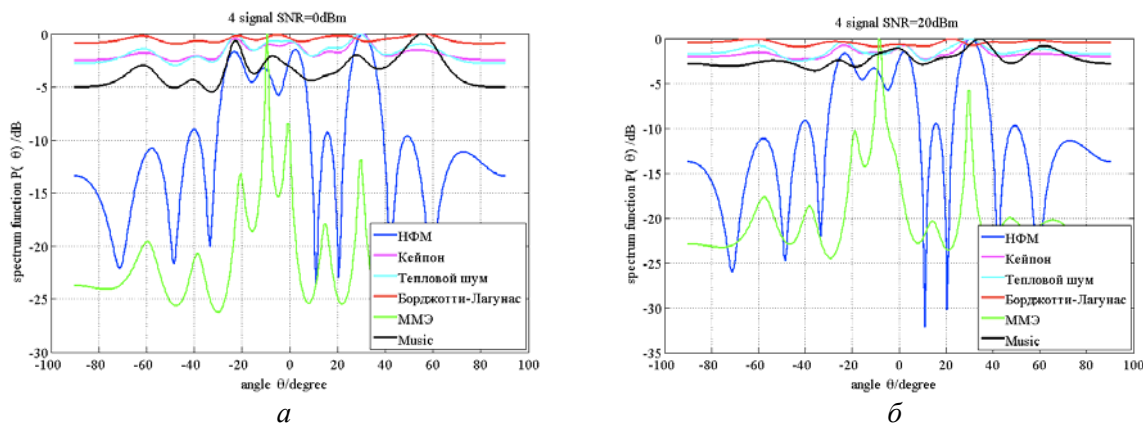


Рис. 2

*Сценарий 3.* Рассмотрим вариант использования АР с количеством элементов 50. На рис. 3, *a, б* представлены графики зависимости мощности излучения от угла прихода некоррелированных сигналов методов сверхразрешения с количеством элементов АР  $N = 50$ : *a – SNR= 0 дБ; б – SNR= 20 дБ.* Как можно видеть из анализа полученных зависимостей (рис. 3, *a*), метод ММЭ при оценке пространственного излучения источников дает ложные пики, что в целом ухудшает его характеристики независимо от соотношения *SNR* (рис. 3, *б*). Наибольшей точностью характеризуются методы MUSIC и Кейпона. Уменьшение и увеличение соотношения *SNR* заметно не сказывается на разрешающей способности методов.

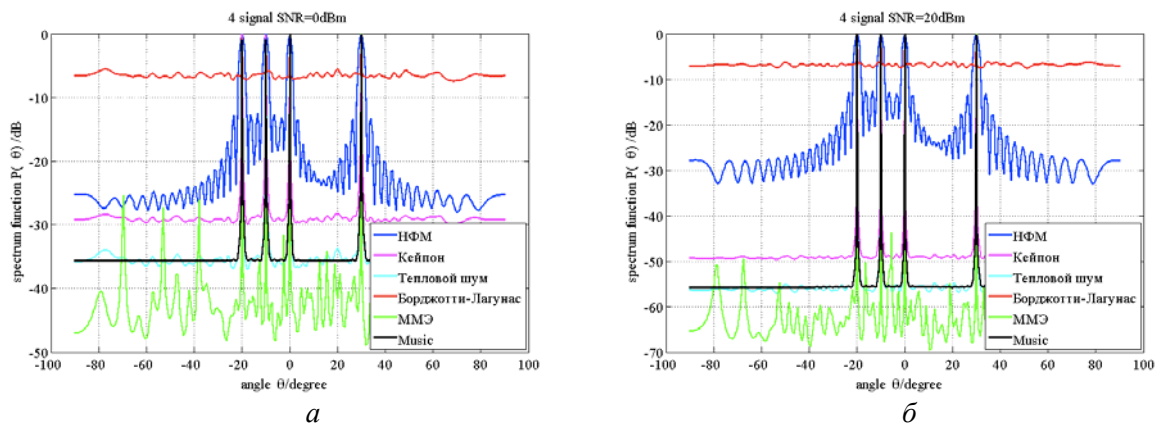


Рис. 3

*Сценарий 4.* Проанализируем разрешающую способность методов сверхразрешения при использовании АР с количеством АЭ: 4;10;50;100 при  $SNR = 0$  дБ (рис. 4, а – е). Характер зависимостей показывает, что разрешающая способность оценки направления прихода сигналов для каждого из рассматриваемых методов существенно может быть увеличена при увеличении количества АЭ.

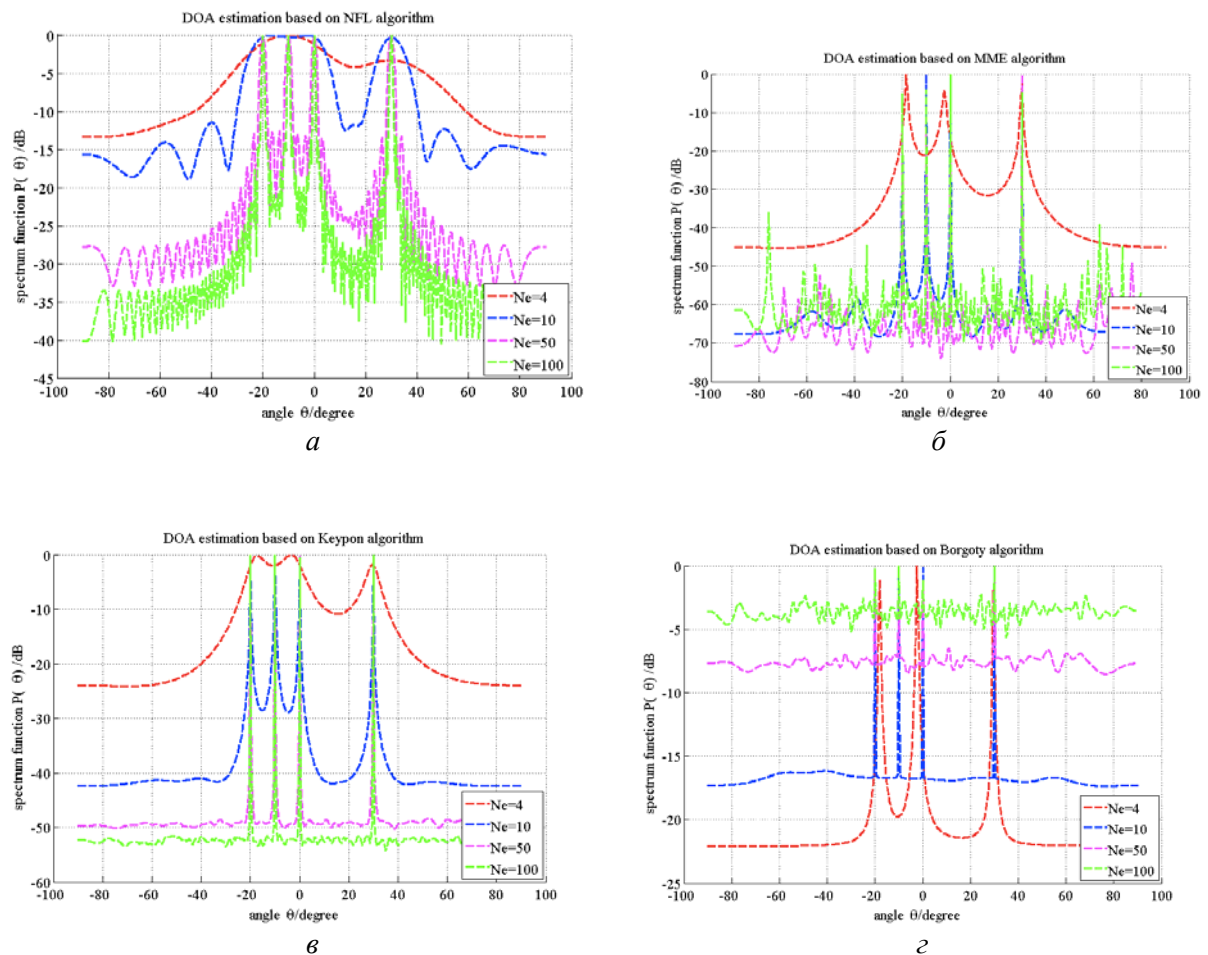


Рис. 4

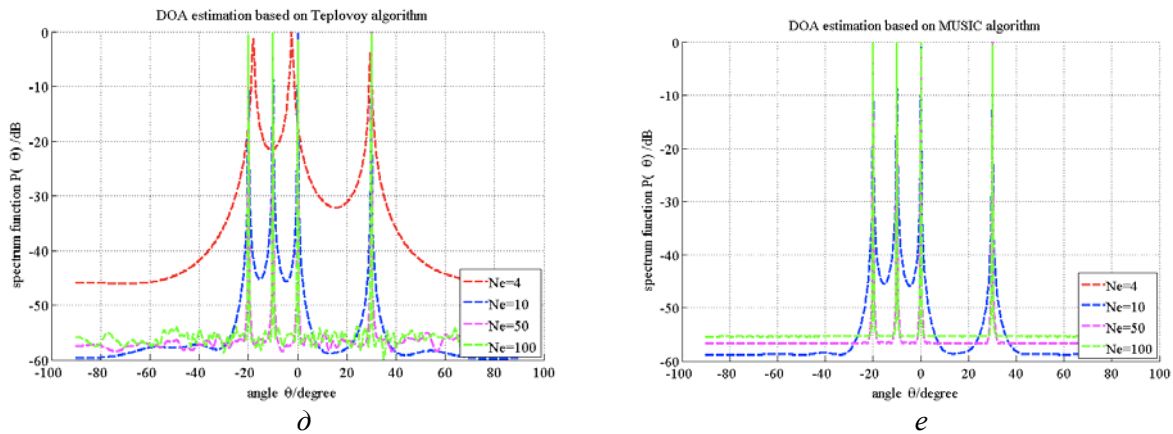


Рис. 4 (Продолжение)

Сценарий 5. На рис. 5, а – в представлены результаты оценок направления прихода восьми сигналов с различными фазами и углами прихода при использовании АЭ с 10 (рис. 5, а) и 50 АЭ (рис. 5, б, табл. 2). Как можно видеть из характера зависимостей, представленных на рис. 5, а, б, ключевым параметром, влияющим на разрешающую способность, является значение соотношения числа оцениваемых сигналов и числа АЭ. Из анализа зависимостей на рис. 5, а можно видеть, что при количестве антенных элементов равном 10 корреляционная матрица вырождается и ни один из методов не обеспечивает пространственное разделение сигналов, поскольку количество сигналов превышает сумму среднего количества антенных элементов и ранга корреляционной матрицы ( $N > \frac{N + \text{rank}\{R_{xx}\}}{2}$ ) [12].

Несколько улучшить результат пространственного оценивания прихода сигналов получается путем увеличения числа АЭ до 50, и как можно видеть из рис. 5, б, стабильно высокий результат при значениях  $SNR = 0$  дБ дает метод MUSIC.

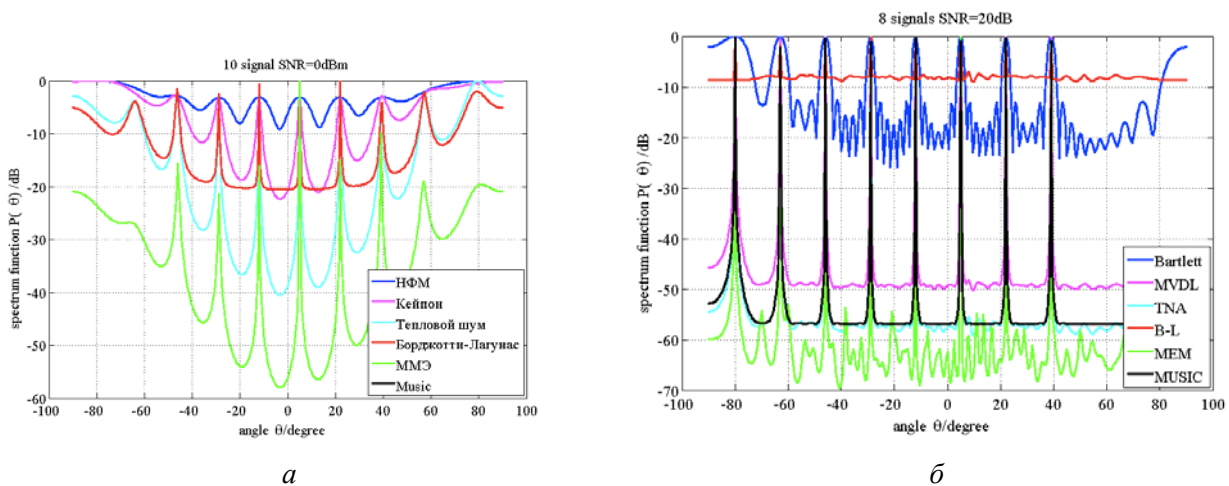


Рис. 5

Стоит отметить, что полученные результаты оценок пространственного разрешения рассматриваемых методов являются потенциально достижимыми в рамках указанных допущений методики анализа.

## Выводы

Анализ полученных результатов проведенного имитационного моделирования по оценке пространственного разрешения углов прихода сигналов от четырех источников излучения показал:

1. Классический неадаптивный метод формирования луча является самым простым в реализации на практике, однако имеет существенный недостаток, связанный с ограничением релейского разрешения [9]. Как показывает анализ зависимостей на рис. 4, *а*, данный недостаток может быть смягчен только увеличением количества АЭ. Улучшение соотношения сигнал/шум или увеличение времени наблюдения не изменяют разрешения (рис. 1, *а*, *б*).

2. Оценка пространственного разрешения источников по методу Кэйпона превосходит классический метод формирования луча, поскольку он использует каждую доступную степень свободы для концентрации полученной энергии вдоль направления интересующего пеленга. Существующая минимизация мощности может быть интерпретирована как ограничение некоторой способностью подавления шума для более сфокусированного формирования нуля в направлениях присутствия других источников сигнала. При этом уменьшается спектральное рассеивание с близко расположенных источников, хотя разрешающая способность формирования ДН антенны по Кэйпону зависит от соотношения сигнал-шум (рис. 1, *а*, *б*) и от апертуры АС (рис. 4, *в*).

3. Среди непараметрических методов непрерывного анализа: “теплого шума”, Борджотти – Лагунаса метод Кейпона обладает самой низкой разрешающей способностью (рис. 1, *а*). Вместе с тем, при увеличении числа АЭ, что увеличивает конечную длину выборки, на фоне случайных амплитудно-фазовых ошибок в каналах приема методы Борджотти – Лагунаса и “теплого шума” могут терять свое преимущество над алгоритмом Кейпона (рис. 3, *б*).

4. Метод многосигнальной классификации MUSIC является предельным случаем метода Кейпона при соотношении сигнал/шум, стремящемся к бесконечности, что согласуется с более высокой разрешающей способностью MUSIC по сравнению с алгоритмом Кейпона. Анализируя приведенные графики рис. 1, *а*, *б*, приходим к выводу, что метод MUSIC способен обеспечить разрешение независимо от соотношения сигнал-шум входящих сигналов при достаточном угловом разнесении источников. Вместе с тем, из анализа работ [6, 9, 11] известно, что метод MUSIC критичен к неопределенностям параметров математической модели, а также к величине соотношения сигнал/шум в случае, когда источники имеют близкие по значению пеленги. Как видно из графиков, представленных на рис. 2, *а*, *б*, метод MUSIC предполагает некоррелированность сигналов источников между собой, что в реальных условиях многолучевого излучения далеко не всегда выполнимо. Если достаточно велико значение отношение сигнал-шум и время сбора данных, а модель сигнала достаточно точная, метод MUSIC дает статистически состоятельные оценки, превосходящие оценки других методов, рассмотренных в работе (рис. 1, *а*, *б*).

5. Результаты имитационного моделирования подтверждают статистическую состоятельность рассматриваемых методов оценивания углов прихода сигналов от абонентских станций. Оценка осуществлялась на основе пространственно-временной выборки на выходе восьмиэлементной линейной эквидистантной антенной решетке, с учетом взаимной корреляции сигналов.

6. В идеальных условиях данные методы углового сверхразрешения позволяют получать сколь угодно точные значения направления прихода сигналов. Вместе с тем, предполагается, что для успешного решения задачи сверхразрешения требуется более высокое качество приема (отношение сигнал/шум). При этом будут точно известны геометрические и электродинамические параметры АР, точные координаты установки антенных элементов

(АЭ) с учетом выполнения условия  $d < \frac{\lambda}{2 \sin \theta_{\max}}$ , где  $d$  – расстояние между соседними АЭ,

параметры самих разрешаемых сигналов.

7. На основании исследования становится понятным, что глобально оптимального метода сверхразрешения не существует. Привлекательность тех или иных методов в большой степени зависит от наличия и объема априорной информации об исследуемых процессах, от способа оценки результатов векторов отклика АР и способа ее использования применительно к действующей сигнально-помеховой обстановке, конфигурации АР и ее геометрических параметров и др.

Кроме того, существуют определенные отрицательные исходы решений – возникновение ложных отметок об обнаружении несуществующих источников излучений, смещения в оценках направления прихода сигналов.

Сравнительный анализ показал, что проблема использования методов сверхразрешения в задачах пространственно-временного доступа остается актуальной для исследований, поскольку остаются недостаточно изученными вопросы, связанные с получением объективных оценок предельной точности углов приход сигналов в зависимости от ряда отдельных параметров действующей сигнально-помеховой обстановки.

Результаты моделирования методов с получением численных оценок разрешающей способности показали, что разрешающая способность данных методов позволяет их использовать в задачах пространственно-временного доступа при строго ограниченных условиях.

**Список литературы:** 1. *Mobile and wireless communications Enablers for the 2020 Information. Society.* EU FP7 ICT-317669-METIS //www.metis2020.com. 2. *Hardouin, Eric.* 5G: an operator's perspective // Orange Labs. LTE World Summit. – 25 June 2013. 3. *Авдеевко, К.Л., Генко, I.О., Корсак, В.Ф.* Ключові принципи спільного доступу до радіочастотного ресурсу на ліцензійній основі (LSA) // Зв'язок. – 2015. – № 6. – С. 49 – 52. 4. *Поповский, В.В.* Эффективное использование всего физического пространства сигналов в мобильных телекоммуникационных системах / В.В. Поповский, Ю.А. Василенко // Межрегиональный форум МСЭ. Национальная комиссия, осуществляющая государственное регулирование в сфере связи и информатизации (НКРСИ), 11-13 сентября, Киев. : Тезисы докладов. – 2012.– С.42-45. 5. *Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation* Edited by: T. Engin Tuncer and Benjamin Friedlander / 2009 Elsevier Inc. P.451. 6. *Advances in Direction-of-Arrival Estimation* / [edited by] *Sathish Chandran.* Library of Congress Cataloging-in-Publication Data. 2006. P.478. 7. *Vahid Tarokh.* New Directions in Wireless Communications Research Harvard University School of Engineering & Applied Sciences, 2009 P.483. 8. *Johnson, D.H., Miner G.E.* Comparison of superresolution algorithms for radio direction finding // IEEE Trans. Aerospace and Electron. Syst. – 1986. – Vol.22, No.4. – P.432-441. 9. *Capon, J.* High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis // Proc. IEEE. – 1969. – Vol.57, No.8. – P.1408 – 1418. 10. *Monzingo R.A.* Adaptive antenna arrays: Introduction to the theory / R.A. Monzingo, T.W. Miller; Trans. from English. – M. : Radio and Communications, 1986. – 486 p. 11. *Nickel, U.* Angular superresolution with phased array radar: a review of algorithms and operational constraints // IEE Proc, Pt.F, – 1987. – Vol. 134, No.1. – p.53 – 59. 12. *Gabriel, W.F.* Spectral analysis and adaptive array superresolution technique // Proc IEEE. – 1980 – Vol.68, No.6. – P.654 – 667. 13. *Borgiotti, G.V., Kaplan, L.J.* Superresolutions of uncorrelated interference sources by using adaptive array techniques // IEEE Trans. Antennas and Propag. – 1979. – Vol.27, No.6. – P.842 – 845. 14. *Lavate, T. B., Kokate, V. K., Sapkal, A. M.* Performance Analysis of MUSIC and ESPRIT DOA Estimation Algorithms for Adaptive Array Smart Antenna in Mobile Communication // International Journal of Computer Networks (IJCN), vol. 2, iss. 3, 2010.

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 17.11.2017

## МЕТОД ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ПРИ КОГНИТИВНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО РЕСУРСА В СЕТЯХ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

### Постановка задачи

С появлением сетей мобильной связи (СМС) сигнально-помеховая обстановка (СПО) стала резко усложняться [1]. Возрастающее количество радиоэлектронных средств различного назначения приводит к образованию множественного характера электромагнитных взаимодействий между ними. При этом к СМС относятся не только ставшие уже традиционными системы сотовой связи, но и системы транкинговой, пейджинговой связи, системы абонентского радиодоступа (САРД). При этом САРД интенсивно развиваются, особенно в технологиях Wi-Fi, Wi-Max, LTE. Продолжают развиваться также системы радиорелейной, спутниковой и других видов радиосвязи. Одновременно с этим еще более принципиальным становится дефицит частотного ресурса, обостряется проблема электромагнитной совместимости. Найти пути решения данной проблемы можно используя когнитивное распределение ресурсов [2 – 5]. Система с когнитивным распределением ресурсов, в том числе и пространственно-временного должна обладать механизмами самоуправления с различными уровнями способности адаптироваться к изменяющейся радиосреде [6 – 8]. При этом механизмы самоуправления базируются на принципах обучения и искусственного интеллекта.

При когнитивном распределении пространственно-временного ресурса каждая абонентская станция (АС) сети должна непрерывно выполнять мониторинг пространственного спектра на наличие свободных каналов в направлении базовой станции (БС). Результаты анализа передаются БС, и она принимает окончательное решение относительно пригодности пространственного канала. При принятии решения БС опирается на результаты анализа спектра, информацию о местоположении, а также на вспомогательную информацию [4].

Задача распределения пространственно-временного ресурса может быть решена на основе пространственно-временного доступа (ПВД). В качестве антенны может быть использована антенная решетка [2 – 5] или же одна или несколько гибридных многолучевых антенн (МЛА).

### Основная часть

Организация связи с ПВД может быть осуществлена в три этапа.

*Первый этап* – организация заявки на связь с АС. В данном случае заявку на связь БС принимает по широкому лучу. Повышение вероятности приема заявки может быть обеспечено с помощью широкополосного помехоустойчивого сигнала.

*Второй этап* – определение направления прихода сигнала абонента. Данная задача может быть решена с помощью известных методов оценки пространственного спектра, основанных на выделении и оценки компонент аддитивной смеси сигналов, приходящих из различных направлений.

Для детерминированных сигналов вектор значений направления прихода сигналов оценивается с помощью преобразования Фурье.

Для случайных сигналов чаще используют алгоритмы Music, Esprit и другие процедуры, основанные на получении собственных значений матрицы пространственной корреляции  $R_{xx}$ . Однако процедура, основанная на выделении собственных значений, достаточно громоздкая, поскольку требует большого объема выборки, чаще расходящейся (или слабо обусловленной). Поэтому данные методы не всегда позволяют произвести уверенную оценку



элементов пространственного спектра. Более того, для СМС данные задачи необходимо решать в реальном масштабе времени при наличии динамической СПО.

В работе [9] предложена рекурсивная процедура формирования пространственного спектра. Процедура состоит в том, что при каждом переходе от одного пространственного окна к другому формируются нули диаграммы направленности, ориентированные на прочие направления прихода сигналов.

Процедура состоит из трех основных рекурсивных составляющих:

- выделение пространственного окна;
- подавление сигналов, приходящих со всех невыделенных направлений;
- рекурсивное определение отметки соответствия амплитуды и пространственной фазы в выделенном окне.

Ограничение на ширину окна определяется исходя из числа и направленности антенных элементов [9].

В первой фазе цикла формируется пространственное окно с помощью управляющего вектора:

$$\vec{V}(\theta) = \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} (n-1) \cdot d \cdot \sin \frac{\pi \cdot \theta}{180}\right), \quad (1)$$

где  $n$  – номер антенного элемента,  $\vec{n} = \overline{1, N}$ ,  $N$  – количество антенных элементов,  $\theta$  – направление пространственного окна,  $\lambda$  – длина волны,  $d$  – расстояние между антенными элементами.

На второй фазе цикла включается процедура подавления сигналов, приходящих по боковым лепесткам. Данная процедура может быть реализована с использованием алгоритма Уидроу, Калмана – Бьюси, Апфельбаума или других известных алгоритмов управления вектором весовых коэффициентов адаптивной антенной решетки. Так, модификация алгоритма Апфельбаума для подавления сигналов вне выделенного окна имеет вид

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\beta[\vec{X}(k)\vec{W}^T(k)\vec{X}(k) - \vec{V}(\theta)], \quad (2)$$

где  $\beta$  – шаговая постоянная  $k$  – дискретное время;  $\vec{W}(k)$  – вектор весовых коэффициентов (ВВК) в момент времени  $k$ ;  $\vec{X}(k)$  – вектор входных воздействий в момент времени  $k$ .

Далее выполняется рекурсивная процедура определения отметки соответствия амплитуды и пространственной фазы в выделенном окне:

$$P(k+1, \theta) = P(k, \theta) + \vec{W}(\theta)^T (\vec{X}(k) \cdot \vec{X}(k)^T) \vec{W}(\theta). \quad (3)$$

К началу третьей фазы переходные процессы второй фазы должны быть завершены. При этом остается отметка о сигнале, попадающем в защитное окно.

*Третий этап* – предоставление связи абоненту по узкому лучу, формируемому в соответствии с заявкой МЛА. В качестве алгоритмов формирования пучка узких лучей могут быть использованы программные методы или же алгоритмы адаптивных антенных решеток (ААР), такие, как алгоритмы, синтезированные по критерию минимума среднеквадратического отклонения принимаемого сигнала от опорного и осуществляющие подавление всех сигналов, не совпадающих по форме с опорным:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) + 2\mu[d(k) - \vec{W}(k)^T \vec{X}(k)] \vec{X}(k), \quad (4)$$

где  $\mu$  – шаговая постоянная;  $d(k)$  – опорный сигнал в момент времени  $k$ , формируемый с помощью полученной амплитуды и пространственной фазы в выделенном окне  $P(\theta)$ .

При этом сигнал на выходе ААР определяется выражением

$$y(k) = X^T(k)W_{opt} + n(k), \quad (5)$$

где  $n$  – шумы в каналах приема.

Структурная схема организации ПВД с  $N$ -элементной ААР для обеспечения связи с  $m$  абонентами представлена на рис. 1.

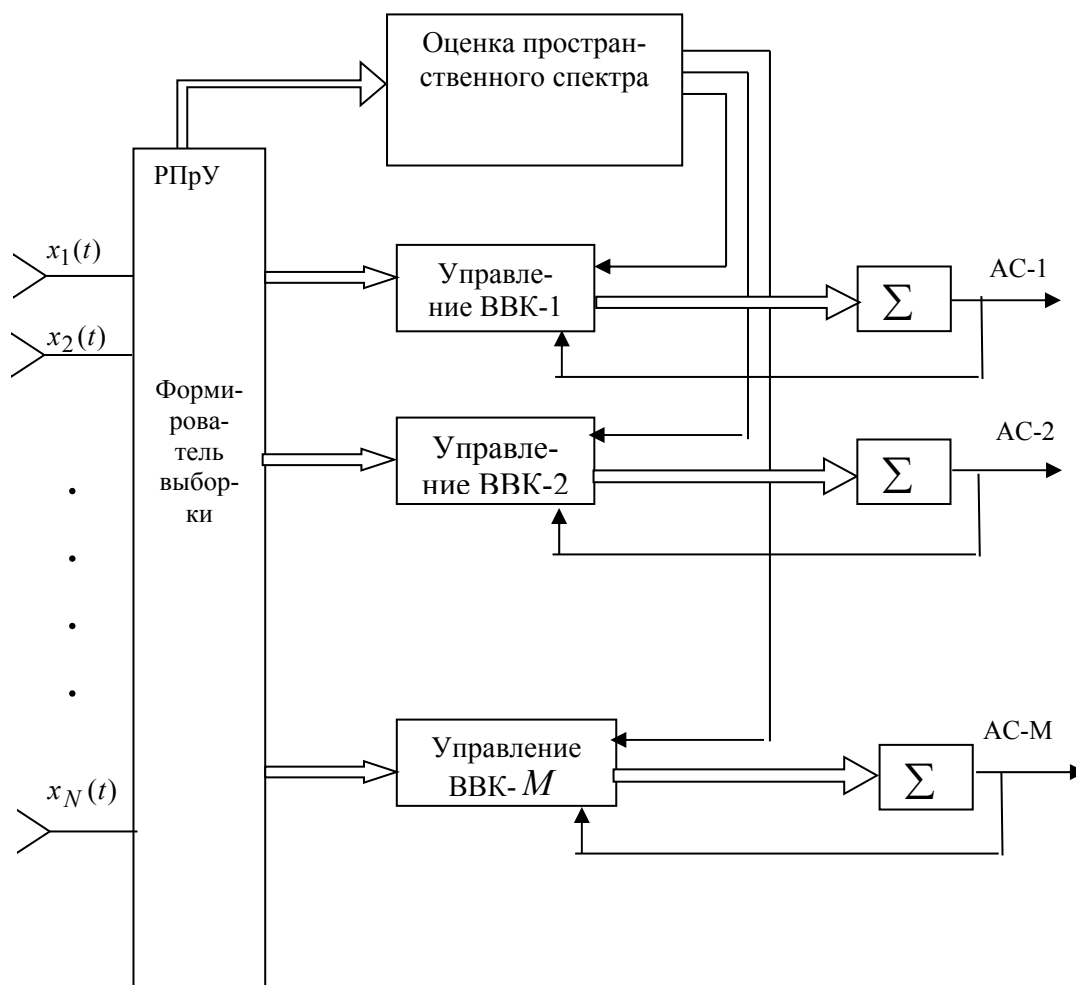


Рис. 1. Структурная схема организации ПВД

Согласно данной схеме в устройстве управления ВВК генерируется опорный сигнал  $d(k)$  в соответствии с априорной информацией о направлении прихода сигнала от абонента и формируется ВВК согласно процедуре (4). Далее взвешенный сигнал поступает на сумматор, где реализуется процедура (5) и приемник. Таким образом, для каждого абонента формируется свой узкий луч диаграммы направленности (ДН).

В среде Matlab с помощью математического моделирования получены ДН 15-и элементной линейной эквидистантной ААР (рис. 2). Как видно из рисунка, главные лепестки ДН расположены в 0, 30, 60 и 90 градусах, что дает возможность передачи сигналов 4-м АС на одной и той же частоте, но в различном направлении.

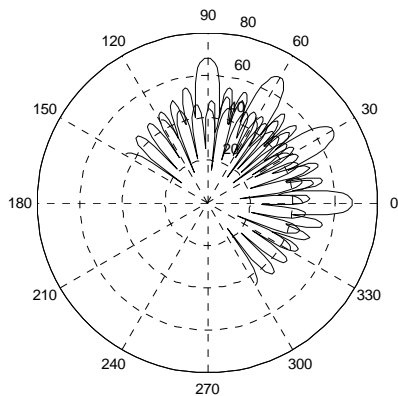


Рис. 2. Диаграммы направленности 15-элементной ААР с главными лепестками в различных направлениях

### Заключение

1. Предложено решение задачи распределения пространственно-временного ресурса в СМС, основанное на ПВД, когда каждому из активных абонентов направляется узкий луч, ширина которого может составлять несколько градусов.

2. Организация связи с ПВД осуществляется в три этапа. На первом этапе заявка на связь с абонентской станцией базовая станция принимает по широкому лучу с помощью широкополосного помехоустойчивого сигнала. Вторым этапом является определение направления прихода сигнала абонента, основанное на рекурсивной процедуре оценки пространственного спектра. Третьим этапом является предоставление связи абоненту по узкому лучу. В качестве алгоритмов формирования пучка узких лучей могут быть использованы программные методы или же алгоритмы адаптивных антенных решеток.

3. Данный подход позволит осуществлять подстройку лучей в реальном масштабе времени и обеспечивать уверенный прием при случайных изменениях положения абонентских станций.

**Список литературы:** 1. Багатоканальний електрозв'язок та телекомунікаційні технології / В.В. Поповський, В.А.Лошаков, С.О.Сабурова ті інш. ; за ред. В.В Поповського. – Харків : СМІТ, 2010. – 469 с. 2. Mitola, J. III. Cognitive Radio for Flexible Mobile Multimedia Communications // Mobile Multimedia Communications (MoMuC'99). IEEE International Workshop, San Diego, CA, USA, Nov. 1999. – P. 3–10. 3. Mitola, J. III. Cognitive Radio. An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio: thesis ... doctor of philosophy / Mitola Joseph III. – Sweden : Royal Institute of Technology, 2000. – 313 p. 4. Гурьянов, И.О. Когнитивное радио: новые подходы к обеспечению радиочастотным ресурсом пер-

С помощью имитационного моделирования получены графики зависимости отношения мощности сигнала к мощности помехи и шума (ОСПШ) на выходе ААР от угла прихода помехи. Зависимости получены при ОСПШ на входе ААР -10 дБ, угол прихода сигнала составляет 50 градусов. На рис. 3 представлены данные зависимости при количестве антенных элементов 3 (нижняя кривая), 5 (средняя кривая) и 15 (верхняя кривая). Как видно из графиков, ОСПШ на выходе ААР удается повысить на 30 – 45 дБ по отношению к ОСПШ на ее входе. Когда угол прихода помехи приближается к углу прихода сигнала ОСПШ на выходе ААР начинает плавно уменьшаться и достигает минимума в -10 дБ при совпадении угла прихода сигнала и помехи, наблюдается так называемое «ослепление» ААР.

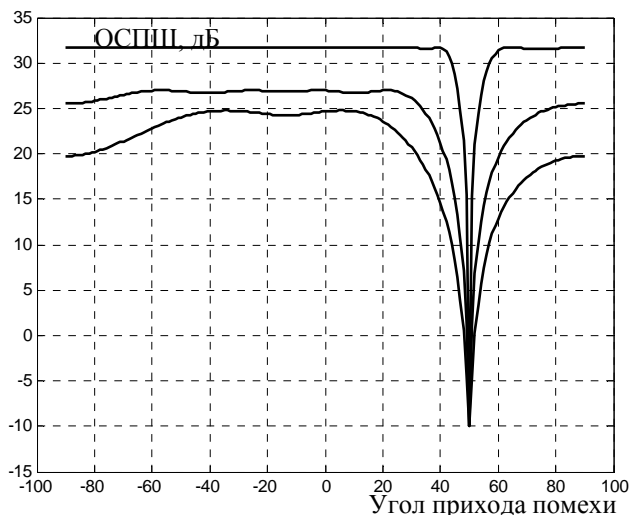


Рис.3. Зависимости ОСПШ на выходе ААР от угла прихода помехи

спективных радиотехнологий / И.О. Гурьянов // Электросвязь. – 2012. – № 8. – С. 5 – 8. 5. Кизима, С.В. Когнитивные радиотехнологии. Аспекты практической реализации / С.В. Кизима, С.Г. Митченков, Б.Б. Емельяников // Электросвязь. – №9. – 2014. – С. 44-48. 6. Metzger, B.H. Spectrum management technique / B.H. Metzger // Presented at the 38-th National ORSA Meeting, Detroit, Michigan, USA, 1970. – P. 34-46. 7. Survey on Spectrum Management in Cognitive Radio Networks / I.F. Akyildiz, W.Y. Lee, M. C. Vuran, M. A. Shantidev // IEEE Communications Magazine. – 2008. – Vol. 46. – P. 40–48. DOI: [10.1109/MCOM.2008.4473090](https://doi.org/10.1109/MCOM.2008.4473090). 8. Ghasemi, A. Spectrum sensing in cognitive radio networks: Requirements, challenges, and design trade-off / A. Ghasemi, S.E. Sousa // IEEE Communications Magazine. – 2008. – Vol. 46. – P. 32–39. DOI: [10.1109/MCOM.2008.4473090](https://doi.org/10.1109/MCOM.2008.4473090). 9. Коляденко, Ю.Ю. Оценка пространственного спектра сигналов с адаптивной пространственно-временной обработкой / Ю.Ю. Коляденко // Вісник Укр. будинку економічних та науко-технічних знань. – 2003. – Вып. 2. – С.128 – 132.

*Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 17.01.2017*

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА, АНТЕННЫ, МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА  
ELECTRODYNAMICS, ANTENNAS, MICROWAVE DEVICES

УДК 621.385.6

**Резонансные свойства «светлых» плазмонов конечной линейной цепочки нанопроводов из благородных металлов** / *Н.П. Стогний, Н.К. Сахненко, А.М. Титаренко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2017. – Вып. 188. – С. 5 – 11.

Рассмотрены резонансные свойства «светлых» локализованных плазмонов конечной линейной цепочки нанопроводов из благородных металлов.

Установлено, что в зазоре между нанопроводами образуются участки сильной концентрации поля на пространственных масштабах, много меньших длины волны. Положение участка увеличения концентрации зависит от числа проводов в цепочке. Установлено, что с ростом числа нанопроводов и уменьшением зазора между ними концентрация поля увеличивается.

Показано как влияет изменение свойств внешней среды на плазмонные резонансы проводов из благородных металлов. Продемонстрирована концентрация дальнего поля в узкий волновой пучок в цепочке серебряных проводов. Установлено, что с ростом числа нанопроводов в цепочке направленность излучения улучшается.

Ил. 8. Библиогр.: 26 назв.

УДК 621.385.6

**Резонансні властивості «яскравих» плазмонів скінченного лінійного ланцюжка нанопроводів з благородних металів** / *Н.П. Стогний, Н.К. Сахненко, О.М. Титаренко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 5 – 11.

Розглянуто резонансні властивості «яскравих» локалізованих плазмонів скінченного лінійного ланцюжка нанопроводів з благородних металів.

Встановлено, що в проміжку між нанопроводами утворюються ділянки значної концентрації поля на просторових масштабах, набагато менших, ніж довжина хвилі. Положення ділянки збільшення концентрації залежить від кількості проводів в ланцюжку. Встановлено, що зі збільшенням кількості нанопроводів та зі зменшенням проміжку між ними концентрація поля збільшується.

Показано як впливає зміна властивостей зовнішнього середовища на плазмонні резонанси проводів з благородних металів. Продемонстрована концентрація дальнього поля у вузький хвилевий пучок в ланцюжку срібних проводів. Встановлено, що зі збільшенням кількості нанопроводів в ланцюжку направленість випромінювання покращується.

Ил. 8. Бібліогр.: 26 назв.

UDC 621.385.6

**Resonance properties of “bright” plasmons of a finite linear chain of nano-wires made of noble metals** / *N. P. Stogniy, N.K. Sakhnenko, O.M. Titarenko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2017. – №188. – P. 5 – 11.

Resonance properties of “bright” localized plasmons of a finite linear chain of nanowires made of noble metals are considered.

It is established that in the gap between the nanowires the areas of strong concentration of a field are formed on spatial scales of much smaller length than the wavelength. Position of the increasing concentration area depends on the number of wires in the chain. It is established that with the increase in the number of nanowires and reduction of the gap between them the field concentration increases.

It is shown how the change of the properties of the external environment acts on the plasmon resonance of wires made of noble metals. The far-field concentration in a narrow wave beam in a chain of silver wires is demonstrated. It was found that with the increase in the number of nanowires in a chain the radiation direction is improving.

8 fig. Ref.: 26 items.

УДК 537.874.6

**Операторный метод в задаче дифракции волны на двух графеновых полосках, расположенных в параллельных плоскостях** / *М. Е. Калиберда, С. А. Погарский* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2017. – Вып. 188. – С.12 – 15.

Рассматривается дифракция плоской  $H$ -поляризованной электромагнитной волны в терагерцовом диапазоне на двух графеновых лентах, лежащих в параллельных плоскостях. Для решения использован операторный метод. Проведено сравнение результатов с результатами, полученными методом гиперсингулярных интегральных уравнений для двух графеновых лент, лежащих в одной плоскости. Представлены зависимости полного сечения рассеяния, коэффициента поглощения от частоты, распределения поля в ближней и дальней зоне на частоте близкой к частоте плазмонного резонанса.

Ил. 7. Библиогр.: 14 назв.

УДК 537.874.6

**Операторний метод в задачі дифракції хвиль на двох графенових смужках, розташованих у паралельних площинах** / М. Є. Каліберда, С. О. Погарський // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 12 – 15.

Розглянуто задачу дифракції плоскої  $H$ -поляризованої електромагнітної хвилі в терагерцовому діапазоні на двох графенових стрічках, які лежать в паралельних площинах. Для розв'язання застосовано операторний метод. Проведено порівняння результатів з результатами, отриманими методом гіперсингулярних інтегральних рівнянь для двох графенових стрічок, які лежать в одній площині. Наведені залежності перетину розсіяння, коефіцієнту поглинання від частоти, розподіл поля в ближній і дальній зоні на частоті близькій до частоти плазмонного резонансу.

Ил. 7. Библиогр.: 14 назв.

UDC 537.874.6

**Operator method in the problem of diffraction of waves on two graphene strips located in parallel planes** / M. E. Kaliberda, S. A. Pogarsky // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2017. – №188. – P. 12 – 15.

Diffraction of the  $H$ -polarized plane electromagnetic wave in the THz range by two graphene strips placed in the parallel planes is considered. The operator method is used for the solution. The comparison of results with results obtained by the method of the hyper-singular integral equations for two graphene strips placed in the same plane is performed. The dependencies of the total scattering cross section, absorbance coefficient vs. frequency as well as near and far fields distribution at the plasmon resonance frequency are presented.

7 fig. Ref.: 14 items.

УДК 537.86

**Резонансная решетка из магнитодиэлектрических резонансных наносфер** / А.И. Козарь // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2017. – Вып. 188. – С. 16 – 19.

На основе интегральных уравнений макроскопической электродинамики предложен расчетный метод изучения рассеяния электромагнитных волн ограниченной резонансной решеткой из малых резонансных магнитодиэлектрических сфер, находящейся во внешней магнитодиэлектрической среде. Представлено аналитическое исследование рассеянных полей резонансной решеткой.

Ил.1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 537.86

**Резонансна решітка з магнітодіелектричних резонансних наносфер** / А.І. Козарь // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 16 – 19.

На основі інтегральних рівнянь макроскопічної електродинаміки запропоновано розрахунковий метод вивчення розсіяння електромагнітних хвиль обмеженою резонансною решіткою із малих резонансних магнітодіелектричних сфер, яка знаходиться у зовнішньому магнітодіелектричному середовищі. Представлено аналітичне дослідження розсіяних полів резонансною решіткою.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назви.

UDC 537.86

**Resonant grating of magnetodielectric resonance nanospheres** / A.I. Kozar // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2017. – №188. – P. 16 – 19.

The design method, based on integral equations of macroscopic electromagnetics, is proposed for studying the electromagnetic waves scattering by the limited resonance grating, made of small resonance magnetodielectric spheres, located in the magnetodielectric environment. The analytical investigations of fields scattered by the resonance grating are presented.

1 fig. Ref.: 4 items.

УДК 537.86.42

**Метод анализа неоднородностей в полосково-щелевых структурах. Ч. 2. Анализ комплексных неоднородностей в трехслойных планарных структурах** / Ю.В. Рассохина, В.Г. Крыжановский // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2017. – Вып. 188. – С. 20 – 25.

Построены алгоритмы анализа неоднородностей в виде скачка ширины в микрополосковой линии передачи конечной длины (индуктивного и емкостного отрезков) с добавлением прямоугольных щелевых резонаторов в заземляющую плоскость. Быстрая сходимость алгоритмов достигается за счет описания функций плотности тока в неоднородной микрополосковой линии передачи через векторные потенциалы для них. Добавление в схему на ступенчатых неоднородностях щелевых резонаторов в заземляющей плоскости приводит к появлению дополнительных частот резонансного отражения и пропускания, по сравнению с характеристиками традиционных ступенчатых неоднородностей. Это позволяет улучшить характеристики и расширить функциональные возможности проектируемых фильтров и согласующих цепей.

Ил. 7. Библиогр.: 5 назв.

УДК 537.86.42

**Метод аналізу неоднорідностей в смужково-щілинних структурах. Ч. 2. Аналіз комплексних неоднорідностей у тришарових планарних структурах** / Ю.В. Рассохина, В.Г. Крыжановський // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 20 – 25.

Побудовано алгоритми аналізу неоднорідностей у вигляді стрибка ширини в мікросмужковій лінії передачі кінцевої довжини (індуктивного та ємнісного відрізків) з додаванням прямокутних щілинних резонаторів в заземлюючу площину. Швидка збіжність алгоритмів досягається за рахунок опису функцій щільності струму в неоднорідній мікросмужковій лінії через векторні потенціали для них. Додавання в схему на східчастих неоднорідностях щілинних резонаторів в заземлюючій площині призводить до появи додаткових частот резонансного відбиття та пропускання, в порівнянні з характеристиками традиційних східчастих неоднорідностей. Це дозволяє поліпшити характеристики і розширити функціональні можливості фільтрів і узгоджувальних ланцюгів, що проектуються.

Ил. 7. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 537.86.42

**The method of discontinuities analysis in microstrip-slotline structures. Part 2: Analysis of complex discontinuities in the three-layered planar structures** / Yu.V. Rassokhina, V.G. Krizhanovski // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2017. – №188. – P. 20 – 25.

Algorithms for analysis of inhomogeneities in the form of a jump of width in a microstrip transmission line of a finite length (inductive and capacitive segments) with the addition of rectangular slot resonators in ground plane were constructed. Fast convergence of the algorithms was achieved through description of the functions of the current density in an inhomogeneous microstrip transmission line using vector potentials for them. Addition of the slotted resonators on the ground plane to the diagram on the stepped discontinuity results in the appearance of additional frequencies of the resonant reflection and transmission, in comparison with the conventional stepwise inhomogeneities This makes it possible to improve performance and expand functionality of the designed filters and matching circuits.

7fig. Ref.: 5items.

УДК 621.373.826

**Распространение сигнала в обычном оптоволокне и фотонно-кристаллическом волокне оптического гироскопа** / Аль-Судани Хайдер Али // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2017. – Вып. 188. – С. 26 – 32.

Фотонно-кристаллические волокна играют главную роль в разработке новых волоконно-лазерных источников сверхкоротких световых импульсов и создании компонентов волоконного формата для контроля таких импульсов. Волоконно-оптический гироскоп – это одна из сфер применения оптических волокон, зависящая главным образом от эффекта Саньяка. Она принадлежит к важным сферам применения в области космической навигации. Предложено использовать фотонно-кристаллическое волокно с полым сердечником 1330nm, Ø10 мкм в оптическом гироскопе. Фотонно-кристаллические волокна демонстрируют специфические свойства и возможности, которые приводят к огромному потенциалу для использования в области измерений.

Ил.6 . Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.373.826

**Поширення сигналу у звичайному оптоволоконні і фотонно-кристалічному волоконні оптичного гіроскопа / Аль-Судані Хайдер Алі // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 26 – 32.**

Фотонно-кристалічні волокна відіграють головну роль в розробці нових волоконно-лазерних джерел надкоротких світлових імпульсів і створенні компонентів волоконного формату для контролю таких імпульсів. Волоконно-оптичний гіроскоп - це одна зі сфер застосування оптичних волокон, що залежить головним чином від ефекту Саньяка. Вона належить до важливих сфер застосування в області космічної навігації. Запропоновано використовувати фотонно-кристалічне волокно з порожнистим сердечником 1330nmλ, Ø10 мкм в оптичному гіроскопі. Фотонно-кристалічні волокна демонструють специфічні властивості і можливості, які призводять до величезного потенціалу для використання в області вимірювань.

Іл. 6. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.373.826

**Signal propagation in conventional optical fiber and photonic crystal fiber in optical gyroscope / Haider Ali Muse // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2017. – №188. – P. 26 – 32.**

Photonic crystal fibers play a major role in the development of new fiber-laser sources of ultrashort light pulses and in creation of components of a fiber size to control these impulses. The fiber optic gyroscope is one of the applications of optical fibers, which depends mainly on the Sagnac effect. It belongs to the important areas of application, namely, to the domain of space navigation. Here it is proposed to use the photonic crystal fiber with a hollow core 1330nmλ, Ø10 mm in the optical gyroscope. Photonic crystal fibers exhibit the specific features and capabilities that lead to a huge potential for use in the field of measurement.

Fig 6. Ref.: 9 items

## **РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ, ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ RADIO ELECTRONIC SYSTEMS, SIGNALS PROCESSING**

УДК 621.396.96: 551.501

**Наземный радиометрический комплекс миллиметрового диапазона волн для задач метеорологии и телекоммуникаций / В. В. Павликов, Н. В. Руженцев, А. Д. Собколов, Д. С. Сальников, А. И. Цона // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 33 – 40.**

Дано краткое описание нового наземного радиометрического комплекса, работающего на частотах 40 и 94 ГГц и обеспечивающего дистанционные непрерывные измерения полного вертикального атмосферного ослабления, значений эффективной температуры и водозапаса жидко-капельной влаги облаков, интегрального влагосодержания парообразной влаги в атмосфере. Особенностью комплекса является наличие режима цифровой обработки протектированных сигналов.

Іл. 4. Бібліогр.: 24 назв.

УДК 621.396.96: 551.501

**Наземный радиометрический комплекс миллиметрового диапазону хвиль для задач метеорологии и телекоммуникаций / В. В. Павликов, М. В. Руженцев, О. Д. Собколов, Д. С. Сальников, О. І. Цона // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 33 – 40.**

Дано короткий опис нового наземного радіометричного комплексу, який працює на частотах 40 та 94 ГГц і забезпечує дистанційні безперервні вимірювання повного вертикального атмосферного ослаблення, значень ефективної температури та водозапасу рідко-крапельної вологи хмар, інтегрального вмісту парообразної вологи в атмосфері. Особливістю комплексу є наявність режиму цифрової обробки сигналів після детектора.

Іл. 4. Бібліогр.: 24 назв.

UDC 621.396.96: 551.501

**Ground-based radiometric complex of millimeter wave band for meteorology and telecommunications applications / V.V. Pavlikov, N.V. Ruzhentsev, A. D. Sobkolov, D.S. Salnikov, A. I. Tsopa // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2017. – №188. – P. 33 – 40.**

The article gives a brief description of a new terrestrial radiometric complex operating at 40 and 94 GHz and providing remote continuous measurements of the total vertical atmospheric attenuation, effective temperature of clouds, liquid water content and vapor water content in the atmosphere. A special feature of the system is the availability of a digital processing mode for detected signals.

4 fig. Ref.: 24 items.



УДК 53.088.6:550.388, 621.396

**Разработка принципов и аппаратуры формирования сигналов тестирования и контроля радара некогерентного рассеяния** / Л.Я. Емельянов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2017. – Вып. 188. – С. 41 – 49.

Рассмотрены принципы и предложено устройство формирования сигналов для тестирования систем радара некогерентного рассеяния (НР) и контроля измерения параметров ионосферы методом НР. Требования к нему выработаны на основе анализа характеристик НР сигнала. Устройство позволяет оперативно контролировать основные параметры радиотехнических систем радара и точность определения параметров ионосферы, таких как температуры ионов и электронов, скорость движения ионосферной плазмы, а также тестировать и оптимизировать алгоритмы и программы обработки шумоподобных сигналов.

Табл. 3. Ил. 7. Библиогр.: 27 назв.

УДК 53.088.6:550.388, 621.396

**Розробка принципів і апаратури формування сигналів тестування і контролю радара некогерентного розсіяння** / Л.Я. Ємельянов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 41 – 49.

Розглянуто принципи та запропоновано пристрій формування сигналів для тестування систем радара некогерентного розсіяння (НР) і контролю вимірювання параметрів іоносфери методом НР. Вимоги до нього вироблені на основі аналізу характеристик НР сигналу. Пристрій дозволяє оперативно контролювати основні параметри радіотехнічних систем радара, точність визначення параметрів іоносфери, таких як температури іонів і електронів, швидкість руху іоносферної плазми, а також тестувати і оптимізувати алгоритми та програми обробки шумоподібних сигналів.

Табл. 3. Іл. 7. Бібліогр.: 27 назв.

UDC 53.088.6:550.388, 621.396

**Development of principles and equipment for formation of signals for testing and monitoring the incoherent scatter radar** / L.Ya. Emelyanov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2017. – №188. – P. 41 – 49.

Principles of testing the incoherent scatter (IS) radar are considered. The equipment for the formation of signals for testing the IS radar systems and monitoring the measurement of ionosphere parameters by the IS technique is proposed. Requirements to it were developed based on analysis of the characteristics of the IS signal. The equipment makes it possible to check fast the main parameters of radar systems and the accuracy of the ionospheric parameters such as the ion and electron temperatures and the ionosphere plasma drift velocity, as well as to test and optimize algorithms and programs for processing noise-like signals.

3 tab. 7 fig. Ref.: 27 items.

УДК 621.371

**Влияние вибрации контролируемого объекта на работу измерительной ретрансляционной системы** / А.Ф. Величко, К.В. Нетребенко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2017. – Вып. 188. – С. 50 – 55.

Повышение точности и надежности измерения параметров технологических процессов является актуальной задачей. Вместе с тем, одним из наиболее существенных факторов, препятствующих ее реализации, является производственная вибрация. В работе описывается механизм воздействия вибрации на фазовый набег радиоволны - информационный параметр сигнала, используемый в измерительных ретрансляционных системах (ИРС). Математическое моделирование подтвердило существенность влияния вибрации на точность измерений, а также позволило выявить условия, при которых это влияние сводится к нулю. Эти наблюдения легли в основу предложенного алгоритма обработки данных ИРС, позволяющего снизить влияние вибрации на точность измерений.

Ил. 6. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.371

**Вплив вібрації об'єкта, що контролюється, на роботу вимірювальної ретрансляційної системи** / А.Ф. Величко, К.В. Нетребенко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 50 – 55.

Підвищення точності й надійності виміру параметрів технологічних процесів є актуальною задачею. Разом із цим, одним з найбільш впливових факторів, що перешкоджає її реалізації, є виробнича вібрація. Описано механізм впливу вібрації на фазовий набіг радіохвилі - інформаційний параметр

сигналу, що використовується у вимірювальних ретрансляційних системах (ВРС). Математичне моделювання підтвердило суттєвість впливу вібрації на точність вимірів, а також дозволило виявити умови, за яких цей вплив зникає. Ці спостереження лягли в основу запропонованого алгоритму обробки даних ВРС, який дозволяє зменшити вплив вібрації на точність вимірів.

Лл. 6. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.371

**The effect of vibration of the controlled object on the measuring relay system** / *A.F. Velichko, K.V. Netrebenko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2017. – №188. – P. 50 – 55.

The increase in accuracy and reliability of measuring the technological process parameters is an urgent task. However, the industrial vibration is one of the most significant obstacles to its implementation. The mechanism of vibration impact on the radiowave phase shift — the information parameter of the signal used in the measurement relay system (MRS) is described here. Mathematical modeling has confirmed the notability of the impact of vibration on the measurement accuracy, and also revealed the conditions under which this influence is reduced to zero. These observations form the basis of the proposed processing algorithm for MRS to reduce the impact of vibration on the measurement accuracy.

6 fig. Ref.: 12 items.

УДК 004.042

**Оценка точности определения поступательной скорости видеокамеры по данным оптического потока** / *А.А. Молчанов, В.И. Кортунюв* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. - 2017. – Вып. 188. – С. 56 – 64.

Оптический поток предоставляет огромные возможности для навигации малых или микробеспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в средах со слабым или отсутствующим сигналом GNSS. Предложен метод определения динамических параметров движения на основе алгоритма вычисления оптического потока с взвешиванием блоков изображений. Показана возможность использования предлагаемых подходов для оценки поступательной скорости движения. Представлены результаты моделирования движения БПЛА по подстилающей поверхности и дана оценка точности определения параметрам движения с помощью оптического датчика. Результаты экспериментов подтверждают, что использование текстурного анализа повышает точность определения оптического потока при оценке параметров движения.

Табл. 1. Ил. 11. Библиогр.: 13 назв

УДК 004.042

**Оцінка точності визначення поступової швидкості відеокамери за даними оптичного потоку** / *А.О. Молчанов, В.І. Кортунюв* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 56 – 64.

Оптичний потік надає величезні можливості для навігації малих або мікробезпілотних літальних апаратів (БПЛА) в середовищах зі слабким або відсутнім сигналом GNSS. Запропоновано метод визначення динамічних параметрів руху на основі алгоритму обчислення оптичного потоку з зважуванням блоків зображень. Показана можливість використання пропонувані підходів для оцінки поступальної швидкості руху. Представлені результати моделювання руху БПЛА по підстильній поверхні і дана оцінка точності визначення параметрів руху за допомогою оптичного датчика. Результати експериментів підтверджують, що використання текстурного аналізу підвищує точність визначення оптичного потоку при оцінці параметрів руху.

Табл. 1. Лл. 11. Бібліогр.: 13 назв.

UDC 004.042

**Estimation of accuracy of determining video camera translational velocity according to optical flow data** / *A.A. Molchanov, V.I. Kortunov* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2017. – №188. – P. 56 – 64.

Optical flow provides a tremendous opportunity for the navigation of small or micro unmanned aerial vehicles (UAVs) in the environments with a weak or absent GNSS signal. A method was proposed for determining the dynamic movement parameters based on optical flow algorithm for computing image units with weighting. The possibility of using the proposed approaches for estimating the translational velocity was given. The results of the UAV motion simulation on the underlying surface and the estimation accuracy of the determination of motion parameters using an optical sensor were shown. The experimental results confirm that the use of texture analysis increases the accuracy of the optical flow motion estimation parameters.

1 tab. 11 fig. Ref.:13 items.

УДК 621.383

**Анализ эффективности однопроходового усилителя в излучателе резонансного лидара / А.А. Зарудный // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2017. – Вып. 188. – С. 65 – 69.**

Рассматривается методика расчета эффективности однопроходового усилителя на красителе с ламповой накачкой в излучателе резонансного лидара с учетом влияния усиленного шума в активной среде. Результаты расчетов свидетельствуют о том, что основным механизмом ограничения энергии излучения при увеличении протяженности активной среды усилителя является усиленный радиационный шум.

Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.383

**Аналіз ефективності однопрохідного підсилювача у випромінювачі резонансного лідару / О.А. Зарудний // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 65 – 69.**

Розглянуто фізичну модель процесу підсилення у рідинному підсилювачі на органічному барвнику із ламповою накачкою з урахуванням впливу підсиленого шуму в активному середовищі. Результати розрахунків свідчать про те, що основним механізмом обмеження енергії випромінювання при збільшенні довжини активного середовища підсилювача є посилений радіаційний шум.

Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.383

**Analysis of one-pass amplifier efficiency in the resonant lidar emitter / O. A. Zarudny // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2017. – №188. – P. 65 – 69.**

The methods for calculating efficiency of a dye lamp-pumped one-pass amplifier in the emitter resonance lidar are considered taking into account the effect of noise amplification in the active medium. The calculation results indicate that the main mechanism of radiation energy limitation with the increase in the length of the amplifier active medium is the amplified radiation noise.

Ref.: 5 items.

УДК 621.372; 616.12-073.7

**Адаптивные алгоритмы устранения электромиографического шума в сигнале электрокардиограммы / Н.О. Тулякова, А.Н. Трофимчук, А.Е. Стрижак // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2017. – Вып. 188. – С. 70 – 78.**

Рассмотрены адаптивные алгоритмы фильтрации электромиографического (ЭМГ) шума в сигнале электрокардиограммы (ЭКГ). С помощью численного моделирования для тестового сигнала ЭКГ, регистрируемого с частотой дискретизации 500 Гц, получены статистические оценки эффективности подавления шума, описываемого симметричным  $\alpha$ -стабильным распределением, моделирующим ЭМГ шум, по критериям среднеквадратической ошибки и отношения сигнал/шум. Показано, что предложенными адаптивными мириадами фильтрами обеспечивается высокое качество подавления ЭМГ шума в ЭКГ при возможной реализации обработки в реальном времени.

Табл. 1. Ил. 5. Библиогр.: 21 назв.

УДК 621.372; 616.12-073.7

**Адаптивні алгоритми усунення електроміографічного шуму в сигналі електрокардіограми / Н.О. Тулякова, О.М. Трофимчук, О.Є. Стрижак // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 70 – 78.**

Розглянуто адаптивні алгоритми фільтрації електроміографічного (ЕМГ) шуму в сигналі електрокардіограми (ЕКГ). За допомогою численного моделювання для тестового сигналу ЕКГ, що реєструється з частотою дискретизації 500 Гц, отримані статистичні оцінки ефективності придушення шуму, що описується симетричним  $\alpha$ -стабільним розподілом, що моделює ЕМГ шум, за критеріями середньоквадратичної помилки та відношення сигнал/шум. Показано, що запропонованими адаптивними міриадними фільтрами забезпечується висока якість придушення ЕМГ шуму в ЕКГ при можливій реалізації обробки в реальному часі.

Табл. 1. Іл. 5. Бібліогр.: 21 назв.

UDC 621.372; 616.12-073.7

**Adaptive algorithms for elimination of electromyographic noise in the signal of the electrocardiogram / N. O. Tulyakova, A. N. Trofimchuk, A. E. Strizhak // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2017. – №188. – P. 70 – 78.**

Adaptive filtering algorithms for removing electromyographic (EMG) noise from electrocardiographic

signal (ECG) are considered. Statistical characteristics of suppressing noise, described by symmetric  $\alpha$ -stable distribution that models EMG, are obtained for mean square error and signal-to-noise ratio using numerical simulations for test ECG signal, registered with a sampling rate of 500 Hz. It is shown that the proposed adaptive myriad filters provide a high quality of the EMG removal in the ECG with a possible realization of processing in real time.

1 tab. 5 fig. Ref.: 21 items.

УДК 615.47:616-072.7

**Анализ динамики вариабельности ритма сердца при длительном мониторинговании** / О.Н. Величко, О.М. Дацюк // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2017. – Вып. 188. – С.79 – 85.

Рассматриваются вопросы анализа тахограммы RR-интервалов в режиме реального времени. Предложен способ представления фрагмента тахограммы в двумерном пространстве признаков, определены границы зоны физиологической нормы.

Ил. 5. Библиогр.: 4 назв.

УДК 615.47:616-072.7

**Аналіз динаміки варіабельності ритму серця при тривалому моніторингуванні** / О.М. Величко, О.М. Дацюк // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 79 – 85.

Розглядаються питання аналізу тахограми RR-інтервалів у режимі реального часу. Запропоновано спосіб представлення фрагмента тахограми в двовимірному просторі ознак, визначено межі зони фізіологічної норми.

Іл. 5. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 615.47:616-072.7

**Analysis of dynamics of heart rate variability during continuous monitoring** / O.N. Velichko, J.M. Datsok // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2017. – №188. – P. 79 – 85.

Questions of analysis of RR-intervals tachogram in real time are considered. The method of representation of the tachogram fragment in two-dimensional parameters space was proposed, the boundaries of the physiological normal zone were defined.

Fig. 5. Ref.: 4 items.

## ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СЕТИ И СИСТЕМЫ TELECOMMUNICATION NETWORKS AND SYSTEMS

УДК 681.391

**Математическая и физическая природа пропускной способности** / С.Г. Рассомахин // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2017. – Вып. 188. – С. 86 – 106.

Рассмотрены классические методологические подходы к определению пропускной способности каналов передачи информации. Показано противоречие аналитического и геометрического определения максимально достижимой скорости передачи. Проанализирована объективность правила максимального правдоподобия при его использовании в каналах низкого качества при малом отношении сигнал/шум. Корректно сформулирован математический и физический смысл пропускной способности. Доказана инвариантность пропускной способности к виду распределения шума в непрерывных каналах, обозначены основные причины проблем в развитии теории передачи информации.

Рис. 8. Библиогр.: 12 назв.

УДК 681.391

**Математична та фізична природа пропускної спроможності** / С.Г. Рассомахин // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 86 – 106.

Розглянуто класичні методологічні підходи до визначення пропускної спроможності каналів передачі інформації. Показано протиріччя аналітичного і геометричного визначення максимально досяжної швидкості передачі. Здійснено аналіз об'єктивності правила максимальної правдоподібності при його використанні в каналах низької якості при малому відношенні сигнал/шум. Проведено коректне формулювання математичного та фізичного сенсу пропускної спроможності. Доведено інваріантність пропускної спроможності до виду розподілу шуму в неперервних каналах. Окреслено основні причини кризи в розвитку теорії передачі інформації.

Рис. 8. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 681.391

**Mathematical and physical nature of channel capacity** / *S.G. Rassomakhin* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2017. – №188. – P. 86 – 106.

The classic methodological approaches to the determination of channel capacity have been considered. The contradiction between analytical and geometric definitions of maximum achievable transmission rate has been shown. Objectivity of the maximum likelihood rule usage in low-quality channels with low signal/noise ratio has been analyzed. The correct formulation of the mathematical and physical content of channel capacity has been made. Invariance of capacity to a noise distribution in continuous channels has been proved. The main causes of the crisis in development of information transmission theories have been indicated.

8 Fig. Ref.: 12 items.

УДК 621.391.1

**Метод синтеза производных систем сигналов на основе криптографических дискретных последовательностей символов** / *И.Д. Горбенко, А.А. Замула, Е.А. Семенко, В.Л. Морозов* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2017. – Вып. 188. – С. 107 – 115.

Сформулированы требования к выбору систем сложных сигналов - переносчиков данных для применения в многопользовательских широкополосных телекоммуникационных системах (ТКС), для которых предъявляются повышенные требования по обеспечению помехозащищенности, помехоустойчивости, скрытности функционирования и информационной безопасности данных. Представлены концептуальные основы синтеза нового класса сложных сигналов - криптографических сигналов (КС). Обосновывается целесообразность применения КС в защищенных ТКС, в том числе, при формировании производных систем сигналов, с целью улучшения показателей помехозащищенности, помехоустойчивости, скрытности функционирования и информационной безопасности данных в защищенных ТКС.

Табл. 4. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391.1

**Метод синтезу похідних систем сигналів на основі криптографічних дискретних послідовностей символів** / *І.Д. Горбенко, О.А. Замула, Е.А. Семенко, В.Л. Морозов* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 107 – 115.

Сформульовано вимоги до вибору систем складних сигналів - переносників даних для застосування в багатокористувачевих ширококутових телекомунікаційних системах (ТКС), для яких пред'являються підвищені вимоги щодо забезпечення завадозахищеності, завадостійкості, скритності функціонування та інформаційної безпеки даних. Представлено концептуальні основи синтезу нового класу складних сигналів - криптографічних сигналів (КС). Обґрунтовується доцільність застосування КС в захищених ТКС, в тому числі, при побудові похідних систем сигналів, з метою поліпшення показників завадозахищеності, завадостійкості, скритності функціонування та інформаційної безпеки даних в захищених ТКС.

Табл. 4. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391.1

**Method for synthesis of derivative signals systems based on cryptographic discrete sequences of symbols** / *I.D. Gorbenko, A.A. Zamula, E.A. Semenko, V.L. Morozov* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2017. – №188. – P. 107 – 115.

The requirements have been formulated for choosing systems of complex signals-data carriers for the use in multiuser broadband telecommunication systems (TCS), which have increased requirements for noise immunity, stealth operation and information security data. The conceptual bases of synthesis of a new class of complex cryptographic signals (CS) have been presented. The expediency of the CS application to the protected TCS, including the construction of derivative signal systems to improve the performance of noise immunity, stealth operation and information security data in the protected TCS, have been substantiated.

4 tab. Ref.: 5 items.

УДК 621.391.81: (656.254.16)

**Особенности расчета энергетических характеристик каналов подвижной радиосвязи** / *Н.Н. Горобец, А.А. Елизаренко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2017. – Вып. 188. – С. 116 – 125.

Проведен сравнительный анализ энергетических характеристик каналов подвижной радиосвязи, которые определены по наиболее распространенным моделям.

Большую точность прогнозирования позволяет обеспечить корректировка параметров модели по результатам экспериментальных исследований в конкретных условиях. Предложена усовершенствованная статистическая модель расчета энергетических характеристик каналов подвижной радиосвязи в условиях влияния инфраструктуры железных дорог, что позволяет оптимизировать проектные решения по технико-экономическим показателям.

Ил. 4. Библиогр.: 13 назв.

УДК 621.391.81: (656.254.16)

**Особливості розрахунку енергетичних характеристик каналів рухомого радіозв'язку** / М.М. Горобець, А.О. Слізаренко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 116 – 125.

Проведено порівняльний аналіз енергетичних характеристик каналів рухомого радіозв'язку, які визначені за найбільш поширеними моделями.

Більшу точність прогнозування дозволяє забезпечити корегування параметрів моделі за результатами експериментальних досліджень в конкретних умовах. Запропоновано удосконалену статистичну модель розрахунку енергетичних характеристик каналів рухомого радіозв'язку в умовах впливу інфраструктури залізниць, що дозволяє оптимізувати проектні рішення за технико-економічними показниками.

Ил. 4. Библиогр.: 13 назв.

UDC 621.391.81: (656.254.16)

**Features of calculating energy characteristics of mobile radio communication channels** / N.N. Gorobets, A. A. Yelizarenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2017. – №188. – P. 116 – 125.

A comparative analysis of the energy characteristics of mobile radio channels, defined according to their most common models, was carried out.

Adjustment of the model parameters by the results of experimental studies in the specific conditions made it possible to provide more accurate prediction. Based on the results of experimental studies an improved statistical model was suggested for calculating the energy performance of mobile radio channels in terms of the effects of the railway infrastructure, which made it possible to optimize the design decisions on technical and economic indicators.

4 fig. Ref.: 13 items.

УДК 621.391

**Сравнительный анализ методов оценки направления прихода сигналов** / Н.В. Москалец // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 126 – 135.

В основе представленного анализа методов углового сверхразрешения сигналов рассматриваются шесть методов: неадаптивного формирования луча, Кейпона, теплового шума, Борджотти - Лагунаса, максимальной энтропии, многосигнальной классификации (MUSIC). Представлена сравнительная характеристика методов с оценкой их достоинств, недостатков и присущих им ограничений. Проводится оценка теоретической предельной разрешающей способности данных методов. Представленный анализ и полученные результаты исследований дают возможность выбрать наиболее эффективный метод определения направления прихода сигналов в соответствии с заданными параметрами сигнально-помеховой обстановки при действующих ограничениях.

Ил.5. Библиогр.: 14 назв.

УДК 621.391

**Порівняльний аналіз методів оцінки напрямку приходу сигналів** / М.В. Москалец // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 126 – 135.

В основі представленого аналізу методів сверхроздільної здатності сигналів розглядаються шість методів: неадаптивне формування променя, Кейпона, теплового шуму, Борджотти - Лагунаса, максимальної ентропії, многосигнальної класифікації (MUSIC). Представлена порівняльна характеристика методів з оцінкою їх переваг, недоліків та властивих їм обмежень. Проводиться оцінка теоретичної граничної роздільної здатності даних методів. Представлений аналіз і отримані результати досліджень дають можливість зробити вибір найбільш ефективного методу визначення напрямку приходу сигналів відповідно до заданих параметрів сигнально-завадovій обстановки при діючих обмеженнях.

Ил.5. Библиогр.: 14 назв.

UDC 621.391

**Comparative analysis of methods for estimation of signals arrival direction** / *M.V. Moskalets* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2017. – №188. – P. 126 – 135.

Six methods are considered in the analysis of the methods for angular superresolution of the signals: non-adaptive beamforming, Kapon, thermal noise, Borgiotti-Lagunas, maximal entropy and multiple signal classification (MUSIC). The comparative characteristic of the methods with assessing their advantages, disadvantages and limitations is given. Theoretical resolution of these methods is assessed. The presented analysis and obtained research results make it possible to select the most effective method for determining the arrival of signals in accordance with the given parameters of signal-to-noise ratio under restrictions.

5 fig. Ref: 14 items.

УДК 654.16:621.391.82

**Метод обеспечения электромагнитной совместимости при когнитивном распределении пространственно-временного ресурса в сетях мобильных связи** / *А.В. Коляденко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2017. – Вып. 188. – С. 136 – 140.

Рассмотрена задача распределения пространственно-временного ресурса в сети мобильной связи. Предложено решение, основанное на пространственно-временном доступе, когда каждому из активных абонентов выставляется узкий луч, ширина которого может составлять менее градуса.

Ил.3. Библиогр.: 9 назв.

УДК 654.16:621.391.82

**Метод забезпечення електромагнітної сумісності при когнітивному розподілі просторово-часового ресурсу в мережах мобільних зв'язку** / *О.В. Коляденко* // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2017. – Вип. 188. – С. 136 – 140.

Розглянуто задачу розподілу просторово-часового ресурсу в мережі мобільного зв'язку. Запропоновано рішення, засноване на просторово-часовому доступі, коли кожному з активних абонентів виставляється вузький промінь, ширина якого може складати менше градуса.

Іл. 3. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 654.16:621.391.82

**Method for electromagnetic compatibility support under cognitive distribution of the space-time resource in mobile communication networks** / *A.V. Kolyadenko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2017. – №188. – P. 136 – 140.

The problem of the space-time resource distribution in the mobile communication network is considered. The solution is proposed based on the space-time domain, when a narrow beam of a width less than a degree, is given to each of the active subscribers.

3 fig. Ref.: 9 items.