

621.396(06)
P15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 172



827828

НБ ХНУРЕ

2013

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2013

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 № 20 от 29.03. 2013.

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

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

СОДЕРЖАНИЕ

<i>Памяти Владимира Михайловича Шокало</i>	5
<i>Н.П. Стогний, Н.К. Сахненко</i> Нестационарный отклик поверхностно плазмона металлического нанопровода на изменение показателя преломления внешнего пространства	7
<i>М. Е. Калиберда, С. А. Погарский, В. А. Белоусов</i> Метод гиперсингулярных интегральных уравнений в задаче дифракции на конечном метаматериале на основе разомкнутых прямоугольных рамок	14
<i>О.А. Войтович, А.М. Линкова, Г.А. Руднев, Г.И. Хлопов, С.И. Хоменко</i> Измерение коэффициента усиления больших антенн в существенно ближней зоне	18
<i>В.А. Петров, О.Л. Шилева, Б.В. Жуков</i> Оценка СВЧ поля за радиогоризонтом по измеренному профилю коэффициента преломления воздуха	24
<i>В. П. Мальцев, Г.И. Хлопов</i> Флуктуации когерентных сигналов миллиметрового диапазона при зондировании почвы с малых высот	32
<i>А.И.Литвин-Попович</i> Модели рассеянных сигналов в радиолокационных системах вертикального зондирования атмосферы	41
<i>А.А. Замула</i> Метод построения многофазных характеристических дискретных сигналов	47
<i>А.Б. Веселовская</i> Двухчастотное зондирование полидисперсной среды в виде капель эллипсоидальной формы	51
<i>Ю.Б. Гимпилевич, Д.А. Савочкин</i> Моделирование процесса обнаружения конечного числа точечных объектов радаром со ступенчатой частотной модуляцией зондирующего сигнала	61
<i>В.М.Карташов, С.И.Бабкин, Д.Н.Куля</i> К вопросу о возможности регистрации влажности воздуха при корреляционной обработке сигналов системы радиоакустического зондирования	67
<i>В.А. Душена, М.Л. Усс</i> Учет информативности при совмещении оптических изображений в задачах корреляционно-экстремальной навигации	72
<i>H.D. Al-Janabi, Y. T. Hussain</i> Using LTE Technology in Wirelsss Sensor Networks	81
<i>А.В. Писаренко</i> Оптимальные за швидкодією керування консервативними процесами	88
<i>Г.З. Халимов</i> Композиционное универсальное хеширование по кривым Ферма в простом поле	97
<i>А.В. Казимиров, Р.В. Олейников</i> Метод построения нелинейных узлов замены на основе градиентного спуска	104
<i>Ю.С. Яремчук</i> Спеціалізовані процесори шифрування інформації без попереднього розподілу ключів на основі рекурентних послідовностей	109
<i>И.В. Наумейко, Р.Дж. Аль-Азави</i> Еще одна динамическая модель марковской системы человек-машина-среда, на которую действуют вредные факторы	118
<i>Б.П. Ефимов, А.Н. Кулешов, А.О. Пузанов, М.О. Хорунжий</i> Факельный СВЧ разряд в однопроводной линии: экспериментальная установка и результаты исследований	125
<i>О.М. Бітченко, Л.Б. Макаров, О.І. Цопа, Г.Ф.Коняхін</i> Неалгебраїчний декодер коригувальних кодів	134
<i>Е.Э. Белоусова, О.Н. Пастушенко</i> Анализ влияния частоты дискретизации на качество формирования квадратурной составляющей для некоторых сигналов	141
<i>А.Ю. Липинский, А.Н. Рудякова, В.В. Данилов</i> Моделирование процесса динамического изменения архитектуры оптоэлектронной акустооптической вычислительной среды	147
<i>О.Г. Аврунин</i> Методика метрологической аттестации риноманометров при использовании расходомера на основе сопла Вентури	154
<i>Н.М. Калужный, А.М. Попов, В.А. Ковшарь</i> Методика оценивания эффективности функционирования системы мониторинга общих пользователей радиочастотного ресурса на основе пространственно-частотно-временного подхода. Часть 1	161
РЕФЕРАТЫ	169

CONTENT

<i>In remembrance of Vladimir Mikhailovich Shokalo</i>	5
<i>N.P. Stognii, N.K. Sakhnenko</i> Transient response of metal nanowire surface plasmon on refractive index change of external space	7
<i>M. E. Kaliberda, S. A. Pogarsky, V. A. Belousov</i> Method of hypersingular integral equations in the diffraction problem on the finite metamaterial based on the rectangular splitting boxes	14
<i>O.A. Voitovych, A.M Linkova, G.O. Rudnev, G.I. Khlopov, S.I. Khomenko</i> Measurement of gain coefficient of large antennas in the substantially near-field region	18
<i>V.A. Petrov, O.L. Shylyaeva, B.V. Zhukov</i> Estimation of UHF field beyond the radio horizon by the measured profile of air refractive index	24
<i>V. P. Maltsev</i> Fluctuations of millimeter-wave-band coherent signals when sounding the ground from low altitudes	32
<i>A.I. Lytvyn-Popovych</i> Backscattered signal models in radar wind profiler systems	41
<i>A.A. Zamula</i> Method for forming an ensemble of the characteristic discrete signals	47
<i>G.B. Veselovska</i> Double-frequency of polydisperse medium with ellipsoidal water drops	51
<i>Yu.B. Gimpilevich, D.A. Savochkin</i> Modeling of the process for the point objects finite set detection with the stepped frequency radar	61
<i>V.M.Kartashov, S.I.Babkin, D.N.Kulya</i> On the possibility of air humidity registration at correlation signal processing for radio-acoustic sounding systems	67
<i>V.A. Dushepa, M.L. Uss</i> Informativeness accounting for optical image registration in image-based navigation tasks	72
<i>H.D. Al-Janabi, Y. T. Hussain</i> Using of LTE technology in wireless sensor networks	81
<i>A.V. Pysarenko</i> Time optimal control of conservative processes	88
<i>G.Z. Khalimov</i> Compositional universal hashing from Fermat curves in a prime field	97
<i>O. Kazymyrov, R. Oliynykov</i> Method for constructing replacement nonlinear components based on gradient descent	104
<i>Iu. Iaremchuk</i> Specialized processors of information encryption without preliminary key distribution based on recurrent sequences	109
<i>I.V. Naumeyko, R.J. Alazawi</i> Another dynamic model of Markovian human-machine-environment system affected by some hazard	118
<i>B.P. Yefimov, A.N. Kuleshov, A.O. Puzanov, M.O. Khorunzhiy</i> Torch discharge in a single-wire line: experimental setup and investigation results	125
<i>A. Bitchenko, L. Makarov, O. Tsopa, G. Koniahin</i> Nonalgebraic decoder correcting codes	134
<i>E.E. Belousova, O.N. Pastushenko</i> Analysis of the impact the sampling frequency on the quality of quadrature components formation for certain signals	141
<i>A.Y. Lipinskii, A.N. Rudiakova, V.V. Danilov</i> Modeling of optoelectronic acousto-optic computing environment's dynamic reconfiguration process	147
<i>O.G. Avrunin</i> Methods of metrological certification rhynomanometers with using Venturi flowmeter	154
<i>N.M. Kalyuzhny, A.M. Popov, V.A. Kovshar</i> Methods of evaluation of efficiency functioning of the monitoring of general users of radio frequency resource based on the space-time-frequency approach. Part 1	161
ABSTRACTS	169



Шокало Владимир Михайлович
(1948 – 2013)

18 февраля 2013 г. ушел из жизни прекрасный человек, талантливый ученый и педагог, заведующий кафедрой «Основы радиотехники» Харьковского национального университета радиотехники, профессор, доктор технических наук, главный редактор журнала «Радиотехника» Владимир Михайлович Шокало.

Шокало В. М. родился 19 мая 1948 г. в г. Хорол Полтавской обл. В 1971 году он закончил радиотехнический факультет Харьковского института радиотехники (ХИРЭ) по специальности «Радиотехника».

Вся его трудовая жизнь неотделима от радиотехнического факультета сначала Харьковского института радиотехники, а позже – Харьковского национального университета радиотехники (ХНУРЭ). С 1971 г. он работал инженером, ст. инженером, ст. научным сотрудником, ассистентом, доцентом. В 1997 году был назначен зав. кафедрой основ радиотехники (ОРТ) и деканом радиотехнического факультета (РТ), а с 2000 по 2005 г. – директор института радиотехники и электроники ХНУРЭ. Таковы были ступени его профессионального роста.

Одновременно Владимир Михайлович много работал над повышением своей научной квалификации. В 1979 году он успешно защитил в г. Москве кандидатскую, а в 1996 г. – докторскую диссертации. Его научные интересы связаны с высокими технологиями в области микроволновой техники и систем передачи информации. Существенный научный вклад Шокало В. М. внес в различные области радиотехники: развитие теории активных передающих антенн, крупноапертурных ректенн; повышение точности местоопределения объектов методами *GPS*-навигации; моделей распространения радиоволн в уличных и коридорных радиоканалах; оценки защищенности цифровых систем передачи информации.

Личным достижением Шокало В. М. в экспериментальной работе является проведение первых опытов в Украине по передаче энергии микроволновым лучом. Теоретические и экспериментальные работы его внедрены при создании антенн для самолета ЯК-42, радиоэлектронной аппаратуры для международной космической станции «Альфа», сети *GPS*-станций в Украине.

За время своей научной деятельности он опубликовал 4 монографии, 4 учебника, 4 учебных пособия, 250 научных работ, 11 авторских свидетельств на изобретения, подготовил одного доктора и 7 кандидатов наук.

Много сил и энергии было отдано Шокало В. М. для становления и развития кафедры основ радиотехники и ее научного центра. Создан целый ряд новых учебных лабораторий, приобретено новое современное оборудование, открыты новые специальности и собран коллектив преподавателей. Все это позволило кафедре ОРТ стать ведущей кафедрой ХНУРЭ и одной из лучших радиотехнических кафедр в Украине.

Высокий научный авторитет и организаторские способности Владимира Михайловича ярко проявлялись в общественной и международной деятельности. Наиболее значимые результаты этой работы: главный редактор всеукраинского сборника «Радиотехника», редактор американского журнала *Telecommunication and Engineering*, председатель и заместитель председателя специализированных ученых советов ХНУРЭ, член экспертного совета Государственной аккредитационной комиссии по секции энергетика и электроника, член научно-технического совета МОНМС Украины по направлению «Радиотехника» и «Системы технической защиты информации», академик международных академий связи и прикладной радиоэлектроники (Беларусь, Россия, Украина).

Его заслуги в развитии высшего образования и науки в Украине отмечены наградами: Почетная грамота МОН Украины (1999), знак «Отличник образования Украины» (2002) и знак «За научные достижения» (2006), *Senior Member IEEE* (2004), почетный доктор Одесского национального политехнического университета, почетный профессор НТУ «Львівська політехніка» и Севастопольского национального технического университета.

В 2012 г. коллектив ученых, возглавляемых профессором Шокало В. М., выдвинут на присуждение Государственной премии Украины в области науки и техники за цикл учебников «Основи теорії кіл» (в 2-х т.), «Електродинаміка та поширення радіохвиль» (в 2-х т.).

Владимир Михайлович Шокало был талантливым ученым, требовательным руководителем, отзывчивым и верным другом. Светлая память о нем навсегда останется в сердцах его друзей, учеников и коллег.

Коллектив кафедры основ радиотехники ХНУРЭ

НЕСТАЦИОНАРНЫЙ ОТКЛИК ПОВЕРХНОСТНОГО ПЛАЗМОНА МЕТАЛЛИЧЕСКОГО НАНОПРОВОДА НА ИЗМЕНЕНИЕ ПОКАЗАТЕЛЯ ПРЕЛОМЛЕНИЯ ВНЕШНЕГО ПРОСТРАНСТВА

Введение

Наноразмерные частицы и провода являются предметом растущего интереса ввиду возможности сильной локализации света за счет возбуждения поверхностных плазмонов [1]. Плазмонные колебания возникают на поверхности раздела металл-диэлектрик и обусловлены коллективными осцилляциями электронов. Плазмоны могут существовать только в зоне непрозрачности металлов, когда действительная часть их диэлектрической проницаемости отрицательна.

Если наночастицы (нанопровода) находятся в непосредственной близости друг от друга (образуют кластер, агрегат), их плазмонные резонансы являются комбинациями плазмонных резонансов уединенных частиц (проводов) [2 – 4]. Фундаментальные свойства наноструктур, такие как высокая чувствительность к окружающей среде (для биосенсорных применений) или улучшенная направленность излучения (для наноантенных применений), могут быть скорректированы подбором размера и положения составляющих элементов.

Использование плазмонных резонансов представляется многообещающим в плане обнаружения и диагностики рака на ранних стадиях. Наночастицы прикрепляются к поверхности раковых клеток или попадают внутрь, в то время как здоровые клетки не связываются с наночастицами. Для визуализации накопления наночастиц в злокачественных опухолях возможно использование, например, магнитно-резонансной томографии [5 – 6].

Особый интерес представляет исследование реакции биосенсора на изменение во времени показателя преломления окружающей среды, вызванного изменением концентрации биоматериала на его поверхности [7 – 8]. В данной работе рассмотрено аналитическое решение задачи преобразования поверхностного плазмона, возбужденного на границе серебряного нанопровода, в результате изменения во времени показателя преломления. В случае скачкообразного изменения показателя преломления построено аналитическое решение в виде преобразования Лапласа. Обратное преобразование во временную область осуществлялось с помощью оценки вычетов в особых точках и интегралов вдоль разрезов комплексной плоскости. Такое рассмотрение гарантирует получение результатов с контролируемой точностью, а также простоту интерпретации наблюдаемых явлений. Это отличает данный подход от прямых численных методов, которые сейчас пользуются большой популярностью, например метод конечных разностей во временной области [9 – 11], требующих огромных вычислительных затрат и испытывающих затруднения при моделировании открытых и криволинейных границ.

Постановка задачи и ее решение

Рассматривается круговой плазменный цилиндр бесконечной протяженности радиусом a , который является моделью металлического нанопровода. Цилиндр ориентирован вдоль оси Oz , в поперечном сечении цилиндра введены полярные координаты (ρ, φ) . На поверхности металлического провода плазмонные резонансы возможны только в случае перпендикулярной поляризации. Зависящая от частоты диэлектрическая проницаемость описывается моделью Дрude

$$\varepsilon_p(\omega) = \varepsilon_\infty - \frac{\omega_p^2}{\omega(\omega - i\gamma)}, \quad (1)$$

где ω_p – плазменная частота, γ – затухание. Нанопровод расположен в недиспергирующем диэлектрике с показателем преломления n_1 . Предположим, что на поверхности данного нанопровода возбужден поверхностный плазмон. Обозначим через h_0 z – координату его магнитного поля, которую можно представить в виде [12]:

$$h_0 = H_0 \begin{cases} b_k J_k(n_p k_0 \rho) \cos k\varphi \cdot e^{-i\omega t^*}, & \rho < a, \\ H_k^{(2)}(n_1 k_0 \rho) \cos k\varphi \cdot e^{-i\omega t^*}, & \rho > a, \end{cases} \quad (2)$$

Здесь величина $e^{-i\omega_0 t^*}$ символизирует тот факт, что плазмон образовался в момент времени $t^* < 0$, зависимость от времени предполагается равной $e^{i\omega_0 t}$, $k_0 = \omega_0/c$ – волновое число, $n_p = \sqrt{\varepsilon_p}$, ω_0 – решение дисперсионного уравнения

$$n_p J_k(n_p k_0 a) H_k^{(2)}(n_1 k_0 a) - n_1 J'_k(n_p k_0 a) H_k^{(2)}(n_1 k_0 a) = 0, \quad (3)$$

коэффициент b_k

$$b_k = \frac{H_k^{(2)}(n_1 k_0 a)}{J_k(n_p k_0 a)}. \quad (4)$$

Предположим, что показатель преломления среды изменяется от значения n_1 до значения n_2 в некоторый фиксированный момент времени, который, не уменьшая общности, можно считать нулевым (см. рис. 1).

Сначала получим нестационарные уравнения для электромагнитного поля в плазме с поглощением (1). Уравнения Максвелла для немагнитных сред имеют вид:

$$\nabla \times \vec{h}(\vec{r}, t) = \frac{\partial}{\partial t} \vec{d}(\vec{r}, t), \quad (5)$$

$$\nabla \times \vec{e}(\vec{r}, t) = -\frac{\partial}{\partial t} \vec{b}(\vec{r}, t). \quad (6)$$

Здесь $\vec{d}(\vec{r}, t) = \varepsilon_0 \varepsilon(t) \vec{e}(\vec{r}, t)$, $\vec{b}(\vec{r}, t) = \mu_0 \vec{h}(\vec{r}, t)$, \vec{e} – вектор напряженности электрического поля, \vec{h} – вектор напряженности магнитного поля, ε_0 и μ_0 электрическая и магнитная постоянные, символ радиус-вектора \vec{r} означает зависимость от пространственных координат, а t от времени.

Запишем (1) в следующей форме:

$$\varepsilon_p(\omega) = \varepsilon_\infty + \chi(\omega), \quad \chi(\omega) = -\frac{\omega_p^2}{\omega(\omega - i\gamma)}. \quad (7)$$

Восприимчивость среды во временной области находим с помощью обратного преобразования Фурье

$$\chi(t) = -\frac{\omega_p^2}{\gamma} (1 - e^{-\gamma t}) \Theta(t). \quad (8)$$

Вектор электрической индукции имеет вид

$$\vec{d}(t) = \varepsilon_0 \vec{e}(t) + \varepsilon_0 \int_0^t \chi(t-t') \vec{e}(t') dt', \quad (9)$$

или, после подстановки (7) в (9)

$$\vec{d}(t) = \varepsilon_0 \varepsilon_\infty \vec{e}(t) + \varepsilon_0 \frac{\omega_p^2}{\gamma} \int_0^t (1 - e^{-\gamma(t-t')}) \Theta(t-t') \vec{e}(t') dt'. \quad (10)$$

Далее, взяв ротор от уравнения (5) и учитывая выражение (10), получаем, что

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \bar{h} + \frac{1}{c^2} \varepsilon_\infty \frac{\partial^2}{\partial t^2} \bar{h} + \frac{1}{c^2} \frac{\omega_p^2}{\gamma} \frac{\partial}{\partial t} \bar{h} - \frac{1}{c^2} \frac{\omega_p^2}{\gamma} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \int_0^t e^{-\gamma(t-t')} \bar{h}(t') dt' = 0. \quad (11)$$

С учетом того, что в данном рассмотрении ненулевой является только z -координата вектора \bar{h} (обозначим ее h), данное уравнение можно записать в виде

$$\Delta h + \frac{1}{c^2} \varepsilon_\infty \frac{\partial^2}{\partial t^2} h + \frac{1}{c^2} \frac{\omega_p^2}{\gamma} \frac{\partial}{\partial t} h - \frac{1}{c^2} \frac{\omega_p^2}{\gamma} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \int_0^t e^{-\gamma(t-t')} h(t') dt' = 0, \quad (12)$$

где $\Delta h = \left(\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} \right) h$.

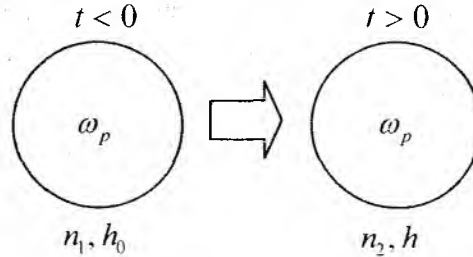


Рис. 1. Геометрия задачи

Таким образом, после нулевого момента времени преобразованное поле внутри металлического нанопровода удовлетворяет уравнению

$$\Delta h + \frac{1}{c^2} \varepsilon_\infty \frac{\partial^2}{\partial t^2} h + \frac{1}{c^2} \frac{\omega_p^2}{\gamma} \frac{\partial}{\partial t} h - \frac{1}{c^2} \frac{\omega_p^2}{\gamma} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \int_0^t e^{-\gamma(t-t')} h(t') dt' = 0, \quad \rho < a, \quad (13)$$

а снаружи

$$\Delta h - \frac{n_2^2}{c^2} \frac{\partial^2 h}{\partial t^2} = 0, \quad \rho > a. \quad (14)$$

Начальные условия в стационарной плазме имеют вид

$$h(t = 0^+) = h(t = 0^-), \quad \frac{\partial}{\partial t} h(t = 0^+) = \frac{\partial}{\partial t} h(t = 0^-), \quad (15)$$

а в нестационарном диэлектрике

$$h(t = 0^+) = h(t = 0^-), \quad \frac{\partial}{\partial t} h(t = 0^+) = \frac{n_1^2}{n_2^2} \frac{\partial}{\partial t} h(t = 0^-). \quad (16)$$

К уравнениям (13) и (14) применяем преобразование Лапласа $H(p) = \int_0^\infty h(t) e^{-pt} dt$. С учетом начальных условий (15) и (16) приходим к следующим уравнениям для функций-изображений

$$\Delta H + q^2 \left(\varepsilon_\infty + \frac{1}{c^2} \frac{\omega_p^2}{q(q + \gamma/c)} \right) H = \frac{q}{c^2} \left(\varepsilon_\infty (c + \frac{ik_0}{q}) + \frac{\omega_p^2}{\gamma q} \right) H_0 b_k J_k(n_p k_0 \rho) \cos k\varphi, \quad \rho < a, \quad (17)$$

$$\Delta H + n_2^2 q^2 H = \frac{n_2^2}{c} \left(q + ik_0 \frac{n_1^2}{n_2^2} \right) H_k^{(2)}(n_1 k_0 \rho) \cos k\varphi, \quad \rho > a. \quad (18)$$

Здесь $q = p/c$.

Решение начально-краевой задачи строится в виде суперпозиции решения начальной задачи, и слагаемых, явно учитывающих влияние границы. Исходя из начальных условий решение данной начально-краевой задачи нужно искать в виде

$$H(\rho < a) = H_0 b_k \frac{1}{q - ik_0} J_k(n_p k_0 \rho) \cos k \varphi e^{-i\omega t} + B_k(q) I_k(\tilde{n}_p q \rho) \cos k \varphi e^{-i\omega t}, \quad (19)$$

$$H(\rho > a) = \frac{n_2^2 q + i n_1^2 k_0}{n_2^2 q^2 + n_1^2 k_0^2} H_k^{(2)}(n_1 k_0 \rho) \cos k \varphi e^{-i\omega t} + C_k(q) K_k(n_2 q \rho) \cos k \varphi e^{-i\omega t}, \quad (20)$$

$$\tilde{n}_p = \sqrt{\varepsilon_\infty + \frac{1}{c^2} \frac{\omega_p^2}{q(q + \gamma/c)}}. \quad (21)$$

Здесь $I_k(\dots)$, $K_k(\dots)$ – модифицированные функции Бесселя. Первые слагаемые в (19) и (20) – это решения начальных задач, а вторые слагаемые соответствуют влиянию границы.

Неизвестные коэффициенты B_k и C_k находим из граничных условий, которые заключаются в требовании непрерывности на границе нанопровода тангенциальных компонент поля, в данном случае H_z и E_φ . Компоненту E_φ первичного и преобразованного полей выразим из уравнений Максвелла через компоненту H_z . Тогда в нашем случае граничные условия для производной от магнитного поля принимают вид

$$\begin{aligned} \frac{1}{n_p^2} \frac{\partial}{\partial \rho} H_z(-a, \varphi, \rho) - \frac{i}{\omega_0} \cdot \frac{1}{n_p^2} \frac{\partial}{\partial \rho} h_{0,z}(-a, \varphi, 0^-) = \\ = \frac{1}{n_2^2} \frac{\partial}{\partial \rho} H_z(+a, \varphi, \rho) - \frac{i}{\omega_0} \cdot \frac{1}{n_2^2} \frac{\partial}{\partial \rho} h_{0,z}(+a, \varphi, 0^-). \end{aligned} \quad (22)$$

После преобразований получим

$$B_k = \frac{n_p k_0 J_k(n_p k_0 a) K'_k(n_2 q a) + n_2 q J'_k(n_p k_0 a) K_k(n_2 q a)}{n_2 I'_k(\tilde{n}_p q a) K_k(n_2 q a) - \tilde{n}_p K'_k(n_2 q a) I_k(\tilde{n}_p q a)} \times N, \quad (23)$$

$$C_k = \frac{\tilde{n}_p q J'_k(n_p k_0 a) I_k(\tilde{n}_p q a) + n_p k_0 I'_k(\tilde{n}_p q a) J_k(n_p k_0 a)}{n_2 I'_k(\tilde{n}_p q a) K_k(n_2 q a) - \tilde{n}_p K'_k(n_2 q a) I_k(\tilde{n}_p q a)} \times N, \quad (24)$$

здесь $N = \frac{i q^3 (n_1^2 - n_2^2)}{(q^2 n_2^2 + k_0^2 n_1^2)(q - i k_0)} H_0 b_k e^{-i\omega t}$.

Обратное преобразование во временную область находим с помощью формулы Меллина на $h(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{-i\infty}^{+i\infty} H(p) e^{pt} dp$. Выражения (19) и (20) имеют особые точки $q = ik_0$, $q = \pm ik_0 n_1/n_2$, особыми точками также являются корни уравнения

$$n_2 I'_k(\tilde{n}_p q a) K_k(n_2 q a) - \tilde{n}_p K'_k(n_2 q a) I_k(\tilde{n}_p q a) = 0 \quad (k = 0, 1, 2, \dots). \quad (25)$$

Нули (25) определяют собственные частоты плазменного нанопровода. Асимптотические оценки при больших значениях переменной q слагаемых в (19) и (20), соответствующих влиянию границы, имеют следующий вид:

$$B_k I_k(\tilde{n}_p q \rho) \sim \frac{H_0}{c} \cdot \frac{n_2 - \tilde{n}_p}{\tilde{n}_p} b_k J'_k(n_2 q a) \sqrt{\frac{a}{\rho}} e^{\sqrt{\varepsilon_\infty} q(\rho - a)}, \quad (26)$$

$$C_k K_k(n_2 q \rho) \sim \frac{H_0}{c} \cdot \frac{n_2 - \tilde{n}_p}{\tilde{n}_p} b_k J'_k(n_2 q a) \sqrt{\frac{a}{\rho}} e^{n_2 q(a - \rho)}. \quad (27)$$

Таким образом, данные слагаемые при обращении во временную область демонстрируют временное запаздывание, а именно: сразу после скачка показателя преломления внешнего пространства от значения n_1 до значения n_2 в нестационарной среде ($\rho > a$) поле описывается первым слагаемым в (20), при этом изменяется частота первичного поля. Внутри металлического нанопровода ($\rho < a$) присутствует только первичное поле. Из асимптотических

представлений (26) – (27) следует, что на границе формируются нестационарные волны, которые распространяются в противоположных от нее направлениях. После прохождения волнового фронта через точку наблюдения полное поле описывается суммой вычетов во всех особых точках и интегралами вдоль разрезов комплексной плоскости p .

Численные результаты

Для численного моделирования рассматривались такие нормированные параметры модели Друде: $w_p = \omega_p a c^{-1} = 0.7$, $\gamma = 10^{-2} w_p$, $\epsilon_\infty = 1$, которые в оптическом диапазоне соответствуют параметрам серебряного нанопровода радиуса $a = 39.1$ нм [13]. Предполагается, что нанопровод погружен в недиспергирующий диэлектрик с показателем преломления $n_1 = 1.45$. Собственную частоту дипольного плазмона ($k = 1$) данного нанопровода находим из уравнения (3): $w_0 = \omega_0 a c^{-1} = 0.56792 + 0.03414i$. Выражения для поля данного плазмона представлены формулой (2), а его пространственное распределение представлено на вставке рис. 5. После изменения показателя преломления от значения n_1 до значения n_2 первичное поле преобразуется и описывается формулами (19) – (20). Контур интегрирования комплексной плоскости p при обращении во временную область показан на рис. 2 (на вставках цифрами указаны номера разрезов, вдоль которых вычислялись интегралы). Рассматриваемые выражения имеют три точки ветвления: две точки ветвления соответствуют значениям $\tilde{n}_p = 0$ ($p a c^{-1} = -0.0035 + 0.69999i$, $p a c^{-1} = -0.0035 - 0.69999i$), также точкой ветвления является значение $p = 0$. Особые точки $q = ik_0$, $q = \pm ik_0 n_1/n_2$ выражений (19) – (20) являются устранимыми особенностями.

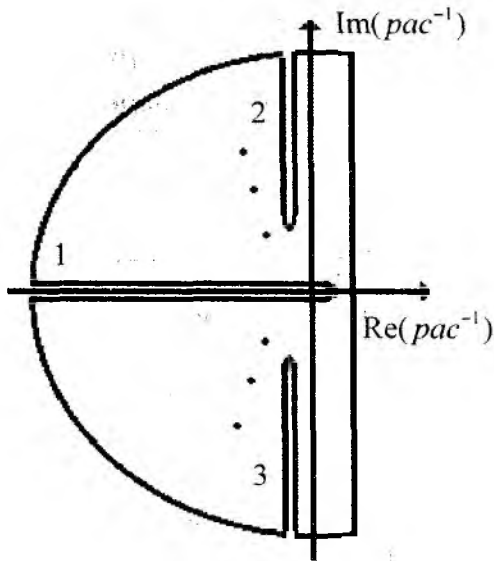


Рис. 2. Контур интегрирования при вычислении интеграла Меллина

Ненулевой вклад дают только особые точки, отвечающие корням уравнения (25) и соответствующие собственным частотам нанопровода. Они являются простыми полюсами данных выражений. Все эти частоты являются комплексными величинами, мнимая часть которых определяет скорость затухания колебаний. Уравнение (25) имеет один корень, который соответствует поверхностному плазмону на границе металл-диэлектрик с показателем преломления n_2 , а также бесконечное число особых точек, соответствующих объемным плазмонам. Используя полученные выше аналитические решения, можно оценить вклад каждой возбужденной резонансной частоты в полное поле. Для этого приведем значения вычетов отдельно в нескольких особых точках ($n_2 = 1.452$). Особыми точками являются собственные частоты, соответствующие поверхностному плазмону $\tilde{\omega}_0 a c^{-1} = \pm 0.56771 + 0.03421i$, вычеты в каждой из этих частот равны $-0.99998 - 0.77466i$ для (+) и $-0.00196 + 0.00112i$ для (-). Величины нормированы амплитудой первичного поля. Частота $\omega_1 a c^{-1} = \pm 3.42535 + 0.18366i$ соответствует объемному плазмону с одной вариацией вдоль радиуса, а вычеты соответственно равны $-0.00628 - 0.00301i$ для (+) и $0.00448 - 0.00232i$ для (-). Следующий объемный плазмон с двумя вариациями вдоль радиуса имеет нормированную частоту $\omega_2 a c^{-1} = \pm 6.78268 + 0.05189i$, а вычеты в ней соответственно равны $0.00218 + 0.00357i$ для (+) и $-0.00185 + 0.00344i$ для (-). Очевидно, что амплитуды возбуждаемых объемных плазмонов пренебрежимо малы,

по сравнению с амплитудой возбуждаемого поверхностного плазмона. Аналогичная ситуация будет наблюдаться для объемных плазмонов с высшими радиальными номерами.

На рис. 3 показана временная динамика преобразования магнитного поля внутри серебряного нанопровода. Рассматривается нормированное время $T = tca^{-1}$.

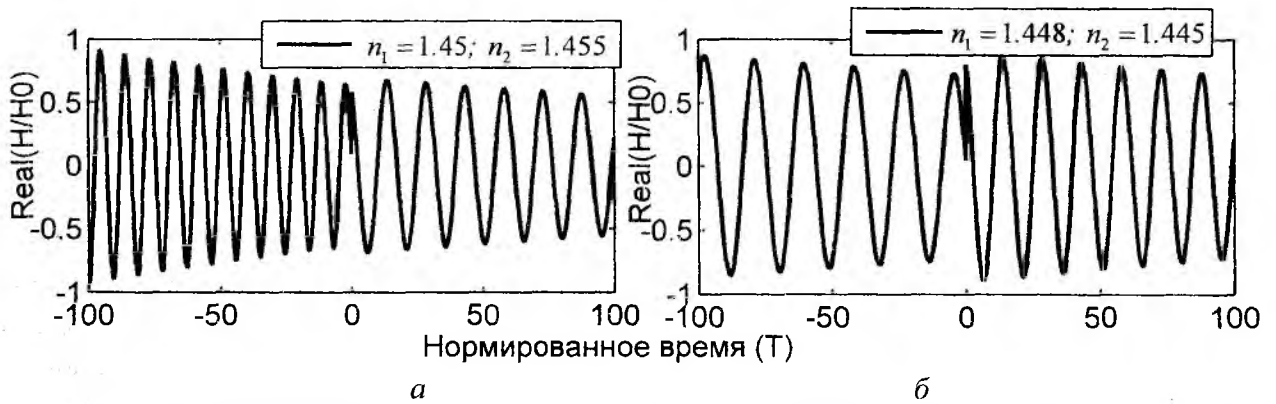


Рис. 3. Преобразование магнитного поля в результате скачка коэффициента преломления: $a - n_1 = 1.45, n_2 = 1.455$; $b - n_1 = 1.448, n_2 = 1.445$ (точка наблюдения $\rho/a = 0.9, \varphi = 0$)

До нулевого момента времени график на рис. 3 соответствует первичному полю (2). После нулевого момента поле во временной области рассчитывалось по формуле (19).

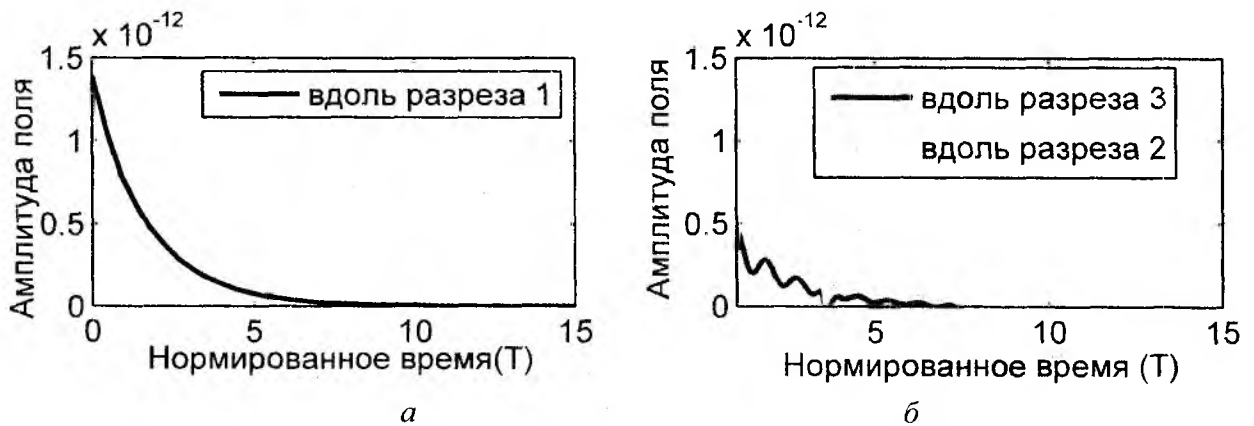


Рис. 4. Вклад интегралов вдоль разрезов комплексной плоскости ($n_1 = 1.45, n_2 = 1.452$). Точки ветвления: $a - \rho = 0$; $b - \rho a^{-1} = -0.0035 + 0.69999i, \rho a^{-1} = -0.0035 - 0.69999i$

На рис. 4 показано отдельно влияние интегралов вдоль разрезов комплексной плоскости. Оно очень мало и при вычислениях им можно пренебречь.

С учетом того, что вклад объемных плазмонов и интегралов вдоль разрезов комплексной плоскости в полное поле невелик, можно считать, что после скачка показателя преломления исходный поверхностный плазмон преобразуется в поверхностный плазмон с новым значением показателя преломления окружающей среды. При этом изменяется его частота и амплитуда. Исходя из рис. 3 можно заключить, что при увеличении показателя преломления частота плазмона уменьшается, а при уменьшении растет.

На рис. 5 показано распределение поля плазмона в ближней зоне на плоскости для разных значений показателя преломления: $n_2 = n_1 + \Delta n$ ($\Delta n = -0.005, \Delta n = 0.005$). Штриховой вертикальной линией показано границу серебряного нанопровода. Очевидно, что после скачка показателя преломления в сторону его увеличения происходит уменьшение амплитуды возбуждаемого поверхностного плазмона, и наоборот.

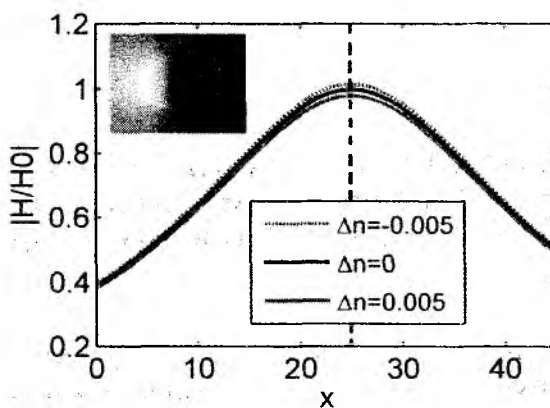


Рис. 5. Распределение магнитного поля в ближней зоне на плоскости для разных значений диэлектрической проницаемости $n_k = n_1 + \Delta n$ ($n_1 = 1.45$)

Выводы

Получено аналитическое описание временной динамики поля поверхностного плазмона серебряного нанопровода, расположенного в нестационарном диэлектрике, показатель преломления которого имеет вид ступенчатой во времени функции. Показано, что скачкообразное изменение показателя преломления ведет к смещению частоты поверхностного плазмона и сохранению пространственного распределения поля.

Список литературы: 1. Zayats A., Smolyaninov I. Near-field photonics: surface plasmon polaritons and localized surface plasmons // Journal of Optics A: Pure and Applied Optics. – 2003. – Vol. 5. – P. 16 – 50. 2. Nordlander P., Oubre C., Prodan E., Li K., and Stockman M. Plasmon Hybridization in Nanoparticle Dimers // Nano Letters. – 2004. – Vol. 4, No. 5. – P. 899 – 903. 3. Rolly B., Stout B., and Bonod N. Metallic dimers: When bonding transverse modes shine light // Phys. Rev. B. – 2011. – Vol. 84. – 125420. 4. Devilez A., Stout B., and Bonod N. Mode-balancing far-field control of light localization in nanoantennas // Phys. Rev. B. – 2010. – Vol. 81. – 245128. 5. Blanco E., Kessinger C.W., Sumer B. D., Gao J. Multifunctional Micellar Nanomedicine for Cancer Therapy // Experimental Biology and Medicine. – 2009. – Vol. 234, No. 2. – P. 123-131. 6. Sumer B., Gao J. Theranostic nanomedicine for cancer // Nanomedicine. – 2008. – Vol. 3, No. 2. – P. 137 – 140. 7. Yogeswaran U. and Chen S. – M. A Review on the Electrochemical Sensors and Biosensors Composed of Nanowires as Sensing Material // Sensors 8. – 2008. – P. 290 – 313. 8. Byun K.M., Yoon S.J., Kim D., and Kim S.J. Experimental study of sensitivity enhancement in surface plasmon resonance biosensors by use of periodic metallic nanowires // Optics Letters. – 2007. – Vol. 32, No. 13. – P. 1902 – 1904. 9. Yee K. S. Numerical solution of initial boundary value properties, involving Maxwell's equations in isotropic media // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 1966. – Vol. 14, No. 3. – P. 302 – 307. 10. Shlager K.L. and Schneider J.B. A selective survey of the finite-difference time-domain literature // IEEE Antennas Propag. Mag. – 1995. – Vol. 37, No 4. – P. 39 – 57. 11. Taflove A. and Hagness S.C. Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method // 2005. 3rd ed. Artech House. 12. Стогний Н.П., Сахненко Н.К. Плазмонные резонансы в изолированном и паре связанных плазменных цилиндров // Вестник ХНУ им. В.Н. Каразина. Сер. «Радиофизика и электроника». – 2011. № 983. – Вып. 19. – С. 84 – 90. 13. Jonson P. and Christy R. Optical constants of the noble metals // Phys. Rev. B. – 1972. – Vol. 6. – P. 4370-4379.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.11.2013

МЕТОД ГИПЕРСИНГУЛЯРНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ В ЗАДАЧЕ ДИФРАКЦИИ НА КОНЕЧНОМ МЕТАМАТЕРИАЛЕ НА ОСНОВЕ РАЗОМКНУТЫХ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ РАМОК

Введение

Структуры на основе периодически расположенных разомкнутых рамок являются классическим примером метаматериала [1 – 3]. Для исследования их свойств предложено множество методов. Однако большинство методов позволяет рассматривать лишь бипериодические бесконечные вдоль обоих направлений системы. К сожалению, такие модели не учитывают влияние краев структуры и, поэтому, обладают рядом недостатков. Например, при сравнении численных (теоретических) и экспериментальных результатов, наблюдается смещение резонансных частот вдоль частотной оси [3]. Кроме того, бесконечные структуры не дают представления об уровне боковых лепестков в диаграмме направленности. Другая группа методов позволяет рассматривать конечные структуры в которых объем, содержащий неоднородности, мал по сравнению с длиной волны.

Используемый в данной работе метод гиперсингулярных интегральных уравнений [4], с одной стороны, позволяет исследовать конечную решетку, тем самым учитывается влияние краев. С другой стороны, позволяет значительно быстрее решать соответствующую граничную задачу за счет использования более высокого порядка особенности в подынтегральных функциях (гиперсингулярный интеграл), по сравнению с широко применяемыми методами. Кроме того, еще одним преимуществом используемого метода является то, что он позволяет аналитически учесть условие излучения в отличие от чисто численных методов, таких как метод конечных элементов или сеток.

Цель данной работы – построение математической модели и исследование электродинамических свойств конечной системы одинаковых прямоугольных рамок. Каждая рамка имеет разрыв. Решетка расположена в свободном пространстве.

Постановка задачи

Рассмотрим плоскую решетку, схематическое изображение которой представлено на рис. 1. Обозначим область на плоскости $z = 0$ занятую металлом как S . Представим электромагнитное поле при помощи двух потенциалов ψ^E и ψ^H . Тогда для волн электрического типа поле выражается в виде [6, 7]

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \text{rotrot}(\psi^E \vec{z}), \\ \vec{H} &= -ik \text{rot}(\psi^E \vec{z}),\end{aligned}$$

а для волн магнитного типа –

$$\begin{aligned}\vec{E} &= ik \text{rot}(\psi^H \vec{z}), \\ \vec{H} &= \text{rotrot}(\psi^H \vec{z}),\end{aligned}$$

где k – волновое число, \vec{z} – орт оси Oz .

Предположим, что на решетку из области $z > 0$ падает плоская волна единичной амплитуды, для которой электрический вектор Герца имеет вид

$$\psi^E(x, y, z) = \frac{\exp(ik_0 \cdot \vec{r})}{|k_{0\perp}|}, \quad (1)$$

где $\vec{r} = (x, y, z)$ – радиус вектор точки в простран-

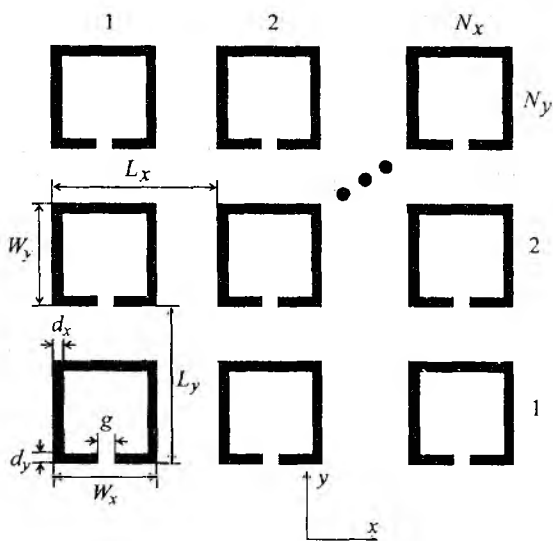


Рис. 1

стве, $\vec{k}_0 = (k_{0x}, k_{0y}, k_{0z}) = (k \cos(\varphi_0) \sin(\theta_0), k y \sin(\varphi_0) \sin(\theta_0), -k \cos(\theta_0))$ – волновой вектор падающей волны, $\vec{k}_{0\perp}$ – проекция вектора \vec{k}_0 на плоскость xOy , $\vec{k}_0 = \vec{k}_{0\perp} + \vec{z}k_{0z}$, (θ, φ) – углы сферической системы координат. Угол θ отсчитывается от положительного направления оси Oz в плоскости xOz , угол φ – от положительного направления оси Ox в плоскости xOy . В случае ортогонального падения необходимо ввести вектор поляризации $\vec{p} = (p_x, p_y, 0)$:

$$\vec{E} = \exp(i\vec{k}_0 \cdot \vec{r}) \vec{p} = \exp(-i \cos(\theta_0) z) \vec{p}.$$

Для рассеянного решеткой поля потенциалы ψ^E и ψ^H можно записать в форме [4, 5]

$$\psi^E(x, y, z) = \int_{R^2} \frac{C_{\pm}^E(\xi)}{|\xi|} \exp(i(\vec{\xi} \cdot \vec{\rho} \pm z\gamma(\xi))) d\xi, \quad (2)$$

$$\psi^H(x, y, z) = \int_{R^2} \frac{C_{\pm}^H(\xi)}{|\xi|} \exp(i(\vec{\xi} \cdot \vec{\rho} \pm z\gamma(\xi))) d\xi, \quad (3)$$

где $\vec{\xi} = (\xi_x, \xi_y)$, $|\xi| = \sqrt{\xi_x^2 + \xi_y^2}$, $\vec{\rho} = (x, y)$ – радиус-вектор в плоскости $z = 0$, $\gamma(\xi) = \sqrt{k^2 - \xi_x^2 - \xi_y^2}$, $\text{Re}(\gamma) \geq 0$, $\text{Im}(\gamma) \geq 0$, знак “+” при $z > 0$, знак “-” при $z < 0$. У аргумента функции знак вектора здесь и далее опустим, т.е. $C_{\pm}^{E,H}(\xi) = C_{\pm}^{E,H}(\xi_x, \xi_y)$, а также $d\xi = d\xi_x d\xi_y$. Модуль или длину вектора будем обозначать как $|\bullet|$.

Неизвестные функции $C_{\pm}^{E,H}(\xi)$ можно определить в результате решения соответствующей граничной задачи для уравнения Гельмгольца. Заметим, что потенциалы в виде (2), (3) уже удовлетворяют этому уравнению и условию излучения. Остается потребовать выполнения граничных условий в плоскости $z = 0$.

Гиперсингулярное интегральное уравнение

Запишем гиперсингулярное интегральное уравнение относительно преобразования Фурье неизвестных амплитуд поля для потенциалов (2), (3). Из условия непрерывности касательных компонент электрического поля при $z = 0$ следует, что

$$C_-^E(\xi) = -C_+^E(\xi) = C^E(\xi),$$

$$C_-^H(\xi) = C_+^H(\xi) = C^H(\xi),$$

где $C^E(\xi)$ и $C^H(\xi)$ – неизвестные спектральные функции. В случае волн электрического типа для падающего поля в виде можно показать (1), что граничные условия будут выполнены, если неизвестные функции удовлетворяют парным интегральным уравнениям

$$\int_{R^2} C_j(\xi) \exp(i\vec{\xi} \cdot \vec{\rho}) d\xi = f_j(\rho), \quad \vec{\rho} \in S, \quad (5)$$

$$\int_{R^2} C_j(\xi) \exp(i\vec{\xi} \cdot \vec{\rho}) d\xi = 0, \quad \vec{\rho} \notin S, \quad j = 1, 2. \quad (6)$$

где $C_1(\xi) = \xi_x / |\xi| C^E(\xi)$, $C_2(\xi) = \xi_y / |\xi| C^E(\xi)$, $f_1(\rho) = -k_{0x} k_{0z} / |k_{0\perp}| \exp(i\vec{k}_{0\perp} \cdot \vec{\rho})$, $f_2(\rho) = -k_{0y} k_{0z} / |k_{0\perp}| \exp(i\vec{k}_{0\perp} \cdot \vec{\rho})$. Уравнения (5), (6) представляют собой два независимых парных интегральных уравнения относительно функции $C^E(\xi)$. Причем, для однозначного определения функции $C^E(\xi)$ достаточно решить одно из них при $j = 1$ или $j = 2$. Однако в этом случае могут возникнуть трудности при вычислении значения $C^E(0)$, так как необходимо будет вычислять предел функции, заданной на дискретном множестве значений. Для того чтобы избежать эти трудности, приведены именно два парных уравнения. Тогда

$$(C^E(\xi))^2 = (C_1(\xi))^2 + (C_2(\xi))^2.$$

Для сведения парных интегральных уравнений (5), (6) к гиперсингулярному интегральному уравнению воспользуемся схемой, представленной в работах [4, 5].

Введем функцию $u_j(\eta)$ по формуле ($\vec{\eta} = (\eta_1, \eta_2)$)

$$u_j(\eta) = \int_{R^2} C_j(\xi) \exp(i\vec{\xi} \cdot \vec{\eta}) d\xi, \quad \vec{\eta} \in R^2.$$

Из уравнения (6) следует, что $u_j(\eta) = 0$, $\vec{\rho} \notin S$. Тогда

$$C_j(\eta) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_S u_j(\xi) \exp(-i\vec{\xi} \cdot \vec{\eta}) d\eta.$$

Гиперсингулярное интегральное уравнение относительно функции $u_j(\eta)$ имеет вид

$$\frac{1}{2\pi} \int_S \frac{u_j(\eta)}{|\eta - \rho|^3} + \frac{k^2}{4\pi} \int_S \frac{u_j(\eta)}{|\eta - \rho|} + \frac{k^4}{2} \int_S K(\eta - \rho) u_j(\eta) d\eta = -f_j(\rho), \quad \vec{\rho} \in S, \quad (7)$$

где [4] $K(\eta) = 2\pi |\eta| \int_0^\infty J_0(t) / (t - i\sqrt{k^2 |\zeta|^2 - t^2}) dt$, $J_0(t)$ – функция Бесселя порядка 0.

Первый интеграл в (7) понимается в смысле конечной части по Адамару.

Для решения гиперсингулярного интегрального уравнения (7) применим метод, предложенный в работе [8]. Разобьем область S на прямоугольники $S^l = \bigcup_{l=1}^M S_l$, где ступенчатая область S^l приближает исходную область S . Будем рассматривать уравнение (7) на S^l . Обозначим центр l -го прямоугольника как $\eta_l \in S^l$, $l = 1, \dots, M$. Функцию $u_j(\eta)$ будем искать в виде постоянной на каждом прямоугольнике S_l ,

$$u_j(\eta) = u_j(\eta_l), \quad \eta \in S_l, \quad l = 1, \dots, M.$$

Тогда первый и второй интеграл в (7) вычисляются аналитически на S_l .

Численные результаты

С использованием предложенного алгоритма исследовались зависимости коэффициента отражения от частоты и поле в дальней зоне. Коэффициент отражения равен отношению усредненного по времени потока энергии рассеянной на решетке волны к усредненному по времени потоку энергии волны, падающей на одиночный элемент решетки площадью s :

$$\rho = \frac{\pi^2}{(ks)^2 \sin^2 \theta_0} \iint_{|\xi| < k} |C^E(\xi)|^2 \sqrt{k^2 - |\xi|^2} d\xi,$$

Диаграмма направленности вычисляется по формуле

$$D(\varphi, \theta) = 2\pi k \left(C^E(k \cos(\varphi) \sin(\theta), k \sin(\varphi) \sin(\theta)) \cos(\theta) \right)^2.$$

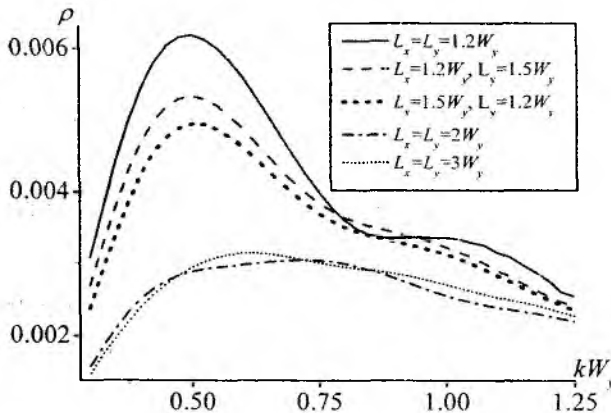


Рис. 2

На рис.2 представлена зависимость коэффициента отражения от волнового числа для решетки при $N_x \times N_y = 7 \times 7$, $g = d_x = d_y = 0.18W_y$, $W_x = 1.14W_y$. Плоская конечная периодическая решетка с 7 элементами отличается от бесконечной периодической плоской решетки не более чем на 12% процентов по характеристикам излучения [9]. Этого вполне достаточно для того, чтобы предсказать свойства решетки с достаточно большим числом элементов. При малых

значениях периода наблюдается ярко выраженный максимум при $kW_y \approx 0,5$. Это объясняется сильным взаимодействием элементов решетки друг с другом. По мере увеличения значения расстояния между элементами, их взаимодействие ослабляется и кривые стремятся к горизонтальной линии.

На рис. 3 приведены нормированные диаграммы направленности при параметрах рис. 2, $kW_y = 0,5$. Нормирование осуществляется на максимум рис. 2, б. Наблюдается один главный лепесток. Уровень боковых лепестков незначителен и не превышает 3 % от уровня главного лепестка. Диаграмма направленности является практически осесимметричной при $L_x = L_y$. Следует отметить и тот факт, что при уменьшении величины периода, рост ρ происходит не за счет увеличения максимума главного лепестка, а за счет увеличения ширины диаграммы направленности, т.е. перераспределения энергии отраженного поля по углам.

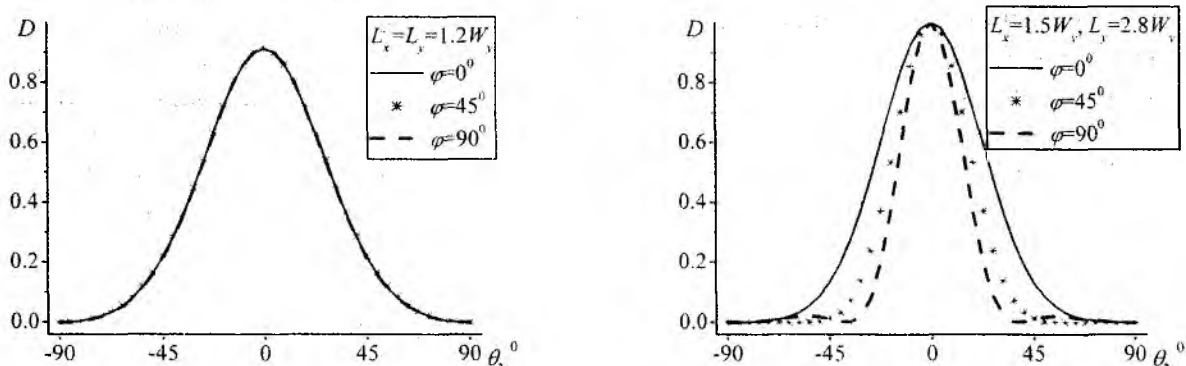


Рис. 3

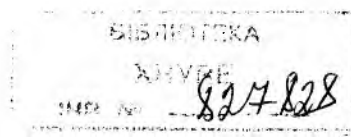
Выводы

Рассмотрена задача дифракции электромагнитных волн на конечном плоском метаматериале, состоящем из разомкнутых прямоугольных рамок. Получено гиперсингулярное интегральное уравнение относительно преобразования Фурье спектральной функции поля. Благодаря возможности размещения в одиночной ячейке структуры проводника, длина которого превышает диаметр ячейки, могут возникать резонансы полного отражения, невозможные у решеток из прямых лент. В ходе проведенных численных исследований рассмотрены такие резонансы и показана возможность управления частотными характеристиками структуры в зависимости от периода размещения элементов.

Список литературы: 1. Xiaobing Cai, Gengkai Hu. Grating effect in negative permeability meta-material // Physics letters. – 2007. – A. 327. – P. 2692-2695. 2. Goussetis G., Feresidis A. P., Wang S., Guo Y., Vardaxoglou J. C. Uiplanar left-handed artificial metamaterials // Journal of Optics A: Pure and Applied Optics. – 2005. – P. S44-S50. 3. Ucar M. H. B., Sondas A., Erdemli Y. E. Switchable split-ring frequency selective surfaces // Progress in Electromagnetics Research B. – 2008. – Vol. 6. – P. 65–79. 4. Гандель Ю. В. Парные и гиперсингулярные интегральные уравнения задач дифракции электромагнитных волн на плоских решетках и экранах // Труды XI Междунар. симпозиума «Методы дискретных особенностей в задачах математической физики». – Херсон, 2003. – С. 53-58. 5. Гандель Ю. В., Мищенко О. В. Псевдодифференциальные уравнения электромагнитной дифракции на плоскопараллельной структуре и их дискретная модель // Вісник Харківського національного університету. – 2006. – № 733. – С. 58-75. Сер. Мат. моделювання. Інформаційні технології. Автоматизовані системи управління. Вип. 6. 6. Свешников А. Г., Могилевский И. Е. Математические задачи теории дифракции. – М.: МГУ, 2010. – 200 с. 7. N. Marcuvitz. Waveguide Handbook. – New York: Peter Peregrinus, 1985. 427 p. 8. Антонец А. В., Гандель Ю. В. Численный анализ гиперсингулярного интегрального уравнения задач дифракции на плоском экране // Вісник Харк. нац. ун-ту. – 2003. – № 590. – С. 9-14. Сер. Мат. моделювання. Інформаційні технології. Автоматизовані системи управління. Вип. 1. 9. Воробьев С. Н., Кузмичев И. К. Экспериментальное исследование резонансного отражения плоской электромагнитной волны от редкой ленточной решетки // Журнал технической физики. – 1998. – Т. 68. № 5. – С. 138-140.

Харьковский национальный
университет им. В.Н. Каразина

Поступила в редколлегию 25.11.2012



ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ БОЛЬШИХ АНТЕНН В СУЩЕСТВЕННО БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ

Измерение усиления больших антенн всегда представляет определенные трудности в связи с большим расстоянием дальней зоны $R_0 = \frac{2D^2}{\lambda}$ (D – размер антенны), которые в сантиметровом и, особенно, в миллиметровом диапазонах радиоволн часто превышают единицы километров, в связи с чем широко используются различные методы измерений в ближней зоне, основанные, в частности, на фокусировке раскрыва [1, 2]. Однако это далеко не всегда возможно для достаточно больших антенн по конструктивным соображениям, поэтому значительный интерес представляет подход, основанный на измерении коэффициента передачи между исследуемой и вспомогательной антеннами в ближней зоне с учетом сферической абберации [3 – 5]. Однако опубликованные результаты численного моделирования получены в рамках апертурной теории и, как правило, ограничены значением расстояния между антеннами $R \geq 0,1R_0$, что иногда существенно превышает возможности измерительного полигона. Поэтому настоящая работа посвящена численному и экспериментальному моделированию измерения КУ антенны в существенно ближней зоне, чтобы ответить на вопрос, в какой мере использование апертурной теории позволяет использовать расчетные соотношения для коэффициента передачи между антеннами на максимально близких расстояниях?

Для этого рассмотрим две соосные апертуры, расположенные на расстоянии R_0 (рис. 1), одна из которых – S_x (большого размера) является исследуемой, а другая – S_0 (меньшего размера) – вспомогательной.

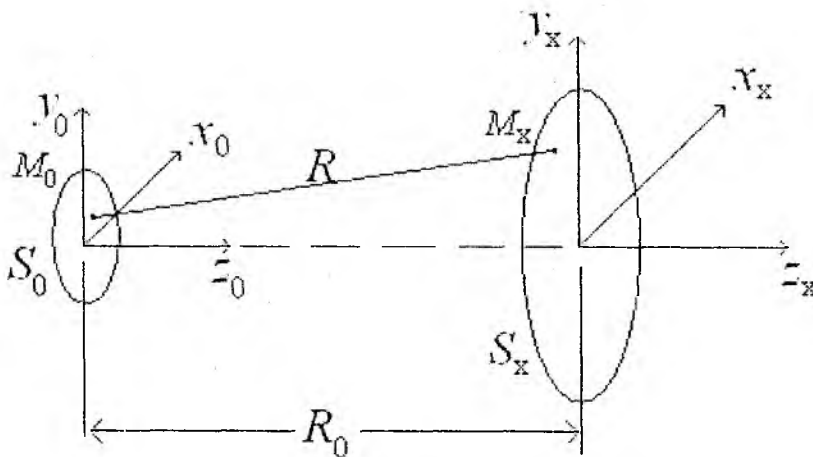


Рис. 1. Передача мощности между двумя антеннами

В рамках апертурной теории коэффициент передачи по мощности между двумя апертурами можно записать в виде [4]

$$\eta = \frac{P_x}{P_0} = \frac{1}{\lambda^2} \cdot \frac{\left| \int_{S_x} ds_x A_x(s_x) \cdot \int_{S_0} ds_0 A_0(s_0) \frac{e^{jkR}}{R} \right|^2}{\int_{S_x} ds_x |A_x(s_x)|^2 \cdot \int_{S_0} ds_0 |A_0(s_0)|^2} \quad (1)$$

где P_x – принятая мощность на выходе исследуемой антенны, P_0 – мощность, передаваемая вспомогательной антенной, A_x и A_0 – амплитудно-фазовое распределение в раскрыве исследуемой и вспомогательной антенн, R – расстояние между точками $M_x(s_x)$ и $M_0(s_0)$ в раскрыве исследуемой и вспомогательной антенн соответственно.

Учитывая выражение для КУ отдельных антенн [4, 5]

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{\left| \int_{S_A} ds A(s) \right|^2}{\int_{S_A} ds |A(s)|^2} \quad (2)$$

и выражение для коэффициента передачи в дальней зоне между двумя антеннами (формула Фрииса[4]) соотношение (1) можно представить в виде

$$\eta = \eta_0 \gamma = \left(\frac{\lambda}{4\pi R_0} \right)^2 G_x G_0 \gamma \quad (2)$$

где γ – коэффициент дефокусировки

$$\gamma = R_0 \frac{\left| \int_{S_x} ds_x A_x(s_x) \cdot \int_{S_0} ds_0 A_0(s_0) \frac{e^{jkR}}{R} \right|^2}{\left| \int_{S_x} ds_x A_x(s_x) \right|^2 \left| \int_{S_0} ds_0 A_0(s_0) \right|^2}, \quad (3)$$

$$R = R_0 \sqrt{1 + \left(\frac{x-x_0}{R_0} \right)^2 + \left(\frac{y-y_0}{R_0} \right)^2}$$

Рассмотрим исследуемую антенну в виде круглой апертуры радиуса r , в которой формируется стандартное распределение вида $A(\rho) = A_0 + B(1-\rho^2)$, где ослабление -10 дБ на краю раскрыва соответствует значениям $A_0 = 0,33$; $B = 0,67$. В качестве вспомогательной антенны пусть используется прямоугольный рупор, раскрыв которого существенно меньше исследуемой антенны $a, b \ll r$, а распределение поля совпадает с полем волны

$H_{10} - \frac{a}{2} \leq x_0 \leq \frac{a}{2}$; $-\frac{b}{2} \leq y_0 \leq \frac{y}{2}$. Вводя безразмерные координаты в раскрыве антенн $0 \leq \rho = \frac{2r}{D} \leq 1$; $-1 \leq \bar{x}_0 = \frac{x_0}{a} \leq 1$; $-1 \leq \bar{y}_0 = \frac{y_0}{b} \leq 1$ и разлагая показатель экспоненты jkR (3)

в ряд по малому параметру $\frac{D}{R_0} \ll 1$ ограничимся квадратичными слагаемыми, как это принято в апертурной теории [5, 6]. Тогда показатель экспоненты в (1) примет вид $jkR = jkR_0 + j\Delta\Phi$, где $\Delta\Phi = j\frac{\pi}{8} \cdot \frac{\rho^2}{\Delta} - j\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\rho}{\Delta} \left(\frac{a}{D} \bar{x}_0 \cos \varphi + b \bar{y}_0 \sin \varphi \right)$, а параметр $\Delta = \frac{R}{R_0}$ характеризует степень близости антенн по сравнению с дальней зоной.

В то же время, для существенно малых расстояний приходится также сохранять квадратичные слагаемые множителя в знаменателе функции Грина свободного пространства (1)

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_0(1 + \Delta R)}, \quad (4)$$

где

$$\Delta R = \frac{D^2}{8R_0^2} \rho^2 - \frac{D^2}{2R_0^2} \rho \left(\frac{a}{D} \bar{x}_0 \cos \varphi + b \bar{y}_0 \sin \varphi \right). \quad (5)$$

В результате выражение для коэффициента дефокусировки (3) можно записать в виде

$$\gamma = \frac{\left| \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^1 \rho d\rho A_x(\rho) \int_{-1}^1 d\bar{x}_0 \int_{-1}^1 d\bar{y}_0 \cos\left(\frac{\pi}{2} \bar{x}_0\right) \frac{e^{j\Delta\Phi}}{1 + \Delta R} \right|^2}{\left| \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^1 \rho d\rho A_x(\rho) \int_{-1}^1 d\bar{x}_0 \int_{-1}^1 d\bar{y}_0 \cos\left(\frac{\pi}{2} \bar{x}_0\right) \right|^2} \quad (6)$$

На рис. 2 приведен пример зависимости коэффициента дефокусировки в зависимости от расстояния между параболической антенной диаметром 1000 мм и открытого конца волновода сечением $23 \times 10 \text{ мм}^2$ на длине волны $\lambda = 3,2 \text{ см}$.

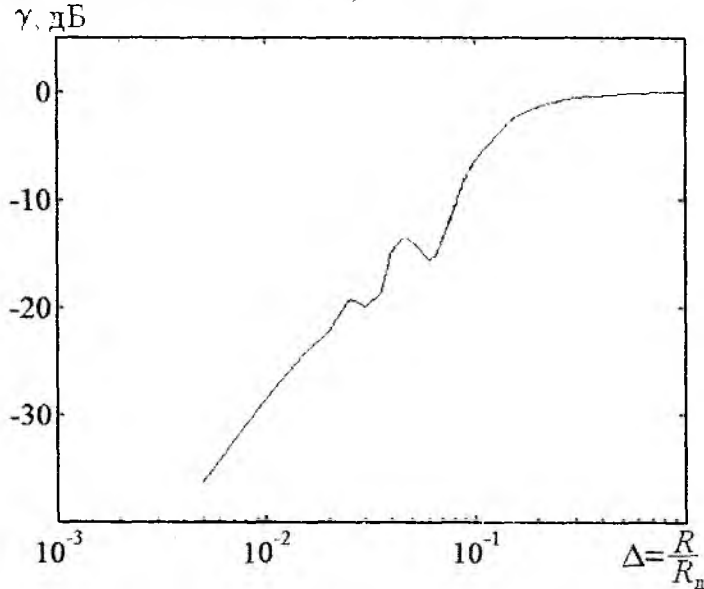


Рис. 2. Коэффициент дефокусировки параболической антенны

Как видно, коэффициент дефокусировки быстро уменьшается при сближении антенн, а на расстояниях $\Delta < 0,1$ скорость спадания заметно снижается и наблюдаются небольшие осцилляции, что обусловлено вкладом зон Френеля высших порядков. Действительно, фазовая ошибка поля вспомогательной антенны на краю раскрыва исследуемой антенны определяется выражением $\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R$, где ΔR – разность хода между центральным и пери-

ферийным лучами $\Delta R = R - R_0 \cong \frac{D^2}{8R_0}$. Значение параметра Δ , который соответствует m -й

зоне Френеля, можно представить как $\Delta = (8m)^{-1}$, а минимумы на рис. 2 соответствуют расстоянию, когда в раскрыве исследуемой антенны появляются противофазные участки падающего поля, максимальный вклад которых соответствует четному количеству зон Френеля. Наличие подобных участков в некоторой степени компенсирует влияние сферической аберрации, что объясняет уменьшение скорости спадания коэффициента дефокусировки.

В то же время, приведенные результаты получены в рамках апертурной теории, в связи с чем, представляет интерес выяснить в какой мере, проведенное рассмотрение может быть распространено на расстояния порядка $\Delta \leq 0,01$. Для этого в работе проводились экспериментальные исследования в диапазоне $\lambda = 3,2$ см с использованием параболической антенны диаметром $D = 1000$ мм (рис. 3, а), а в качестве вспомогательной антенны – открытый конец волновода сечением 23×10 мм² (рис. 3, б).

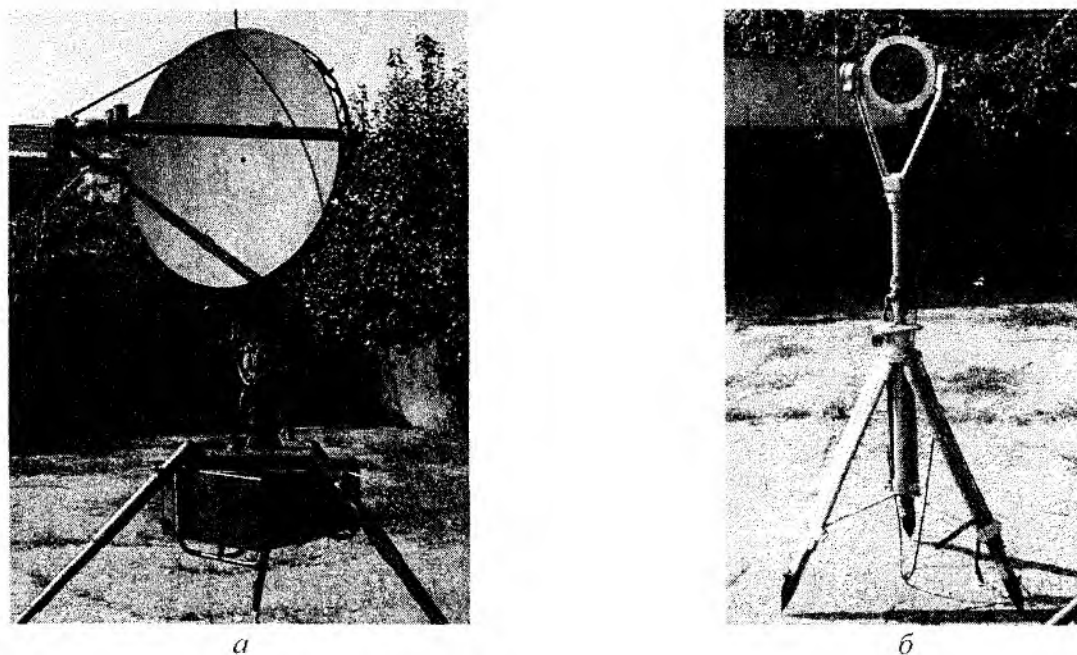


Рис. 3. Исследуемая параболическая антенна (а) и вспомогательная антенна (б)

При измерениях расстояние между антеннами изменялась в диапазоне $0,005 \leq \Delta \leq 1$, а методика юстировки положения антенн с помощью лазерного прицела обеспечивала строгое совпадение оптических осей антенн на всей протяженности трассы, результаты приведены на рис. 4. Как видно, экспериментальные данные (пунктир) в значительной мере согласуются с результатами расчета (гладкая кривая) вплоть до самых малых расстояний $R_0 = 0,005R_0$, что говорит о достаточно высокой надежности апертурного метода расчета при столь малых расстояниях между антеннами, когда в раскрыве антенны укладывается несколько зон Френеля $m \geq 2$ с противофазными участками.

Однако следует отметить, что проведенные измерения не подтвердили наличие осциллирующего коэффициента дефокусировки (рис. 1), что может быть вызвано влиянием сложной геометрией антенного устройства (рис. 3, а) на близких расстояниях. Действительно, при значении параметра $\Delta \cong 0,01$ вспомогательная антенна находилась на расстоянии всего 20 см от кронштейна для крепления облучателя (рис. 3, а) и самого облучателя. Поэтому нетрудно предположить, что ближние поля, образованные за счет дифракции излучения вспомогательной антенны на элементах конструкции исследуемой антенны, могут существенно исказить данные, полученные в рамках апертурной теории, которая не позволяет описывать дифракционные явления.

Описанная методика была использована для измерения КУ параболической антенны диаметром $D = 3$ м (РЛС типа МРЛ-1) в диапазонах $\lambda_1 = 8$ мм и $\lambda_2 = 3,2$ см (расстояние дальней зоны соответственно 2,2 и 0,56 км) на расстоянии $R_0 = 62$ м.

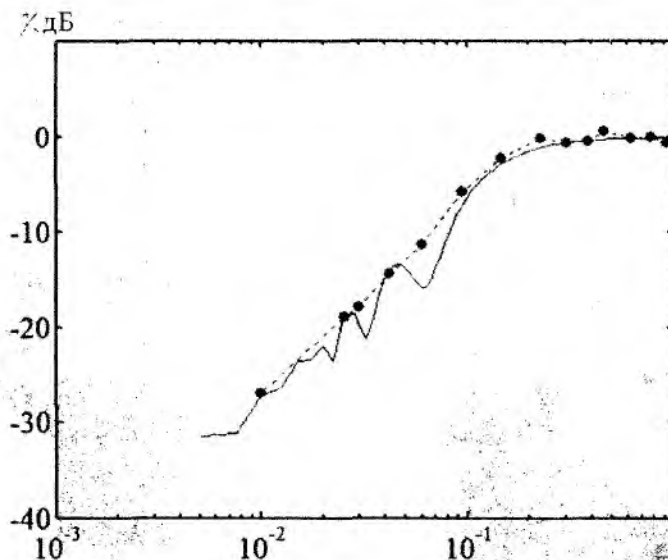


Рис. 4. Сравнение расчетной и измеренной зависимости коэффициента дефокусировки

Измерения проводились в два этапа путем сравнения коэффициентов передачи “исследуемая антенна – вспомогательная антенна” η_x и “эталонная антенна – вспомогательная антенна” η_3 , где в качестве вспомогательной и эталонной антенн использовались рупорные антенны с калиброванным коэффициентом усиления G_3 , для которых условие дальней зоны выполнялось с запасом. Тогда используя выражение (2) для коэффициента передачи между двумя антеннами в двух случаях, можно получить простое соотношение для коэффициента усиления исследуемой антенны в дальней зоне

$$G_x = G_3 \frac{\eta_x}{\eta_3} \frac{1}{\gamma} \quad (7)$$

Коэффициент усиления эталонных рупорных излучателей равнялся $G_3 = 24,9$ дБ и $G_3 = 5,5$ дБ в диапазонах $\lambda_1 = 8$ м и $\lambda_2 = 3,2$ см соответственно, а коэффициент дефокусировки, рассчитанный с учетом расстояния между антеннами согласно (6) составлял $\gamma = -18,6$ дБ в диапазоне $\lambda = 0,816$ см и $\gamma = -5,3$ дБ в диапазоне $\lambda = 3,2$ см (параметр Δ равен 0,028 и 0,11 соответственно). В результате КУ исследуемой антенны для дальней зоны составляет 45 дБ в диапазоне 3,2 см (паспортное значение 46 дБ), а в диапазоне 0,816 см равен 59,1 дБ (паспортное значение – не менее 57,8 дБ). Как видно, отличие измеренного усиления антенны в дальней зоне с помощью описанной методики от паспортных данных не превышает 1 дБ, что также может быть связано с точностью проведения паспортизации антенны в заводских условиях.

В результате проведенных исследований, можно сделать следующие выводы:

1. Получены выражения для потерь коэффициента усиления апертурных антенн (коэффициента дефокусировки) при измерениях в существенно ближней зоне $\Delta = \frac{R_0}{R_0} \leq 0,01$.

2. Показано, что при малых расстояниях между вспомогательной и исследуемой антеннами $\Delta \leq 0,1$, характер убывания коэффициента передачи несколько меняется в связи с формированием в раскрыве зон Френеля.

3. Проведены экспериментальные исследования коэффициента дефокусировки параболической антенны $D = 31\lambda$ в широком диапазоне изменения расстояния между исследуемой и вспомогательной антеннами $0,01R_0 \leq R_0 \leq R_0$, которые находятся в хорошем соответствии с расчетными данными.

4. Показано, что использование апертурной теории для расчета коэффициента передачи (1), (2), (6) обеспечивает достаточно высокую точность измерений коэффициента усиления больших апертурных антенн, несмотря на формирование в раскрыве исследуемой антенны противофазных участков (четных зон Френеля).

Список литературы: 1. *Jull E.V.* The estimation of aerial radiation pattern from limited near-field measurements // Proc. Inst. Elec. Engrs (London). – 1963. – V. 110. P.501-506. 2. *Bickmore R.W.* Fraunhofer pattern measurement in the Fresnel zone // Can. J. Phys. 1957. V. 35, P.1299-1308. 3. *Hu M.K.* Fresnel Region Field Distribution of Circular Aperture Antennas // IRE Trans. Antennas and Propagation. – 1960. – V. 8. – P. 344-346. 4. *Kay A.F.* Near-Field gain of Aperture Antennas // IRE Trans. Antennas and Propagation. – 1960. – V. 8. – P. 586-593. 5. *Hu M.K.* Fresnel Region Fields of Circular Aperture Antennas // Journal of Research of the national Bureau of Standards. D. Radio Propagation. – 1961. – V. 65D. No. 2. – P. 137-147. 6. *Кюн Р.* Микроволновые антенны. – Л. : Судостроение, 1967. – 520 с.

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

Поступила в редколлегию 15.12.2012

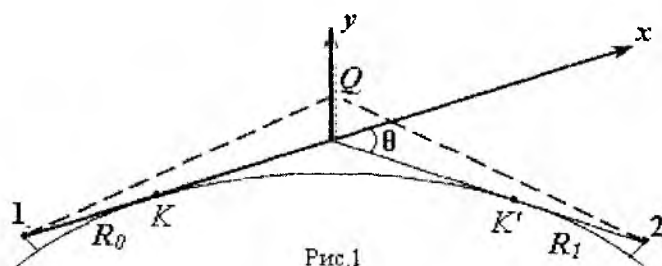
ОЦЕНКА СВЧ ПОЛЯ ЗА РАДИОГОРИЗОНТОМ ПО ИЗМЕРЕННОМУ ПРОФИЛЮ КОЭФФИЦИЕНТА ПРЕЛОМЛЕНИЯ ВОЗДУХА

Введение

Известно, что условия распространения радиоволн УВЧ и СВЧ диапазонов определяются характером процессов в пограничном слое атмосферы и подвержены сильным сезонным и суточным изменениям. Поэтому актуальна задача диагноза и прогноза текущих условий распространения по данным зондирования пограничного слоя атмосферы теми или иными методами [1, 2]. Среди известных методов зондирования наибольшее распространение получил метод измерения высотного профиля приведенного коэффициента преломления $N(h)$ в районе расположения заданных радиотрасс. Наглядность профилей $N(h)$ позволяет путем простого анализа определить вероятный тип условий распространения [1, 3]. Численная оценка этих условий в виде множителя ослабления $V(h, R)$ как функции высоты h и расстояния R требует, как правило, трудоемких расчетов.

Исследованиям поля и множителя ослабления при распространении радиоволн вдоль земной поверхности посвящены многочисленные теоретические и экспериментальные работы [1 – 9]. Результаты этих работ обобщены в обзорах [10 – 13]. В работе [4] отмечается, что точность прогнозирования условий распространения СВЧ радиоволн современными системами прогнозирования AREPS и TUCUR в загоризонтной области неудовлетворительна. Приведенные в этой работе экспериментальные данные и результаты расчетов показывают, что наибольшие расхождения значений множителя ослабления (около 20 дБ) наблюдаются на дальностях 100...200 км.

В работе [14] для оценки множителя ослабления волн дециметрового диапазона (длина волны $\lambda = 35$ см) вблизи радиогоризонта и в области тени над морской поверхностью применен метод эквивалентных источников (МЭИ). Исходными данными для расчета $V(R)$ при $h = const$ были высоты корреспондирующих пунктов 1 и 2 (рис.1), расстояние между ними по поверхности Земли и высотные профили диэлектрической проницаемости $\epsilon(h)$, измеренные в «средней» части трассы. Порядок расчета и расчетные соотношения подробно изложены в работе [15]. МЭИ близок к методам геометрической теории дифракции [16] и опирается



на геометрическую оптику и метод Кирхгофа. При разработке метода ставилась цель – найти простой путь приближенного расчета поля в зоне дифракции и переходной области от зоны дифракции к зоне дальнего тропосферного распространения, т.е. на дальностях до 200 км. Согласно [15] в первую очередь рассчитывается поле E_Q на плоскости Q

(см.рис.1) в средней части трассы (поле эквивалентных источников), причем область, где $E_Q \neq 0$, находится в зоне прямой видимости передающей и приемной антенн, расположенных в точках 1 и 2. Затем поле в точке наблюдения $E_S(R_1)$ вычисляется с помощью дифракционного интеграла Френеля – Кирхгофа по граничному полю E_Q . При вычислении поля E_Q учитывается отражение радиоволн от морской поверхности и связанные с профилем $\epsilon(h)$ фазовые искажения. Последние вычисляются путем решения уравнения эйконала.

В данной работе рассматриваются условия применимости метода эквивалентных источников и результаты приближенного расчета дистанционных зависимостей множителя ослабления $V(R)$ в коротковолновой части сантиметрового диапазона для $\lambda = 4$ см.

Условия применимости метода эквивалентных источников

Пределы применимости двухэтапного расчета поля с помощью МЭИ определяются условиями применения первых приближений геометрической оптики [8, 17]:

$$\lambda |\text{grad} \varepsilon| \ll \varepsilon, \quad (1)$$

$$\sqrt{\lambda L} \ll l_0, \quad (2)$$

$$\langle [\ln(A/A_0)]^2 \rangle \ll 1, \quad (3)$$

где L – дистанция, пройденная волной в неоднородной среде, l_0 – внутренний масштаб неоднородности, A – амплитуда волны, A_0 – начальная амплитуда при «входе» луча в неоднородную среду, угловые скобки обозначают усреднение по ансамблю реализаций. При малых флуктуациях уровня (3) флуктуации фазы могут быть и не малыми [17].

Условие (1) в дециметровом и сантиметровом диапазонах волн, как правило, выполняется. Условия (2) и (3) существенно ограничивают дистанции, на которых рассчитываются амплитуды поля. В нашем случае рассматриваются отклонения лучей от первоначальной траектории на малые углы $\theta \ll 1$, и неравенство (2) существенно ослабляется, поскольку малые углы дифракции связаны с крупномасштабными неоднородностями. Условие (3), как отмечается в [8], не является необходимым при решении уравнения эйконала для слоистых сред. Поэтому единственным существенным ограничением L для расчета фазовых искажений является требование отсутствия каустик.

Чтобы оценить минимальное расстояние до каустики, представим профиль диэлектрической проницаемости $\varepsilon(h)$, заданный в интервале высот $(0, H)$, в следующей форме:

$$\varepsilon(h) = \varepsilon_0 + g_c h + \tilde{\varepsilon}(h), \quad (4)$$

где ε_0 – среднее значение, g_c – средний градиент в интервале высот $0 < h < H$, $\tilde{\varepsilon}(h)$ – выборочная функция (реализация) случайного процесса, описывающая отклонения ε от составляющей $g_c h$ в (4). Линейная компонента $g_c h$ вызывает регулярную рефракцию и не влияет на расстояние пройденное волной до каустики. Поэтому структура и вид каустик зависят от случайной составляющей $\tilde{\varepsilon}(h)$.

Рассмотрим периодическую функцию $f(y)$ с периодом, равным интервалу высот, в котором измерен профиль $\varepsilon(h)$. Потребуем, чтобы в этом интервале выполнялось равенство

$$\tilde{\varepsilon}(y) = f(y), \quad 0 \leq y \leq H.$$

Значения $\tilde{\varepsilon}(y)$ всюду ограничены, и поэтому можно разложить $f(y)$ в ряд Фурье:

$$f(y) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n e^{jn \frac{2\pi}{H} y}, \quad a_n = \frac{1}{H} \int_0^H f(y) e^{-jn \frac{2\pi}{H} y} dy. \quad (5)$$

Теперь пространственная структура $\tilde{\varepsilon}(y)$ представлена совокупностью детерминированных гармонических составляющих, а анализ поведения лучей сводится к известной задаче о каустиках позади плоского фазового экрана с синусоидальной модуляцией фазы [18].

Предположим, что после прохождения дистанции L в плоско-слоистой среде плоская волна приобретает фазовые искажения, которые на плоскости Q описываются поправкой к эйконалу первого порядка:

$$\varphi_1(y, L) = \frac{1}{2} \int_0^L \tilde{\varepsilon}(y) dL \approx \frac{1}{2} \tilde{\varepsilon}(y) L. \quad (6)$$

Для первой гармоники разложения (5) значения эйконала на этой плоскости с учетом (6) можно записать в виде

$$\varphi_1(\eta) = b \sin(\omega\eta + \alpha) = a_1 L \sin(\omega\eta + \alpha),$$

где $\omega = 2\pi/H$, η – координата выхода луча из фазового экрана, b – амплитуда «модуляции» эйконала, a_1 – амплитуда первой гармоники, α – начальная фаза, которую вначале положим равной нулю.

Уравнения каустик позади экрана имеют вид [18]:

$$\omega y = \omega\eta + \text{ctg}(\omega\eta) \left[1 - \omega^2 b^2 \cos^2(\omega\eta) \right], \quad (7)$$

$$\omega x = \frac{1}{\omega b \sin(\omega\eta)} \left[1 - \omega^2 b^2 \cos^2(\omega\eta) \right]^{3/2}. \quad (8)$$

Как показывает анализ [18], при $x < 0$ каустики отсутствуют. Наименьшее расстояние x_{κ} от плоскости Q до каустики при $\alpha = 0$, $x > 0$ соответствует значению параметра $\eta = H/4$, т.е. точке экрана, где радиус кривизны фазового фронта наименьший. Подставляя в уравнение (8) $\eta = H/4$, получим для первой гармоники

$$x_{\kappa 1} = \frac{H^2}{(2\pi)^2 a_1 L}. \quad (9)$$

Для гармоники с номером n

$$x_{\kappa n} = \frac{H^2}{(2\pi)^2 n^2 a_n L}, \quad n = 1, 2, \dots \quad (10)$$

Полное расстояние, пройденное волной до каустики,

$$R = L + x_{\kappa n} = L + \frac{H^2}{(2\pi)^2 n^2 a_n L}. \quad (11)$$

Если в выражении (11) рассматривать L как независимую переменную, то легко убедиться, что функция $R(L)$ при $L > 0$ имеет единственный минимум. Приравнявая нулю производную $\partial R / \partial L$ и учитывая (10), найдем минимальное расстояние R_m до каустики и соответствующие этому минимуму значения L_m и $x_{\kappa m}$:

$$\begin{aligned} R_m &= L_m + x_{\kappa m}, \\ x_{\kappa m} &= L_m, \\ L_m &= \frac{H}{2n\pi} (a_n)^{-1/2}. \end{aligned} \quad (12)$$

Полученное значение R_m можно рассматривать как оценку максимальной дистанции при вычислении первой поправки к эйконалу (6). Значения $x_{\kappa m}$ и R_m позволяют приблизительно оценить протяженность трасс, на которых применим метод эквивалентных источников при произвольной структуре каустик, причем выражения (12) не зависят от длины волны λ , если выполнено необходимое условие применения геометрической оптики (1).

Для оценки порядка величин L_m , R_m предположим, что амплитуда первой гармоники $a_1 = 10^{-5}$, $H = 300$ м. Тогда из (12) следует: $L_1 = x_{\kappa 1} = 15,1 \cdot 10^3$ м; $R_1 = 30,2 \cdot 10^3$ м. Если $a_1 = 10^{-6}$, то $L_1 = 23,8 \cdot 10^3$ м; а $R_1 = 47,7 \cdot 10^3$ м. В случае расходящейся (цилиндрической) волны значения R_m и L_m будут, очевидно, больше вычисленных значений.

На рис. 2 приведены примеры амплитудных спектров (а, б) и среднеквадратические значения A_n амплитуд гармоник (в), полученные усреднением по всем реализациям $\varepsilon(h)$, использованным в расчетах.

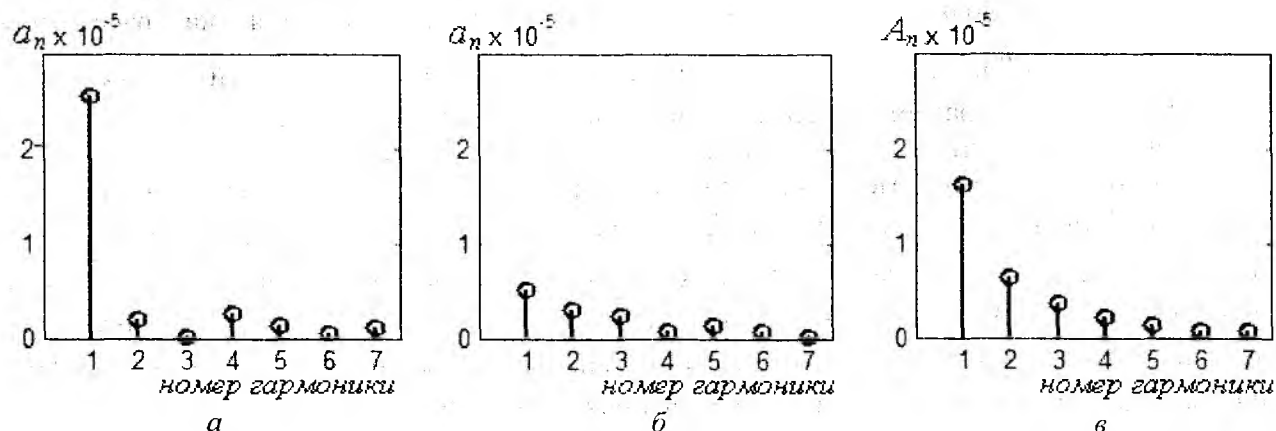


Рис. 2

Из выражения (12) следует, что L_m остается неизменным для всех n , если амплитуды a_n убывают как n^{-2} , но в общем случае минимальные значения L_m и $x_{км}$ определяются амплитудами высших гармоник.

Выбор положения плоскости Q произволен и зависит от условий конкретной задачи. Каждой точке на этой плоскости соответствуют два луча: один «геометрический» луч приходит от источника, второй (исходящий) дифракционный луч направлен в точку наблюдения. Фаза поля эквивалентного источника в этой точке учитывает суммарное изменение эйконалов двух этих лучей. Вычисление полного фазового сдвига наиболее просто выполняется в том случае, когда плоскость Q находится на пересечении касательных к земной поверхности, проведенных через точки расположения источника 1 и приемника 2 (см. рис.1). Тогда оба луча испытывают практически одинаковое влияние $\varepsilon(h)$ вблизи точек касания, которое учитывается соответствующими поправками к эйконалу.

Угловая зависимость множителя ослабления

Расчет поля в точке наблюдения 2 выполняется с помощью дифракционного интеграла [15, 16], который имеет вид

$$E_S(\mathbf{R}_1) = C \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\mathbf{K}\mathbf{r}} E_Q(\mathbf{r}) \cdot F d^2r,$$

$$F = \exp\left\{jk \left(\rho^2 / 2R_0 + \rho^2 / 2R_1 \right)\right\},$$

где C – постоянная, $\mathbf{K} = \mathbf{k}_s - \mathbf{k}_0$, \mathbf{k}_0 и \mathbf{k}_s – волновые векторы первичной (основной) и дифракционной волн, $E_Q(\mathbf{r})$ – поле эквивалентных источников, \mathbf{r} – двумерный радиус-вектор элемента dQ поверхности Q , R_0 и R_1 – соответственно расстояния от плоскости Q до передатчика 1 и приемника 2 (см.рис.1), ρ – расстояние от элемента dQ до прямой, соединяющей точки 1 и 2.

Если известны E_Q и F , то угловая зависимость дифракционного поля $E_S(\theta)$ получается в результате однократного вычисления преобразования Фурье. В том случае, когда $F \rightarrow 1$, получаются значения поля во всем пространстве – в зоне прямой видимости и в области тени. Формально, если $F \neq 1$, то вычисленное значение E_S справедливо только в точке \mathbf{R}_1 и ее малой окрестности. Практически в модельных исследованиях множитель ослабления V при фиксированном значении угла дифракции θ слабо зависит от расстояния

до точки наблюдения. Тогда можно приближенно характеризовать дифракционное поле диаграммой вторичного излучения, хотя диаграмма направленности (в терминах теории антенн) еще не сформировалась. Например, для размера области эквивалентных источников $H = 300 \text{ м}$ при $\lambda = 0,04 \text{ м}$ зона дифракции Френеля простирается на расстояния $R \sim 2H^2 / \lambda = 4,5 \cdot 10^6 \text{ м}$, т.е. превышает протяженность наземных радиолиний. Тем не менее, результаты модельных расчетов подтверждаются экспериментальными данными.

В ходе экспериментальных исследований [1, 19] было установлено, что на совокупностях загоризонтных трасс, имеющих общий участок вдоль поверхности Земли, множители ослабления V приближенно совпадают. Длина трасс R_{mp} , на которых сохранялось это приближенное равенство, составляла от 60 км до 200 км. Протяженность общего участка вдоль поверхности Земли KK' (см. рис. 1) изменялась от 0 до 60 км. Отношение множителей ослабления V , измеренных при $\theta = const$, но разных R , оказалось в пределах 0,88...1,2 дБ при различных состояниях тропосферы и значениях V от 2 дБ до -60 дБ [19].

Таким образом, рассчитанная угловая зависимость $V(\theta)$ может быть использована для расчета дистанционных зависимостей $V(R, h)$ с непрерывным переходом из области прямой видимости в область геометрической тени.

Результаты расчетов

Для расчета дистанционных зависимостей $V(R)$ и сравнения их с экспериментальными данными были использованы результаты натурных измерений высотных профилей $N(h)$ и дистанционных зависимостей $V(R)$, полученных в процессе комплексных исследований пограничного слоя атмосферы в прибрежной зоне над морем согласно методике, приведенной в [14].

На рис. 3 – 7 приведены измеренные значения приведенного коэффициента преломления $N(h)$ (а) и соответствующие дистанционные зависимости $V(R)$, вычисленные для трасс, на которых проводились экспериментальные исследования (б). На всех графиках $N(h)$ сплошной линией обозначен измеренный профиль $N(h)$, штриховой – зависимость $N(h)$ для «стандартной» атмосферы. На графиках дистанционных зависимостей $V(R)$ сплошные линии – экспериментальные данные, штриховые – результаты расчета; сплошной вертикальной линией обозначена граница геометрической тени для стандартной атмосферы.

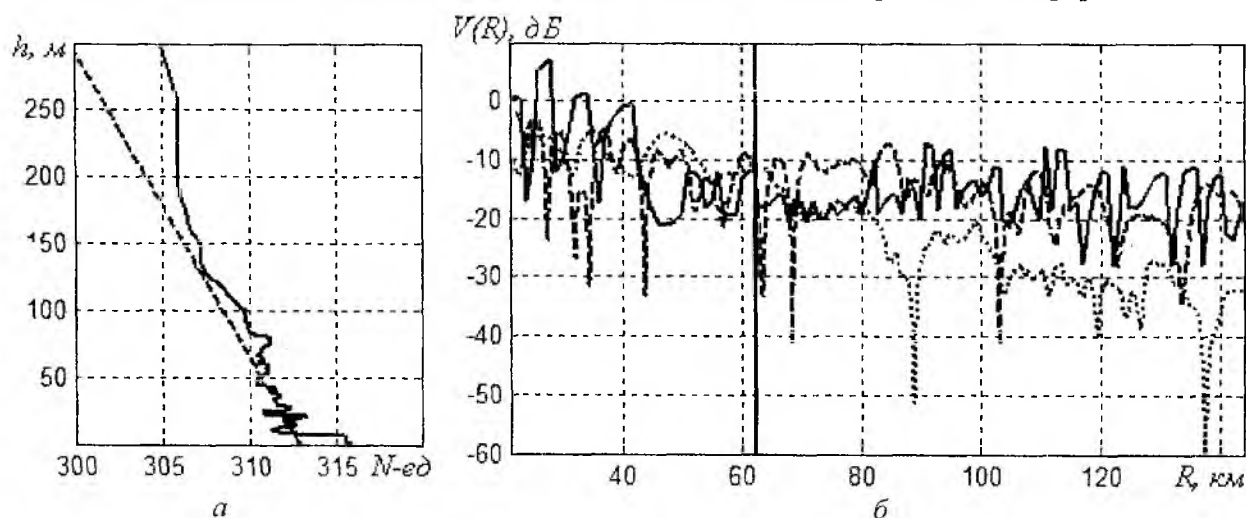


Рис.3

Профиль $N(h)$ на рис. 3, *а* соответствует такому состоянию тропосферы, когда наблюдается приводная инверсия. Как следует из экспериментальной дистанционной зависимости (рис. 3, *б*), инверсия приводит к волноводному распространению волны длиной $\lambda = 0,04$ м. Наилучшее совпадение экспериментальных данных и результатов расчета в этом случае достигается при вычислении поправки ϕ_1 к эйконалу по формуле (8) в приближении плоской волны. Если учитывается сферическая расходимость, то в загоризонтной области расчетные значения $V(R)$ (пунктир) оказываются ниже.

На рис. 4, *а* приведен профиль $N(h)$, имеющий слабо выраженную приводную инверсию. Влияние ее на ход $V(R)$ незначительное, и поэтому расчетная и экспериментальная зависимости $V(R)$ близки к зависимости $V(R)$ для стандартной тропосферы, рассчитанной по дифракционным формулам [5, 6] (пунктир).

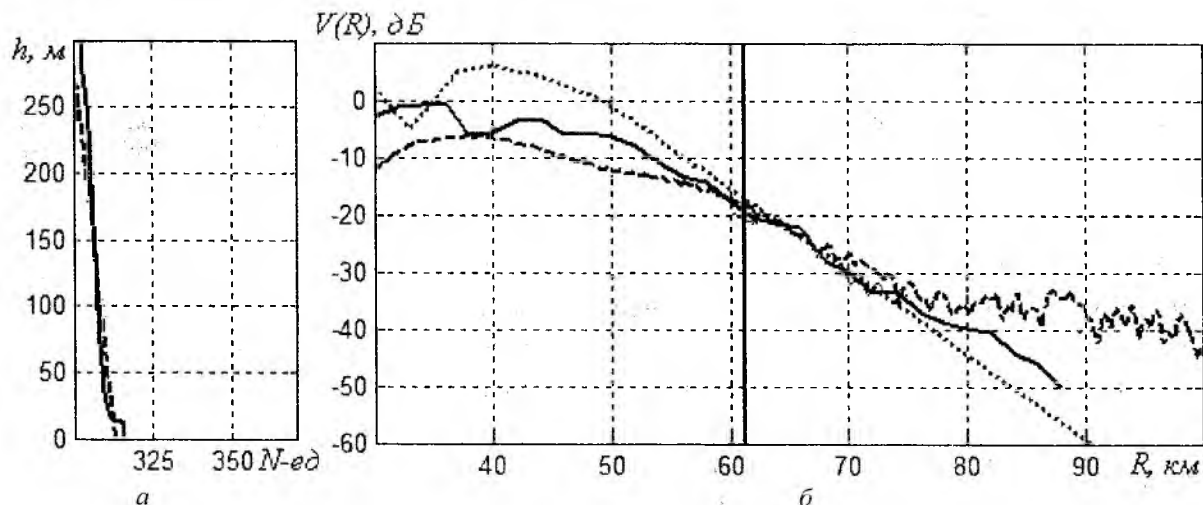


Рис. 4

Измеренный профиль $N(h)$ на рис. 5, *а* в диапазоне высот 6...90 м соответствует повышенной рефракции. Экспериментальная (сплошная линия) и рассчитанная дистанционные зависимости $V(R)$ на рис. 5, *б* характерны для таких условий распространения. Наибольшее расхождение между ними имеет место в зоне прямой видимости. Это может быть связано с отсутствием данных о профиле $N(h)$ выше 220 м.

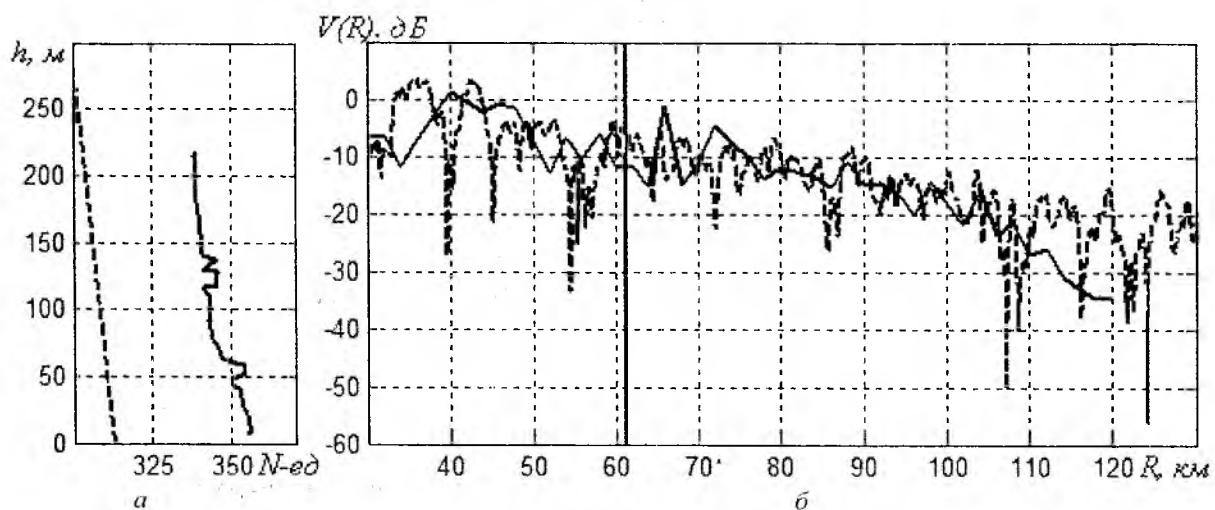


Рис. 5

На рис. 6, *а* приведен измеренный профиль $N(h)$, имеющий приподнятую инверсию. Дистанционные зависимости $V(R)$, как экспериментальная, так и рассчитанная по профилю

$N(h)$, соответствуют данным условиям. Хотя метод эквивалентных источников не предназначен для расчета волноводного распространения, в области расстояний до 160 км получается правильная оценка множителя ослабления.

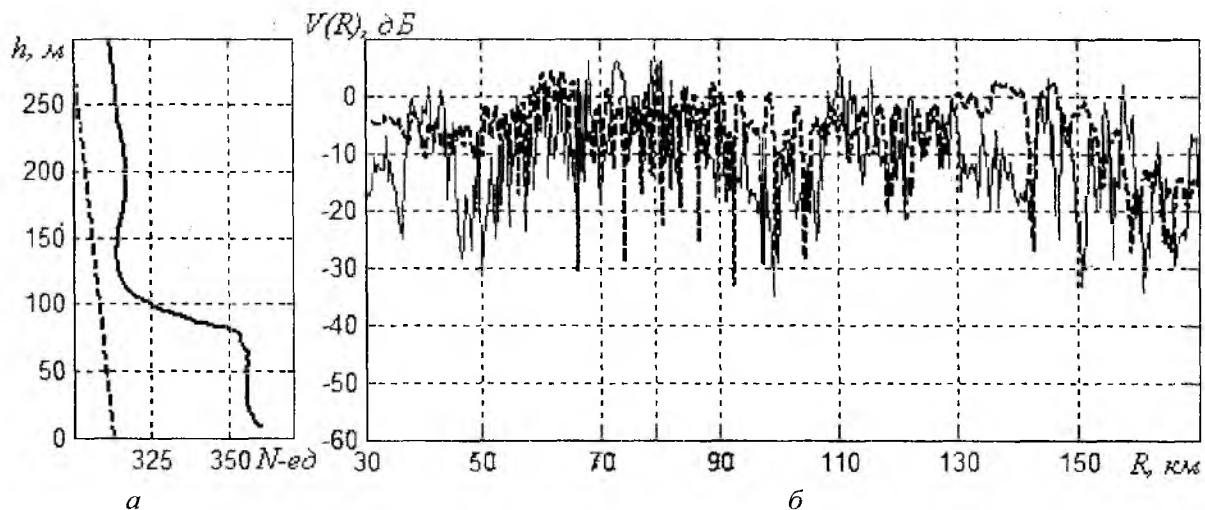


Рис. 6

Профиль $N(h)$, приведенный на рис. 7, а, в диапазоне высот до 150 м соответствует сверхрефракционным условиям распространения. Как экспериментальная дистанционная зависимость $V(R)$, так и рассчитанная (рис. 5, б), соответствуют данным условиям распространения. Наибольшие отличия между ними имеют место в области прямой видимости.

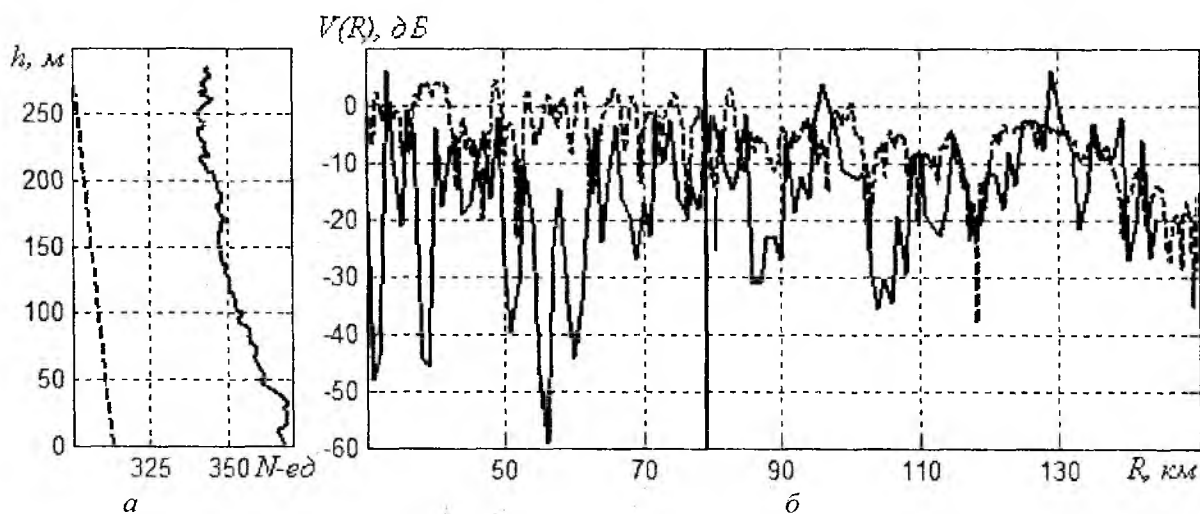


Рис. 7

Расхождение расчетных и экспериментальных зависимостей $V(R)$ для профилей измеренных до высоты 300 м, может быть связано в некоторых случаях с влиянием вышележащих слоев.

Как видно из рис. 3 – 7, на морских трассах, где проводились комплексные исследования, удовлетворительное соответствие результатов расчета экспериментальным данным наблюдаются для всех наиболее характерных типов высотных профилей, охватывающих условия распространения сантиметровых радиоволн, от стандартных до сверхрефракционных.

Выводы

Дистанционные зависимости множителя ослабления СВЧ поля над морской поверхностью, рассчитанные методом эквивалентных источников, в большинстве случаев удовлетворительно согласуются с экспериментальными данными для закрытых тропосферных трасс

протяженностью около 170 км при различных условиях распространения – от «стандартных» до сверхрефракционных.

В некоторых случаях расхождение расчетных и экспериментальных значений множителя ослабления на отдельных участках трассы достигает 10 дБ, но характер дистанционной зависимости соответствует экспериментальным данным, что позволяет использовать результаты расчета для диагноза и краткосрочного прогноза радионаблюдаемости и радиолокационной наблюдаемости.

Точность расчетов можно повысить путем учета отражения дифракционных (вторичных) волн от земной поверхности, а также возможных каустических сдвигов фаз.

Авторы признательны В.Б. Разказовскому, Г.И. Хлопову и сотрудникам отдела физических основ радиолокации ИРЭ НАН Украины им. Усикова за внимание к работе и полезные обсуждения.

Список литературы 1. *Диагностика условий распространения УКВ в тропосфере*; под ред. Г.И. Хлопова. – Киев: Наук. думка, 2010. – 264с. 2. *Жуков Б.В.* Результаты натурной реализации диагноза радиолокационной наблюдаемости по данным радиопросвечивания атмосферы эталонными источниками // *Радиотехника*. – 2006. – Вып.146. – С. 242-249. 3. *Жуков Б.В.* Диагноз типов условий загоризонтного распространения радиоволн в прибрежной зоне акваторий по данным радиопросвечивания тропосферы // *Радиотехника*. – 2010. – Вып.163. – С. 248-255 4. *Акулиничев Ю.П., Ваулин И.Н., Ровкин М.Е.* Оценка эффективности прогнозирования зон радиовидимости по имеющимся экспериментальным данным // *Изв. вузов. Физика*. – 2007. – Т. 50, N5. – С. 87 – 92. 5. *Фейнберг Е.Л.* Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. – М.: АН СССР, 1961. 546 с. 6. *Фок В.А.* Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн. – М.: Сов. радио, 1970. – 517с. 7. *Дальнее тропосферное распространение ультракоротких волн*; Под ред. Б.А. Введенского и др. – М.: Сов. радио, 1965. – 418с. 8. *Татарский В.И.* Распространение волн в турбулентной атмосфере. – М.: Наука, 1967. – 548с. 9. *Лобкова Л.М.* Распространение радиоволн над морской поверхностью. – М.: Радио и связь, 1991. – 256с. 10. *Хитни Г.В., Рихтер Ю.Х., Папперт Р.А., Андерсон К.Д., Баумгартнер Дж.Б.* Распространение радиоволн в тропосфере: обзор // *ТИИЭР*. – 1985. – Т.73, N2. – С.106-128. 11. *Шур А.А.* Характеристики сигнала на тропосферных радиоприемах. – М.: Связь, 1972. – 105с. 12. *R.K. Crane* A review of transhorizon propagation phenomena // *Radio Science*. – Vol. 16, No 5, Sept.-Oct. 1981. – P. 649-669. 13. *Высоковский Д.М.* Некоторые вопросы дальнего тропосферного распространения ультракоротких волн. – М.: Изд-во АН СССР, 1985. – 110с. 14. *Жуков Б.В., Ключева А.Н., Петров В.А.* Оценка дистанционных зависимостей УВЧ радиополя над морем для произвольных высотных профилей коэффициента преломления воздуха // *Радиотехника*. – 2011. – Вып.164. – С. 58-65. 15. *Петров В.А., Ключева А.Н., Павлова О.Л.* Оценка текущих условий загоризонтного распространения УКВ по заданному пространственному распределению коэффициента преломления воздуха // *Радиотехника*. – 2011. – Вып.166. – С. 214 – 222. 16. *Боровиков В.А., Кинбер Б.Е.* Геометрическая теория дифракции. – М.: Связь, 1978. – 248с. 17. *Чернов Л.А.* Волны в случайно-неоднородных средах. – М.: Наука, 1977. – 170с. 18. *Кравцов Ю.А., Орлов Ю.И.* Геометрическая оптика неоднородных сред. – М.: Наука, 1980. – 304с. 19. *Жуков Б.В., Андриенко Ю.А.* Результаты экспериментальных исследований множителя ослабления на морских трассах с общим участком вдоль поверхности раздела // *Радиотехника*. – 2006. – Вып.145. – С.20 – 27.

*ИРЭ НАН Украины им. Усикова
Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 13.12.2013

В.П. МАЛЬЦЕВ, Г.И. ХЛОПОВ, *д-р техн. наук*

ФЛУКТУАЦИИ КОГЕРЕНТНЫХ СИГНАЛОВ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ПРИ ЗОНДИРОВАНИИ ПОЧВЫ С МАЛЫХ ВЫСОТ

Исследование спектральных характеристик сигналов, отраженных от поверхности суши имеет давнюю историю [1 – 3] и представляет значительный интерес для многих приложений. Однако опубликованные работы связаны, в первую очередь, с дистанционным зондированием поверхности суши с борта аэрокосмических носителей [2, 4], когда размеры неоднородностей существенно меньше расстояния до радара. В то же время, для ряда практических применений представляют интерес свойства отраженных сигналов при зондировании с предельно малых высот, которые соизмеримы с размерами неровностей почвы.

В частности, для повышения эффективности сельскохозяйственного транспорта, весьма актуально применение доплеровских измерителей скорости (ДИС) для определения абсолютной скорости движения [5]. В частности, комбинируя показания ДИС с данными традиционного спидометра, можно вычислить, так называемый, коэффициент проскальзывания за счет пробуксовки колёс, величина которого в значительной мере определяет потребление горючего. С другой стороны, за счет проседания колес в почве, контактные датчики не обеспечивают требуемую точность измерения скорости, которая требуется для повышения эффективности при проведении посевных и поливных работ [5].

При этом использование радиоволн миллиметрового диапазона особенно актуально, так как позволяет существенно уменьшить массогабаритные характеристики ДИС и увеличить точность измерения на малых скоростях движения агрегата (< 5 км/ч).

Однако малая высота расположения ДИС (< 1 м), которая часто соизмерима с размерами неоднородностей подстилающей поверхности, приводит к существенному расширению спектра отраженных сигналов, по сравнению с зондированием с борта аэрокосмических носителей. При этом сложный характер движения агрегата (рыскание по курсу, галомирование и др.) приводит к нестационарному характеру отраженных сигналов, в связи с чем, разработка алгоритмов их обработки для измерения продольной составляющей скорости движения представляет значительный практический интерес.

Поэтому использование ранее полученных данных о рассеянии сигналов миллиметрового диапазона подстилающей поверхностью [6 – 8], возможно далеко не всегда, в связи с чем, в настоящей работе проведены исследования особенностей доплеровского спектра сигналов 8-миллиметрового диапазона, отраженных от грунта при движении радара на высотах ≈ 1 м.

Измерительный доплеровский радар

Для проведения экспериментальных исследований разработан и изготовлен измерительный доплеровский радар, работающий в режиме непрерывного излучения, который собран по гомодинной схеме – рис. 1. Генератор на лавинно-пролетном диоде (ЛПД) формирует излучение 8-миллиметрового диапазона мощностью $\cong 12$ мВт, которые подаются на дуплексное устройство в виде ферритового циркулятора (ФЦ). К прямому плечу ФЦ подключена рупорная антенна, ширина диаграммы направленности (ДН) которой по уровню – 3 дБ равна 10° , а отраженные от исследуемого объекта сигналы подаются через боковое плечо ФЦ на вход смесителя СВЧ (СМ), в качестве которого используется диод с барьером Шоттки (ДБШ). Просачивающиеся в боковом плече ФЦ сигналы генератора на ЛПД используются в качестве опорного напряжения для смесителя СВЧ, а напряжение доплеровской частоты усиливается с помощью усилителя доплеровских частот (УДЧ).

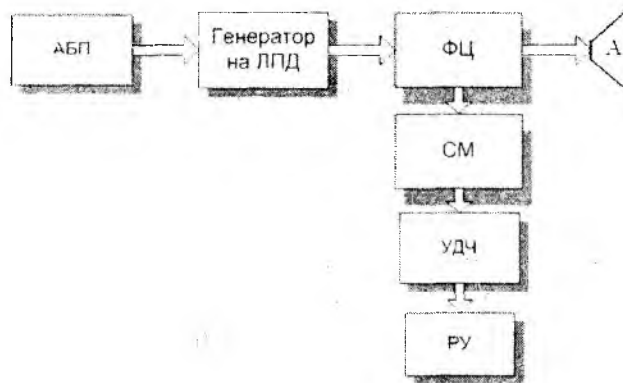


Рис. 1. Структурная схема приемопередатчика: ФЦ – ферритовый циркулятор, СМ – СВЧ смеситель, УДЧ – усилитель доплеровских частот, РУ – регистрирующее устройство. АБП – автономный блок питания, А – антенна

Выход усилителя соединен с регистрирующим устройством (РУ), которое обеспечивает запись сигналов с выхода радара в цифровом виде с частотой дискретизации 32 КГц. Приемопередатчик выполнен в виде отдельного блока – рис. 2, соединенного кабелем с блоком питания +24 В (потребляемый ток 0,2 А).

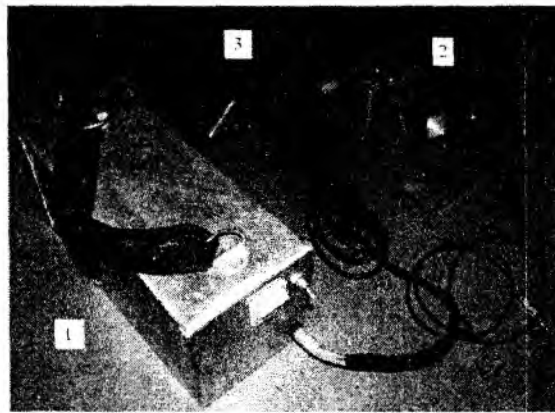
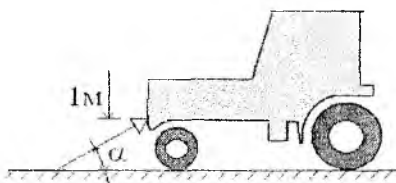


Рис. 2. Общий вид измерительного радара с устройством крепления: 1 –БП радара, 2- приемопередатчик, 3- крепежное устройство

При работе радар крепится в носовой части тракторного агрегата типа ЮМЗ на высоте $\cong 1$ м помощью специального устройства – рис. 3, а, угол наклона антенны отсчитывается от горизонтали и может принимать значения $\alpha=30^\circ, 45^\circ$ и 60° , причем ориентация плоскости поляризации рупорной антенны может устанавливаться вертикально или горизонтально, а расположение радара на тракторе при проведении измерений показано на рис. 3, б.



а



б

Рис. 3. Ориентация луча антенны – а; расположение радара на тракторе ЮМЗ – б

Обработка отраженных сигналов

Алгоритм обработки отраженных сигналов ДИС обычно основан на вычислении текущего среднего доплеровской частоты

$$\bar{f}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t dt' f(t'), \quad (1)$$

где T – время усреднения. В силу сложного характера движения агрегата, особенно при движении по пересеченной местности, амплитуда и частота отраженных сигналов модулированы по случайному закону. Так как характер движения, как показывают эксперименты, имеет нестационарный характер, то время усреднения не должно превышать интервал стационарности $T < T_c$. В рассматриваемом случае интервал стационарности определяется крупными неровностями почвы с характерным масштабом $\cong 10$ м, то при скорости движения 3 – 5 м/с время усреднения должно быть не более 2 – 3 с.

С другой стороны, если время усреднения существенно превышает интервал корреляции случайного процесса $T \gg \tau_k$ и корреляционная функция не является знакопеременной, то дисперсия оценки текущего среднего [9] имеет простой вид $D(\bar{f}) = 2D_0 \frac{1}{2\pi T \Delta f}$, где D_0 – дисперсия случайного процесса, а Δf – ширина спектра процесса на интервале локальной стационарности T_c . В этой связи исследование спектральных характеристик отраженных сигналов представляет значительный интерес, так как позволяет оценить статистические характеристики измеряемых величин.

Как показали результаты экспериментов, отраженные сигналы представляют собой широкополосный случайный процесс, временная структура которого – рис. 4, а и спектр на интервале усреднения – рис. 4, б имеют достаточно сложную структуру.

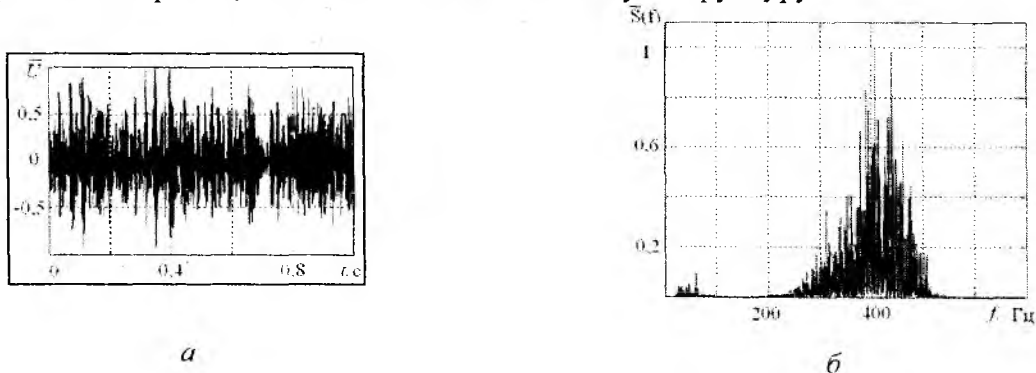


Рис. 4. Временная структура – а и спектр – б сигналов, отраженных от почвы

Поэтому для оценки дисперсии оценки частоты в работе используется, так называемый, 3D-спектр [10], который представляет собой последовательность кратковременных энергетических спектров, вычисленных в моменты времени t_n на малом интервале $t \in [t_n, t_n + \tau]$

$$S(\omega, t_n) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} dt W(t_n, t) U(t) e^{-j\omega t} \right|^2, \quad (2)$$

где $W(t_n, t)$ – функция временного “окна”, локализирующая энергию сигнала в окрестности точки $t = t_n$

$$W(t_n, t_n + \tau) = \begin{cases} W(t) & t \in t_n + \tau \\ 0 & t \notin t_n + \tau \end{cases} \quad (3)$$

Подобное представление отражает распределение энергии отраженного сигнала в плоскости “частота-время” (ω - t плоскость) в ячейках разрешения размером $\Delta\omega \cdot \tau$ – рис. 5, а, которое впервые предложено Д. Габором для распознавания речевых сигналов [11].

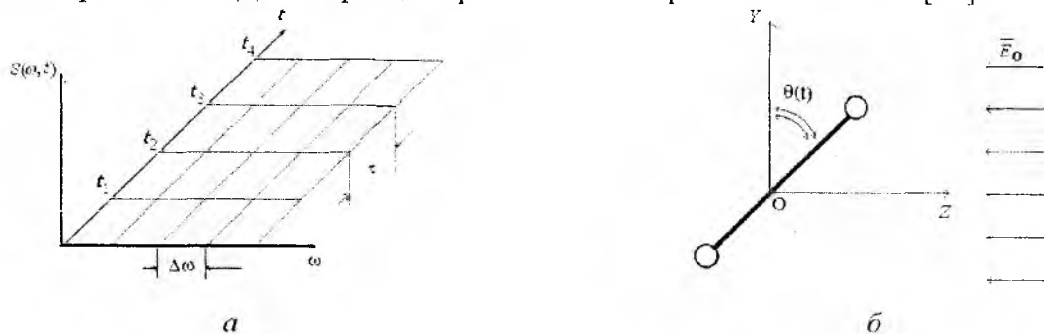


Рис. 5 Частотно-временная плоскость Габора – а, модель качающейся гантели – б

При вычислении 3D-спектра (2) полная реализация сигнала длительностью T разбивается на сумму $N = \text{Int}\left(\frac{T}{\tau}\right)$ псевдореализаций, каждая длительностью τ для смежных интервалов разбиения (алгоритм Уэлча).

Для оценки среднего значения скорости движения агрегата на интервале τ , рассмотрим энергетический центр тяжести (ЭЦТ) кратковременного энергетического спектра в виде отношения первых двух моментов кратковременного спектра [12]

$$E(t_n) = \frac{\int_0^{\infty} d\omega \omega S(t_n, \omega)}{\int_0^{\infty} d\omega S(t_n, \omega)} \quad (4)$$

В этом случае зависимость ЭЦТ от времени описывает распределение энергии отраженного сигнала в частотно-временной плоскости ω - t , что позволяет оценивать тонкую структуру изменения доплеровской частоты. Чтобы правильно выбрать длительность временного окна τ , рассмотрим модель сигнала, отраженного от жесткой гантели в виде двух точечных рассеивателей – рис. 5, б, которые движутся поступательно в направлении радара со скоростью V и одновременно совершают колебания вокруг оси OY по закону $\mathcal{G}(t) = \mathcal{G}_m \sin(\Omega_0 t)$.

На рис. 6, а приведены результаты вычисления спектра сигнала, отраженного от гантели для реализации длительностью $T=3$ с, (средняя частота Доплера $f_d=200$ Гц, частота качания $0,5$ Гц, девиация частоты отраженного сигнала $\Delta f=25$ Гц). Как показывает анализ, отраженный сигнал характеризуется глубокой амплитудной модуляцией (АМ) за счет интерференции сигнала от отдельных отражателей, а двугорбость спектра отражает характер движения гантели, обусловленный ее покачиванием (скорость изменения частоты минимальна в моменты времени, соответствующие экстремумам спектра – рис. 6, а, а время нахождения сигнала в соответствующем фильтре – максимально).

В то же время, двумерная обработка сигнала в плоскости “частота-время” позволяет существенно увеличить информативность спектральных характеристик отраженного сигнала. При этом длительность временного окна можно оценить исходя из очевидных физических соображений $\frac{1}{f_{\min}} \ll \tau \ll \frac{1}{F_k}$, где f_{\min} – минимальная частота спектра отраженных сигналов, F_k – частота качания гантели. Для выбранных параметров рассматриваемой модели этому условию удовлетворяет среднегеометрическое значение длительности временного ок-

на $\tau_{\bar{n}\bar{a}} = \sqrt{\frac{1}{f_{\min} \cdot F_k}} \cong 100 \text{ мс}$, а на рис. 6, б приведен вид нормированного 3D-спектра для рассматриваемого объекта.

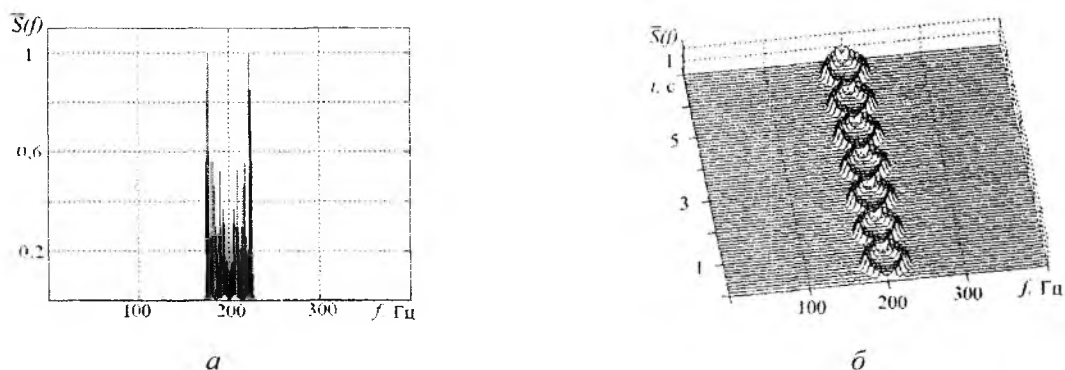


Рис. 6. Спектр сигналов, отраженных от гантели за время $T=3\text{с}$, – а; 3D-спектр для оптимальной длительности окна $\tau=0,1\text{с}$ – б

Выбор длительности окна существенно влияет на форму 3D-спектра. В частности, на рис. 7, а приведен вид спектра для окна малой длительности $\tau=0,02\text{с}$, когда высокая разрешающая способность по времени искажает частотную зависимость траектории 3D-спектра. На рис. 7, б показан вид спектра для окна большой длительности $\tau=1\text{с}$, где свивпирование частоты в пределах длительности окна приводит к характерным фазовым искажениям.

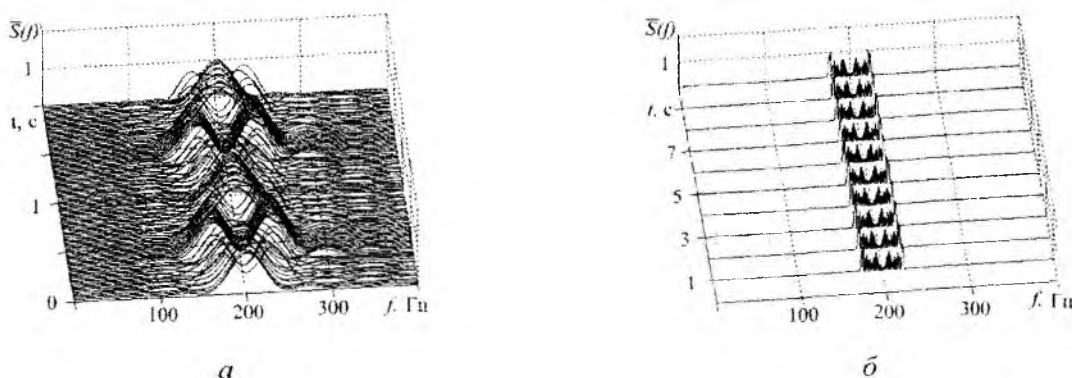


Рис. 7. Примеры 3D-спектра сигналов, отраженных от качающейся гантели при малой длительности окна $\tau=0,02\text{с}$ – а и при большой длительности $\tau=1\text{с}$ – б

Описанный подход позволяет также вычислить оценку траектории движения ЭЦТ в плоскости “частота-время” и на рис. 8 приведены результаты сравнения мгновенной частоты для модели отраженного сигнала (пунктир) и результаты вычисления ЭЦТ на периоде качания гантели (гладкая кривая) для указанного значения длительности окна. Прямая линия соответствует среднему значению скорости на длительности реализации сигнала $T=3\text{с}$, которое незначительно отличается от истинного среднего значения $f_d=200\text{ Гц}$ (относительная ошибка не превышает $\frac{\Delta f_c}{f_c} \leq 2,2\%$).

Несмотря на приближенную оценку длительности временного окна, точность вычисления траектории ЭЦТ и ее среднего значения оказывается достаточной для многих практических приложений.

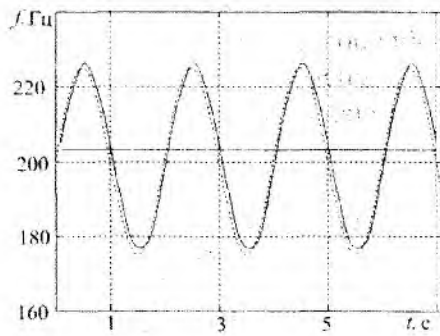


Рис. 7. Траектория движения ЭЦТ для модели сигнала

Результаты экспериментов

Измерения характеристик сигналов, отраженных от подстилающей поверхности при движении тракторного агрегата производились на вертикальной и горизонтальной поляризации излученного (принятого) сигнала для углов наклона антенны измерительного радара $\alpha=30^\circ, 45^\circ$ и 60° .

На рис. 4, б приведен пример спектра отраженных сигналов за время $T=3$ с и при движении агрегата по вспаханному полю (угол наклона антенны $\alpha=45^\circ$). Следует отметить наличие двух спектральных пиков в области низких доплеровских частот ($F_1 \cong 40$ Гц) и в области частот, которая соответствует скорости перемещения тракторного агрегата $F_2 = \frac{2V_r}{\lambda} \cos \alpha \cong 400$ Гц ($\alpha=45^\circ, \lambda=8,47$ м, $V_r=8,64$ км/ч).

Для выяснения природы низкочастотной составляющей спектра измерялся энергетический спектр сигналов для неподвижного агрегата с работающим двигателем – рис. 8, который показывает, что низкочастотная часть спектра обусловлена вибрациями элементов конструкции. В частности, пик на частоте $F=27,85$ Гц соответствует лопастной частоте воздушного вентилятора двигателя (четвертая гармоника холостых оборотов при частоте вращения двигателя 417 об/мин).

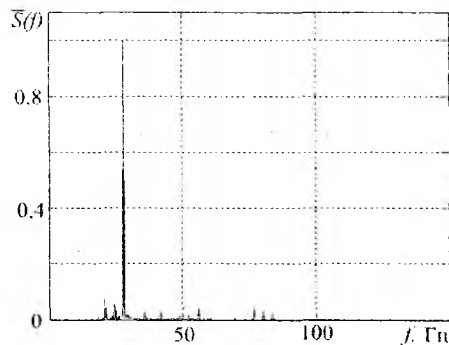


Рис. 8. Спектр сигналов ($T=3$ с), отраженных от почвы при неподвижном агрегате

Поэтому, чтобы исключить малоинформативные компоненты спектра, отраженные сигналы при дальнейшей обработке подвергались цифровой фильтрации с целью подавления низкочастотных участков спектра, обусловленных вибрацией элементов конструкции.

Необходимая длительность временного окна определялась с помощью критерия, введенного выше для модели сигналов, отраженных от гантели, и который в рассматриваемом

случае $\tau = \sqrt{\frac{1}{f_{\min} F_a}}$, где f_{\min} – минимальная частота спектра отраженных сигналов, F_r – частота галлопирования агрегата. Для минимальной частоты спектра $f_{\min} \cong 200$ Гц (рис. 4, б) и

при значении частоты $F_T \approx 0,5 \text{ Гц}$, длительность временного окна составляет $\tau \approx 100 \text{ мс}$, которая использовалась при дальнейшей обработке отраженных сигналов.

На рис. 9 приведен пример 3D-спектра для агрегата при движении по пахоте, причем угол наклона антенны (рис. 3) составлял $\alpha = 30^\circ, 45^\circ$ и 60° (рис. 9, а, б и в соответственно) для горизонтальной поляризации излучения.

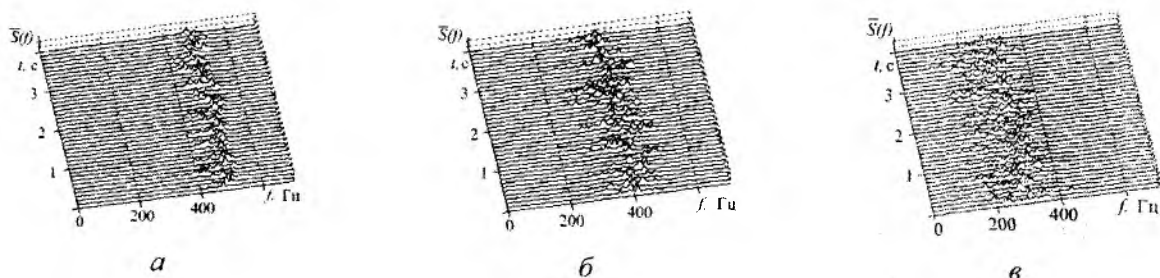


Рис. 9. Примеры 3D спектра отраженных сигналов при углах наклона антенны $\alpha = 30^\circ, 45^\circ$ и 60° (а, б и в соответственно) для горизонтальной поляризации излучения

На рис. 10 приведен аналогичный пример 3D-спектра для тех же значений угла наклона антенны (10, а, б и в соответственно) при вертикальной поляризации излучения.

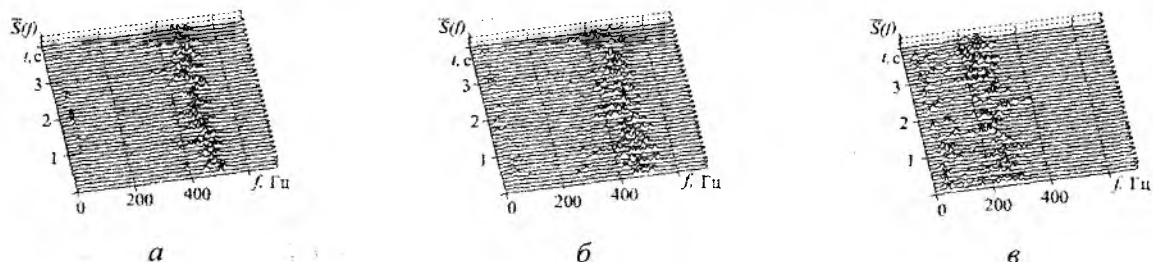


Рис. 10. Примеры 3D спектра отраженных сигналов при углах наклона антенны $\alpha = 30^\circ, 45^\circ$ и 60° (а, б и в соответственно) при вертикальной поляризации излучения

На рис. 11 показаны примеры рассчитанной траектории ЭЦТ в частотно-временной плоскости для угла наклона антенны $\alpha = 30^\circ, 45^\circ$ и 60° (11, а, б и в соответственно) при горизонтальной поляризации излучения, которые соответствуют 3D спектру на рис. 9, а на рис. 12 приведены аналогичные данные для траектории ЭЦТ при угле наклона антенны $\alpha = 30^\circ, 45^\circ$ и 60° (12, а, б и в соответственно) для вертикальной поляризации излучения и в соответствии с 3D спектром на рис. 10.

Как видно, угол наклона антенны влияет на статистические характеристики отраженных сигналов, в связи с чем, нами вычислялась зависимость коэффициентов вариации $VAR = \frac{\delta_{\text{ЭЦТ}}}{\bar{E}}$ ($\delta_{\text{ЭЦТ}}$ – среднеквадратичное отклонение ЭЦТ, \bar{E} – среднее значение ЭЦТ) от угла наклона антенны для ортогональных поляризаций излученных сигналов и для длительности реализации сигналов $T = 3 \text{ с}$ – рис. 13.

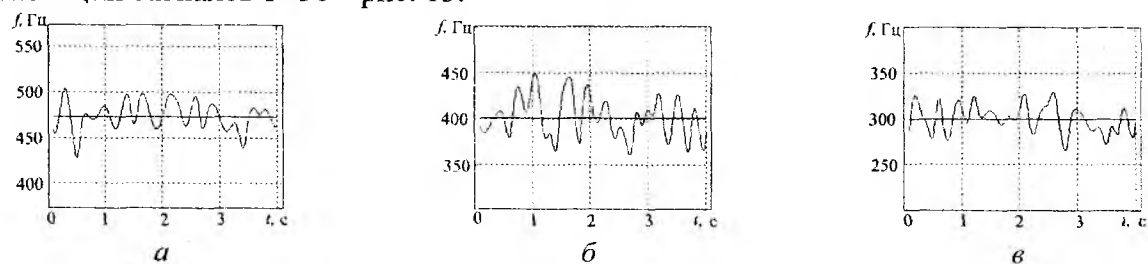


Рис. 11. Траектория ЭЦТ при горизонтальной поляризации сигналов (угол наклона антенны $\alpha = 30^\circ, 45^\circ$ и 60° (а, б и в соответственно, 3D спектр на рис. 9)

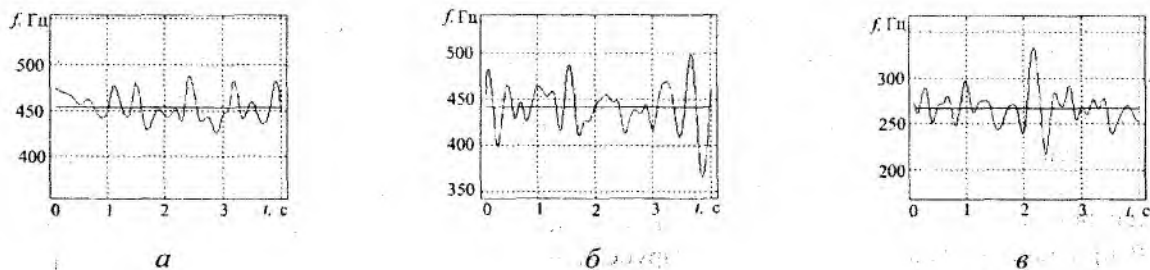


Рис. 12. Траектория ЭЦТ при вертикальной поляризации сигналов (угол наклона антенны $\alpha=30^\circ, 45^\circ$ и 60° (а, б и в соответственно, 3D спектр на рис. 10)

Как видно, коэффициент вариации растет с увеличением угла наклона антенны, что, возможно, связано с возрастанием влияния галлопирования агрегата (вертикальной составляющей скорости при движении на неровностях почвы) при больших углах визирования.

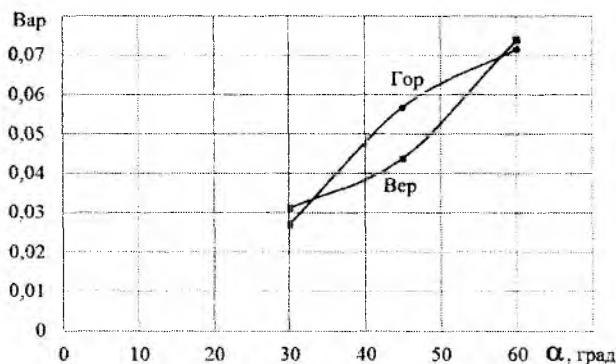


Рис. 13. Зависимость коэффициента вариации ЭЦТ от угла наклона антенны и поляризации излучаемого сигнала

Выводы

В результате проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Разработан и изготовлен измерительный когерентный радар 8-миллиметрового диапазона для исследований сигналов от подстилающей поверхности при зондировании с борта движущегося трактора.

2. Исследовано использование двумерной обработки широкополосных отраженных сигналов в плоскости “частота-время” в виде последовательности кратковременных спектров.

3. Предложен и исследован критерий выбора длительности временного окна для вычисления кратковременного спектра в виде $\tau = \sqrt{\frac{T}{f_{\min}}}$, где f_{\min} – минимальная частота спектра

отраженных сигналов, T – время локальной стационарности отраженных сигналов.

4. Проведены натурные исследования сигналов, отраженных от грунта при движении трактора и получены их статистические характеристики в результате двумерной обработки в частотно-временной области, в том числе: 3D-спектр, ЭЦТ и его коэффициент вариации.

5. Показано, что коэффициент вариации ЭЦТ растет с увеличением угла наклона антенны, что, по-видимому, связано с возрастанием влияния галлопирования агрегата (вертикальной составляющей движения на неровностях почвы) при больших углах визирования.

Список литературы: 1. *Зубкович С.Г.* Статистические характеристики радиосигналов отраженных от земной поверхности. – М.: Сов. радио, 1966. – 224 с. 2. *Kulemin G.P.* Millimeter-Wave Radar targets and Clutter. Artech House. – Boston, London. 2003, p. 327. 3. *David R. Barton.* Radar System Analysis and Modeling. Artech House, Boston, London. 1988, p. 546. 4. *Поманов А.А.* Радиофизические эффекты при

взаимодействии электромагнитного излучения миллиметрового диапазона волн с окружающей средой. Рассеивающие свойства растительных и почвенных покровов // Зарубежная электроника. – 1992. – № 11. – С.23-48. 5. Малорацкий Л. Г. Радарные измерители скорости машинно-тракторных агрегатов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1986. – №7. – С.84 -91. 6. Кулемин Г. П., Разказовский В. Б. Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью Земли под малыми углами. – Киев : Наук. думка, 1987. – 232с. 7. Андреев Г.А., Потапов А.А. Миллиметровые волны в радиолокации // Зарубежная радиоэлектроника. – 1984. – №11. – С.28-62. 8. Разказовский В.Б. Поле миллиметровых радиоволн над сушей при малых углах скольжения // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. – 2000. – №3. – С.3-34. 9. Куликов Е.И. Методы измерения случайных процессов. – М. : Радио и связь, 1986. – 272 с. 10. Могила А. А., Хлопов Г. И., Шестопалов В. П. Траекторный спектральный анализ // Радиотехника. – Харьков : Изд-во Харьк. ун-та. – 1989. – Вып.91. – С. 86-93. 11. Gabor D. Theory of Communication // J. IEE (London). – 1946. – Vol. 93, November. – P.429-457. 12. Марпл С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения ; пер. с англ. – М. : Мир, 1990. – 584с.

ИРЭ им. А.Я. Усикова НАНУ

Поступила в редколлегию 26.11.2013

МОДЕЛИ РАССЕЯННЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Введение

Принцип действия РЛС вертикального зондирования атмосферы (РЛС ВЗ) основан на регистрации сигналов, рассеиваемых турбулентными неоднородностями в импульсном объеме [1, 2]. Эти неоднородности формируются вследствие неоднородного нагрева подстилающей поверхности, а также из-за нестационарного характера воздушных течений, и увлекаются ветром. Таким образом, по доплеровскому сдвигу частоты сигнала, рассеянного неоднородностями, можно определить скорость ветра на соответствующей высоте. РЛС ВЗ обеспечивает измерение высотных профилей скорости ветра и радиолокационной отражаемости в пределах тропосферы, причем верхняя граница высотного диапазона зондирования ограничивается только энергетическим потенциалом системы [1].

Значения метеопараметров определяются в системе радиолокационного зондирования атмосферы по параметрам сигнала, рассеянного атмосферными неоднородностями. В связи с этим, процедура оценивания параметров сигнала (параметризация) в значительной степени определяет точность получаемых оценок метеопараметров.

Постановка задачи

Точность получаемых оценок параметров сигнала зависит от соотношений сигнал/шум и сигнал/помеха в приемном тракте, а также от того, насколько полно учтены свойства рассеянного сигнала при разработке и реализации метода оценивания его параметров. За счет использования априорной информации о структуре и свойствах модели формирования рассеянного сигнала, принятых при синтезе метода обработки, можно получить меньшую величину погрешностей оценивания параметров сигнала при прочих равных условиях. Вместе с тем, точность оценок для таких методов зависит от степени соответствия принятой модели реальным рассеянными сигналам.

Модели рассеянных сигналов

Поскольку в импульсном объеме присутствует множество неоднородностей, то рассеянный сигнал представляет собой суперпозицию отдельных отражений от каждой неоднородности в отдельности. С ростом времени наблюдения, в процесс формирования рассеянного сигнала включаются новые неоднородности, которые переносятся ветром и входят в область импульсного объема. Скорость их движения определяется векторной суммой скорости упорядоченного движения (средней скорости ветра на данной высоте) и случайных вариаций. Поскольку случайные колебания скорости отдельных отражателей независимы, то с увеличением их числа закон распределения флуктуационной компоненты зарегистрированной РЛС ВЗ скорости ветра стремится к нормальному закону в силу центральной предельной теоремы [1]. Это подтверждается экспериментальными исследованиями – при интервале наблюдения, приближающемся к интервалу стационарности

$$T_k = 0,2 \lambda / \sigma_v, \quad (1)$$

где λ – длина волны, σ_v^2 – дисперсия скорости ветра в импульсном объеме), форма амплитудного спектра рассеянного сигнала близка к функции Гаусса [1, 3].

Помимо модели, описывающей рассеянный сигнал, основываясь на его осредненном амплитудном спектре, распространение получили авторегрессионная (АР) модель [4] и физическая модель [5, 6].

АР модель формирования рассеянных сигналов использует представление сигнала в виде отклика рекурсивного фильтра. На вход фильтра подается белый шум, а коэффициенты фильтра определяют корреляционные и частотные свойства формируемого сигнала. Формируемый сигнал описывается выражением

$$x_i = n_i + \sum_{j=1}^M x_{i-j} a_j \quad (2)$$

для модели порядка M , а его спектральная плотность мощности –

$$W(\omega) = \frac{\sigma_n^2}{f_0} \cdot \frac{1}{\left| 1 - \sum_{i=1}^M a_i e^{-j+i\omega t} \right|^2} \quad (3)$$

Физическая модель (или модель «блестящих точек») формирует сигнал в виде суперпозиции отражений от каждой локальной неоднородности – то есть, в соответствии с физическими представлениями о процессе рассеяния радиоволны в атмосфере.

Методы параметризации рассеянных сигналов

Методы оценивания параметров рассеянных сигналов можно условно разделить на группы по степени их робастности, т.е. устойчивости к отклонениям свойств рассеянного сигнала от ожидаемых в модели. Наиболее робастными являются такие методы, которые используют минимальное количество априорной информации о сигнале – такие, как метод максимумов или метод моментов [1, 2]. Вместе с тем, недостаточное использование априорной информации, доступной при разработке системы, приводит к увеличению величины погрешностей в сравнении с оптимальными методами оценивания.

Для методов оценивания, которые используют более значительные объемы априорных данных, характерна жесткая привязка к конкретной модели формирования рассеянного сигнала. Так, для метода парных импульсов [7] это привязка к авторегрессионной модели, а для метода наименьших квадратов (МНК), описанного в [1, 2], – к модели рассеянного сигнала с гауссовым амплитудным спектром.

При уменьшении времени наблюдения предположение о гауссовой форме амплитудного спектра рассеянного сигнала может нарушаться. При малых количествах отражателей, участвующих в формировании рассеянного сигнала, центральная предельная теорема не действует, и закон распределения флуктуационной скорости ветра не является гауссовым. Вследствие этого, с уменьшением времени наблюдения, возрастает вероятность промахов измерений для методов параметризации, основанных на гауссовой модели амплитудного спектра рассеянного сигнала [6].

При времени накопления, много меньшем интервала стационарности рассеянного сигнала (1), достаточно часто регистрируются многомодовые спектры [1]. Для семейства методов МНК это приводит к увеличению минимальной невязки параметризации:

$$\varepsilon_1 = \min \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [x_i - \Phi(f_0, i, \sigma_f)]^2 \right) \quad (4)$$

Для методов, основанных на АР модели, появление дополнительных мод спектра сигнализирует о необходимости изменения порядка модели. Аналогом невязки в этом случае может быть ошибка предсказания АР модели

$$\varepsilon_2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x - x')^2 \quad (5)$$

Процедура моделирования

Точность оценок метеопараметров может быть определена путем проведения совместных измерений несколькими методами (аэрологическим зондированием, прямым контакт-

ным измерением, авиационными регистрациями, лидарным, радиоакустическим или акустическим зондированием). Вместе с тем, такой метод оценки имеет недостатки – прежде всего, наличие нескольких результатов, полученных разными системами, не дает ответа на вопрос о том, какой из этих результатов ближе к истинному значению параметра.

Другим методом оценивания точности получаемых оценок является имитационное моделирование [2, 3]. Этот метод позволяет проверить отдельные процедуры обработки, с применением модельных сигналов. Вместе с тем, результаты имитационного моделирования отображают характеристики реальной системы настолько точно, насколько выбранная модель отображает характеристики обрабатываемых сигналов.

Для оценивания точностных характеристик того или иного метода параметризации в связке соответствующей моделью рассеянных сигналов достаточно провести имитационное моделирование процесса обработки сигналов радиолокационной системой вертикального зондирования атмосферы [2 – 4]. При этом в качестве метрик погрешностей могут использоваться: среднее отклонение оценок M_1 , среднее по модулю отклонение оценок M_2 , средне-квадратическое отклонение оценок M_3 :

$$M_1(\alpha_i) = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k (\alpha_{i,j} - \alpha'_{i,j}), \quad (6)$$

$$M_2(\alpha_i) = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k |\alpha_{i,j} - \alpha'_{i,j}|, \quad (7)$$

$$M_3(\alpha_i) = \frac{1}{k} \sum_{j=1}^k (\alpha_{i,j} - \alpha'_{i,j})^2, \quad (8)$$

где $\alpha_{i,j}$ – значение параметра α_i , заданное в модели для j -го цикла измерений, $\alpha'_{i,j}$ – соответствующее значение оценки этого параметра.

Вместе с тем, после проведения такого исследования остается открытым вопрос о применимости его результатов к реальным данным, получаемым при зондировании атмосферы на РЛС ВЗ. Для анализа точностных характеристик применительно к результатам зондирования рассмотрим следующий подход. По имеющимся регистрациям рассеянных сигналов, оценим отношение сигнал/шум q , значения центральной частоты f_0 и ширины спектра σ_f рассеянного сигнала, а также коэффициенты авторегрессионной модели a_i , невязку параметризации ε_1 (4) и ошибку предсказания АР модели ε_2 (5). Далее по этим данным, для каждой точки имеющихся записей проведем имитационное моделирование и сопоставим результаты, полученные на моделях, с данными зондирования. При этом используем следующие модели рассеянных сигналов:

- модель сигнала с амплитудным спектром, описываемым функцией Гаусса [1, 2];
- авторегрессионная модель (2) [3];
- физическая модель.

В дальнейшем будем обозначать их как модели 1 – 3, в соответствии с этим порядком перечисления. Применительно к модельным и натурным данным рассмотрим следующие методы параметризации:

- метод парных импульсов [5];
- метод наименьших квадратов [2].

Представление результатов

На рис. 1, 2 приведены результаты обработки и моделирования. При этом приняты такие обозначения: кривые 1 – 3 соответствуют результатам имитационного моделирования с использованием описанных моделей (1 – сигнал с АЧС в виде функции Гаусса, 2 – авторег-

рессионная модель первого порядка, 3 – физическая модель). Кривая 4 соответствует результатам обработки натуральных данных, полученных на РЛС ВЗ дециметрового диапазона [1].

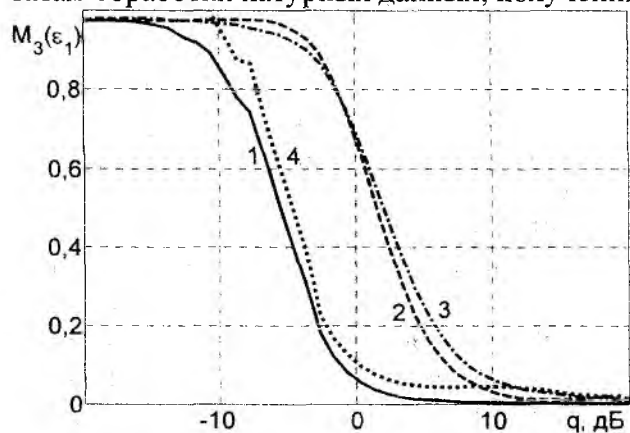


Рис. 1

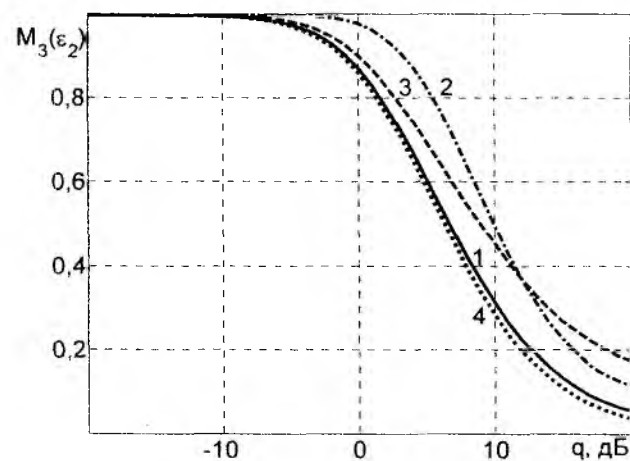


Рис. 2

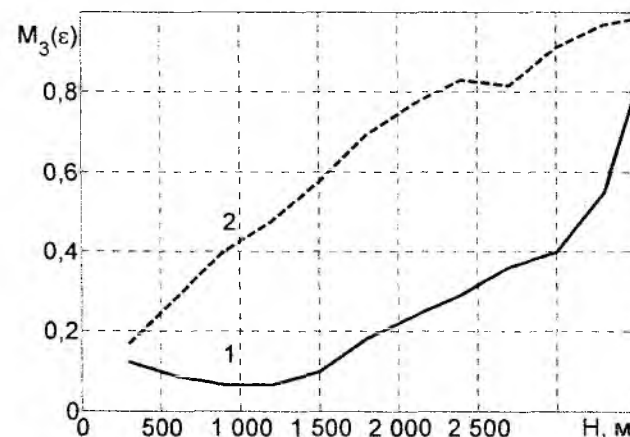


Рис. 3

На рис.1 приведены зависимости СКО минимальной невязки параметризации методом наименьших квадратов (4) от отношения сигнал/шум. С ростом отношения сигнал/шум, минимальная невязка уменьшается. При этом при использовании гауссовой модели (кривая 1) получаемые результаты минимально отличаются от результатов, полученных по натурным данным (кривая 4). Авторегрессионная модель (кривая 2) и физическая модель (кривая 3) дают существенно отличающийся результат. Этот результат вполне ожидаем, так как используемый метод параметризации разработан в предположении о гауссовой форме спектра рассеянного сигнала.

Рассмотрим результат, полученный при параметризации рассеянного сигнала методом парных импульсов (рис. 2). При этом ход зависимостей сходен с приведенным на рис.1, и также минимальное различие натуральных и модельных данных получено для модели, основанной на представлении о гауссовом амплитудном спектре.

На рис. 3 приведены осредненные профили невязки для метода наименьших квадратов (кривая 1) и метода парных импульсов (АР модель первого порядка, кривая 2). Прямое сопоставление величин невязок не корректно, однако для обоих методов просматривается постепенное увеличение невязки с ростом высоты, что обусловлено уменьшением отношения сигнал/шум [1]. Аномальное повышение невязки для метода наименьших квадратов (кривая 1) при малых высотах зондирования связано с наличием земной помехи, что приводит к появлению дополнительной моды в спектре рассеянного сигнала.

На рис. 4 и 5 приведены результаты имитационного моделирования. При этом по данным натурального эксперимента формировались имитационные выборки, затем по ним оценивалась невязка параметризации МНК (рис. 4) и АР (рис. 5) и сопоставлялась с невязкой, полученной по натурным данным. Минимальное расхождение невязки для МНК (рис. 4) получено с гауссовой моделью (кривая 1), а для метода парных импульсов (рис. 5) – на различных высотах зондирования наименьшее расхождение обеспечивают физическая модель (кривая 3) и АР модель (кривая 2).

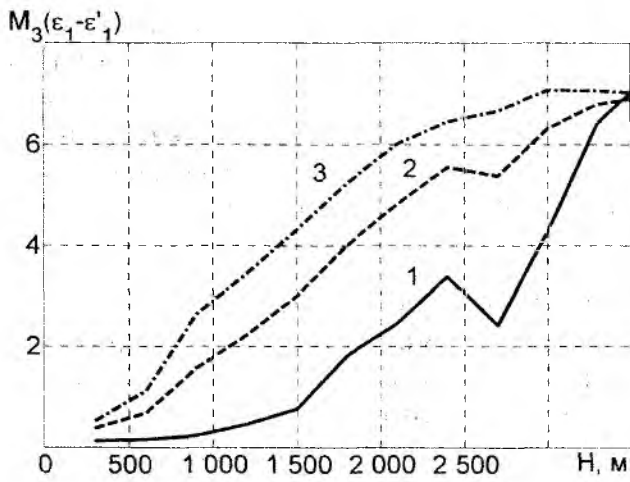


Рис. 4

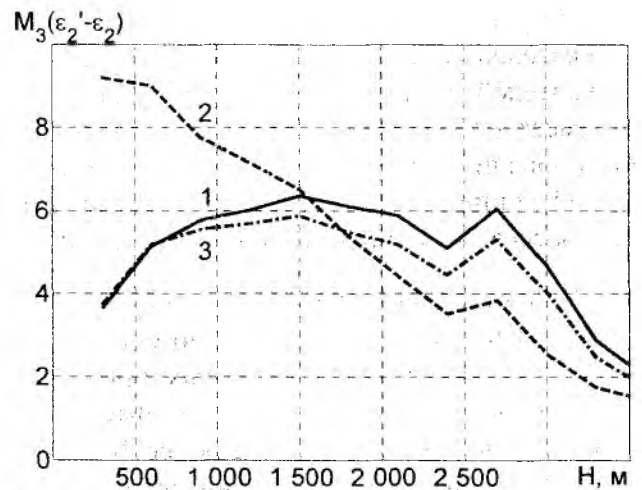


Рис. 5

На рис. 6 приведены зависимости СКО оценок скорости ветра, полученные при имитационном моделировании по результатам натурального эксперимента. Наименьшая расхоженность результатов наблюдается при использовании гауссовой модели рассеянного сигнала.

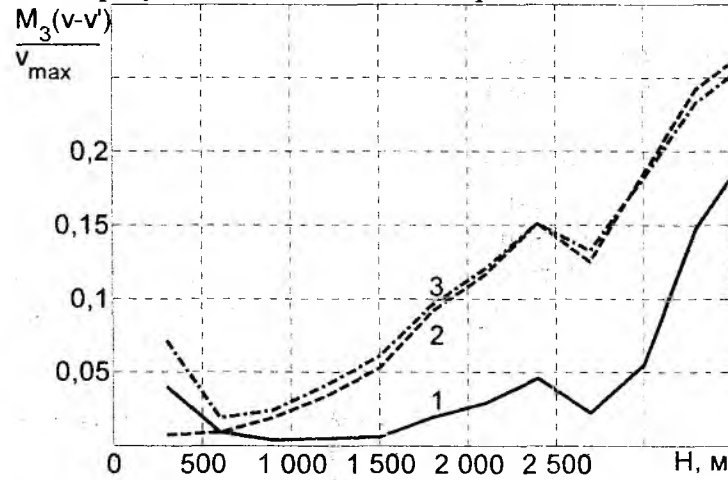


Рис. 6

Рассмотрим вопрос об оценивании числа отражателей, задействованных в формировании рассеянного сигнала. Из общих соображений понятно, что увеличение времени накопления рассеянного сигнала приводит к росту числа отражателей и соответственно способствует дальнейшему сглаживанию формы спектра рассеянного сигнала. При этом форма спектра рассеянного сигнала стремится к функции Гаусса.

Вместе с тем, для повышения степени соответствия модели рассеянному сигналу, регистрируемому в реальной системе, необходимо оценить характер зависимости числа отражателей от времени накопления.

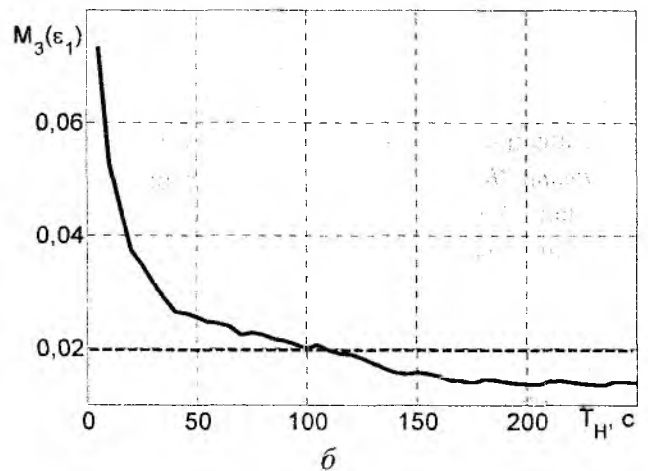
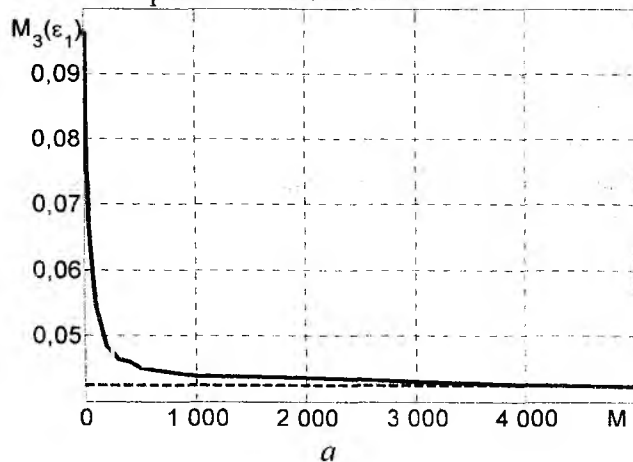


Рис. 7

На рис. 7, а приведена зависимость минимальной невязки параметризации (4) от числа отражателей, участвующих в формировании сигнала в физической модели. С ростом числа отражателей невязка уменьшается, стремясь к постоянному значению. Аналогичный характер имеет зависимость минимальной невязки от времени накопления, полученная по данным зондирования атмосферы РЛС ВЗ дециметрового диапазона [1] (рис. 7, б). При этом пунктирной линией обозначено значение невязки, полученное при использовании гауссовой модели рассеянного сигнала при прочих равных условиях.

Сопоставление графиков на рис. 7, а, б позволяет сделать следующие выводы:

- физическую модель можно считать основной при параметризации спектров рассеянных сигналов, полученных при времени накопления в единицы секунд, при этом число отражателей в модели имеет порядок нескольких сотен;
- при числе отражателей более 3000, принятом в рамках физической модели, результаты обеих моделей фактически совпадают;
- полученное в рамках сопоставления (рис. 7, б) значение невязки, более низкое для результатов натурального эксперимента, можно объяснить повышением отношения сигнал/шум за счет длительного накопления спектров рассеянных сигналов.

Выводы

Выбор модели рассеянных сигналов определяется параметрами имитируемой РЛС вертикального зондирования, в частности – интервалом накопления рассеянных сигналов. Для РЛС, использующих интервал накопления более нескольких секунд, наименьшие погрешности получены при использовании гауссовой модели рассеянного сигнала. С уменьшением времени накопления наименьшую погрешность обеспечивает физическая модель рассеяния. Авторегрессионная модель первого порядка, рассмотренная в данной работе, показала существенно худшие результаты, что может быть обусловлено значительным числом регистраций многомодовых сигналов, которые может эффективно описать модель более высокого порядка.

Список литературы: 1. *Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли* / Под общ. ред. Б. Л. Кашеева, Е. Г. Прошкина, М. Ф. Лагутина. – Харьков : Харьк. нац. ун-т радиоэлектроники; Бизнес Информ, 2002. – 426 с. 2. *Литвин-Попович, А.И.* Параметризация спектров рассеянных сигналов в РЛС вертикального зондирования атмосферы / А.И. Литвин-Попович, В.Н. Олейников // *Радиотехника*. – 2008. – Вып. 152. – С. 49-52. 3. *Литвин-Попович, А.И.* Анализ состояния атмосферы на малых временных интервалах / А.И. Литвин-Попович, В.Н. Олейников // *Прикладная радиоэлектроника*. – 2010. – Т. 9, № 4. – С. 513-520. 4. *Тихонов, В.А.* Генерирование квадратурных составляющих случайного узкополосного аналитического сигнала на несущей частоте по заданным параметрам спектральной плотности мощности / В.А. Тихонов, О.В. Зубков, Г.И. Сидоров // *АСУ и приборы автоматки*. – 2003. – Вып. 124. – С. 18-22. 5. *Островитянов, Р.В.* Статистическая теория радиолокации протяженных целей / Р.В. Островитянов, Ф.А. Басалов. – М. : Сов. радио, 1980. – 232с. 6. *Литвин-Попович, А.И.* Обработка радиолокационных сигналов в параллельных вычислительных системах / А.И. Литвин-Попович // *Радиотехника*. – 2011. – Вып. 166. – С. 165-172. 7. *Довиак, Р.* Доплеровские локаторы и метеорологические наблюдения / Р. Довиак, Д. Зрнич – Л. : Гидрометеиздат, 1988. – 503 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.11.2013

МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ МНОГОФАЗНЫХ ХАРАКТЕРИСТИЧЕСКИХ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ

Введение

Исследования показывают, что обеспечение требуемых показателей помехоустойчивости, скрытности функционирования системы передачи информации (СПИ), оперативности ввода СПИ в синхронизм может быть достигнуто на основе использования принципов широкополосной связи. При этом указанные показатели могут быть улучшены за счет реализации в СПИ динамического режима функционирования [1] в сочетании с применением классов сигналов, удовлетворяющих определенным требованиям, с точки зрения функций корреляции, ансамблевых, структурных и других свойств.

В [2] приведен метод формирования двоичных характеристических дискретных сигналов в простом поле Галуа $GF(p)$. Более предпочтительными, с точки зрения свойств и приложений, являются многопозиционные характеристические дискретные сигналы. Проведенный анализ показал, что к настоящему времени отсутствует эффективный алгоритм построения многопозиционных сигналов, не изучены в полной мере их свойства и практические приложения в системах связи.

В статье сформулирована и доказана теорема, с использованием которой предлагается метод построения многопозиционных характеристических дискретных сигналов в расширенном поле Галуа $GF(p^n)$, обладающий по сравнению с известным методом [2], существенно меньшей вычислительной сложностью.

Основные результаты исследований

Метод синтеза (формирования) базового изоморфизма многопозиционного характеристического дискретного сигнала (МХДС), обладающий по сравнению с известным алгоритмом [1] меньшей вычислительной сложностью, задается теоремой 1. При этом под базовым изоморфизмом понимается изоморфизм МХДС, построенный при использовании минимального первообразного элемента $\theta_v(x)$ поля Галуа $GF(p^n)$, где n – степень расширения поля.

Теорема 1. Пусть $v_i = 0, p^n - 2$ есть множество индексов элементов поля $GF(p^n)$, упорядоченных в порядке возрастания, а k -значный характер элементов поля $a_1, a_2, \dots, a_{p^n-1}$ фиксируется функцией с ограничениями на значность

$$\psi(a_i) = \exp\left(j \frac{2\pi}{k} v_i\right), \quad (1)$$

причем

$$\begin{cases} p^n - 1 = 0 \pmod{k}, \\ 2 \leq k \leq p^n - 1 \end{cases} \quad (2)$$

где p – простое число, n – степень расширения поля.

Тогда алгоритм построения МХДС может быть описан следующими шагами:

1. Формируется массив сдвинутых по значению индексов $v_i = i+1, i = 0, p^n - 2$, упорядоченный по возрастанию и массив элементов – чисел $a_j (j = 1, p^n - 1)$ расширенного поля $GF(p^n)$:

$$a_j = MP(i) = \theta_v^i(x) \pmod{d(f(x), p)}, \quad (3)$$

где $f(x)$ – неприводимый над полем многочлен.

2. Формируется массив $MC(i)$ элементов поля $GF(p^n)$, значения которого определяются правилом

$$MC(i) = MP(i) + 1 \text{ при } \theta_v^i(x) + 1 \equiv 0 \pmod{d(f(x), p)} \quad (4)$$

$$MC(i) = 1 \text{ при } \theta_v^i(x) \equiv 1 \pmod{d(f(x), p)}, \quad (5)$$

где $i = 0, p^n - 2$.

3. Массив индексов V_i или массив $V_i - 1$ преобразуется (записывается) в массив $MK(j)$ по адресу $MP(i)$ так, что

$$MK(j) = MK(MP(i)) = MK(\theta_v^i \pmod{d(f(x), p)}) = j - 1, \quad (6)$$

$$j = 1, p^n - 1.$$

4. Формируется массив индексов элементов поля $MU(i)$, $i = 0, p^n - 2$, значениями которого являются индексы V_i , считанные из массива $MK(j)$ по адресу $MC(i)$, т.е.

$$MU(i) = MK[MC(i)]. \quad (7)$$

5. В соответствии с выражением для всех $p^n - 1$ элементов a_i , вычисляется k -значный характер поля

$$\psi(a_i) = \psi(\theta_v^i + 1) = -\psi[MU(i)] = -\psi\{MK[MC(i)]\} = 1, \text{ если } MU(i) \equiv 0 \pmod{k}; \quad (8)$$

$$\exp j \frac{2\pi}{k}, \text{ если } MU(i) \equiv 1 \pmod{k}; \quad (9)$$

$$\exp(j \frac{2\pi}{k} (k-1)), MU(i) \equiv k-1 \pmod{k}. \quad (10)$$

Для доказательства теоремы 1 покажем, что последовательность шагов, определенная в ней, эквивалентна шагам, представленным для метода в [1]. По существу покажем, что на шагах 1 – 4 обеспечивается решение L^2 сравнений вида $v_i = IND(\theta^i + 1)$.

Действительно, на шаге L обеспечивается формирование всех элементов $a_i = \theta_v^i(x) \equiv 1 \pmod{d(f(x), p)}$, и сдвинутых на единицу индексов $v_i' = i + 1$ ($i = 0, L - 1, L = p^n - 1$) или индексов $v_i' = i$, упорядоченных по возрастанию. На этом шаге формируются номера элементов поля, расположенных в порядке возрастания.

В таком порядке они представляют собой натуральный ряд чисел, ограниченный числом $p^2 - 1$ или $p^2 - 2$.

Таким образом, на первом этапе алгоритм, определенный теоремой 1, и известный, приведенный в [2], совпадают.

На шаге 2 формируется массив элементов поля a , сдвинутый по значению на единицу, т.е.

$$a_i = (a_i' + 1) \pmod{d(f(x), p)} = (\theta_v^i + 1) \pmod{d(f(x), p)}. \quad (11)$$

На шагах 1 и 2 формируются массив элементов поля $a_i' = \theta_v^i \pmod{d(f(x), p)}$ и массив $a_i = (\theta_v^i + 1) \pmod{d(f(x), p)}$, сдвинутый на единицу по значению, а также натуральный ряд чисел, представляющий собой сдвинутый на единицу, упорядоченный по возрастанию массив индексов. В целом первый и второй шаги алгоритма совпадают с шагами известного алгоритма. На шагах 3 и 4, в результате записи сдвинутых индексов $v_i' = i + 1, i = 0, p^n - 2$ по адресу $MP(i)$, в массиве $MK(i)$, оказываются записанными по отношению к соответствующим элементам поля $GF(p^n)$ сдвинутое на единицу в сторону возрастания числа индексом. При считывании из массива $MK(i)$ чисел индексов с адресом $MC(i)$ в массиве $MU(i)$ оказываются записанными индексы v_i' , которые также на единицу сдвинуты относительно индексов v_i . Эти операции записи индексов v_i по адресу θ_v^i и считывание по адресам $\theta_v^i + 1$ по существу составляют способ решения $p^2 - 1$ сравнений вида

$$\theta_v^i + 1 = \theta_v^i \pmod{d(f(x), p)}. \quad (12)$$

Таким образом, метод построения многопозиционных характеристических дискретных сигналов для случая k -значного характера поля $GF(p^n)$, определяемый теоремой 1, является по отношению к известному методу [1] более общим и совпадает с ним для частного случая, а именно – для случая простого поля и двоичного характера поля.

Рассмотрим примеры построения МХДС.

Пример 1. Пусть необходимо построить МХДС для простого поля Галуа с параметрами

$$\begin{aligned} n &= 1, \\ p &= 13, \theta = 2, k = 2, \\ p &= 13, \theta = 2, k = 3, \\ p &= 13, \theta = 2, k = 4. \end{aligned}$$

Запишем ряд сдвинутых индексов (номеров) $v'_i = i+1 = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12$, по адресам

$$\begin{aligned} \text{МП}(i) &= \theta^i_v(x) \bmod 13 = \{2^0, 2^1, 2^2, 2^3, 2^4, 2^5, 2^6, 2^7, 2^8, \dots, 2^{11}\} = \\ &= \{1, 2, 4, 8, 3, 6, 12, 11, 9, 5, 10, 7\}; i = \overline{0, 11}. \end{aligned}$$

В результате сформируем массив сдвинутых индексов

$$\text{МК}(j) = \{1, 2, 5, 3, 10, 6, 12, 4, 9, 11, 8, 7\}.$$

Далее произведем считывание сдвинутых индексов из массива МК(j) по адресам $\text{МС}(i) = \theta^i_v + 1 \bmod 13 = 2, 3, 5, 9, 4, 7, 1, 12, 10, 6, 11, 8$. В соответствии с (3) получим массив сдвинутых на единицу индексов

$$\text{МИ}(i) = \{2, 5, 10, 9, 3, 12, 1, 7, 11, 6, 8, 4\}.$$

Используя выражение (5), получим элементы дискретных сигналов для $K = 2$:

$$D_{k=2} = \{0, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 0\};$$

для $K = 3$

$$D_{k=3} = \{2, 2, 1, 0, 0, 0, 1, 1, 2, 0, 2, 1\};$$

для $K = 4$

$$D_{k=4} = \{2, 1, 2, 1, 3, 0, 1, 3, 3, 2, 0, 0\}.$$

Пример 2. Рассмотрим пример построения МХДС для расширенного поля. Пусть $OF(p^n)$ поле с параметрами $p = 3, n = 2, f(x) = x^2 - x - 1, K = 2, K = 4$. В этом случае $L = 3^2 - 1 = 8$. Запишем ряд сдвинутых индексов U_i в массив МК(i)

$U'_i = U_i + 1 = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8$ по адресам, определяемым коэффициентами при элементах-полиномах

$$\text{МП}(i) = \theta^i \bmod d(x^2 - x - 1, 3) = \{1, \theta, \theta + 1, 2\theta + 1, 2, 2\theta, 2\theta + 2, \theta + 2\},$$

учитывая, что $P=3$, т. е. подставим вместо θ число P . Ряд коэффициентов имеет вид $K'_1 = \{1, 2, 4, 7, 2, 6, 8, 5\}$. Далее сформируем массив МС(i)

$$\text{МС}(i) = \text{МП}(i) + 1 = \{2, \theta + 1, \theta + 2, 2\theta + 2, \theta, 2\theta + 1, 2\theta, \theta\},$$

и соответствующий массив коэффициентов

$$K'_2 = \{2, 4, 5, 8, 0, 7, 6, 3\}.$$

При этом массив коэффициентов формируется, например, для $2\theta + 2$ по правилу

$$K'_{2,4} = 2P + 2 \bmod P^2 = 2 \cdot 3 + 2 = 8.$$

Считывая из массива МК(i) индексы по адресу K'_2 , получаем

$$\text{МИ}(i) = \{5, 3, 0, 7, 1, 4, 6, 2\}.$$

Элементы дискретного сигнала

$$D_{k=2} = \{1, 1, 0, 1, 1, 0, 0, 0\};$$

$$D_{k=4} = \{1, 3, 0, 3, 1, 0, 2, 2\}.$$

Для получения МХДС в комплексном виде необходимо умножить D_k на $\exp j \frac{2\pi}{k}$, тогда получим:

$W_2 = \{-1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, 1\}$ - двоичный случай;

$$W_4 = \{\exp j \frac{\pi}{2}; \exp j \frac{3\pi}{2}; \exp j \frac{\pi}{2} 0; \exp j \frac{\pi}{2} 3; \exp j \frac{2\pi}{2}; 1; \exp j \frac{\pi}{2} 2; \exp j \pi\} = \{j, -j, 1, -j, j, 1, -1, -1\}$$

- четырехфазный случай.

Покажем, что МХДС обладают оптимальной периодической функцией автокорреляции, т. е. что данное семейство сигналов является плотно упакованным по автокорреляционной функции. Действительно,

$$R(m) = \begin{cases} L, & \text{если } m \equiv 0 \pmod{L}, \\ \sum_{i=0}^{p^n-2} \psi(\theta_i^m + 1) \psi^*(\theta_i^{m+m} + 1) + \psi(-\theta^m + 1) + \psi^*(-\theta^m + 1), & \text{если } m \not\equiv 0 \pmod{L}, \end{cases} \quad (13)$$

где символ $*$ - означает комплексное сопряжение.

Выражение (7), как показано в [2], может быть заменено другим, ему эквивалентным, а именно

$$R(m) = -1 - \psi^*(\theta^m) + \psi(\theta^m - 1)[\psi(\theta^m)]. \quad (14)$$

Так как функция ψ при любом аргументе принимает значения не больше 1, то для граничных значений можно принять, что $\psi(x) = -1$ или $\psi(x) = 1$. Тогда выражение (7) примет вид: $R(m) = -1 - 1 - 1[1 + 1]$.

Выводы

Таким образом, МХДС обладают периодической функцией автокорреляции, для которой $|R_{\max}(m)| \leq 4$ при $m \not\equiv 0 \pmod{L}$. При этом, периодическая функция автокорреляции является К-уровневой. Предложенный метод построения многопозиционных характеристических дискретных сигналов в расширенном поле Галуа $GF(p^n)$, обладает, по сравнению с известным методом [2], существенно меньшей вычислительной сложностью.

Список литературы: 1. *Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами* / Г. И. Тузова, В. А. Сивов и др. ; под ред. Г. И. Тузова. - М. : Радиосвязь, 1985. - 264 с. 2. *Горбенко И.Д., Замула А.А., Киянчук Р.И.* Методы построения и исследования свойств производных нелинейных рекуррентных последовательностей // Радиотехника: - 2011. - Вып. 166. - С. 125 - 133.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.11.2012

ДВУХЧАСТОТНОЕ ЗОНДИРОВАНИЯ ПОЛИДИСПЕРСНОЙ СРЕДЫ В ВИДЕ КАПЕЛЬ ЭЛЛИПСОИДАЛЬНОЙ ФОРМЫ

В настоящее время большой интерес представляет разработка дистанционных методов измерения характеристик осадков в связи с изучением физических процессов атмосферы, а также при решении различных прикладных задач.

При этом широко используют двухчастотное зондирование, в основе которого лежит вычисление значения дифференциальной эффективной площади рассеяния (ДЭПР) и обеспечивающее более высокую точность и надежность измерения осадков по сравнению с одночастотными методами [1]. Однако большинство опубликованных работ основано на предположении о сферической форме капель, хотя в реальности форма частиц существенно отличается от сферической. Это значительно влияет на характеристики рассеяния, в связи с чем, решение задачи о рассеянии электромагнитной энергии на каплях воды несферической формы представляет значительный интерес.

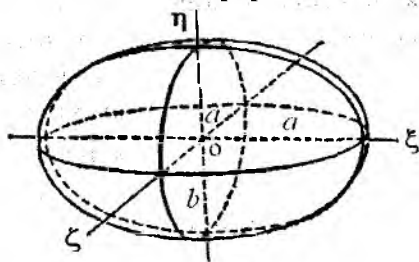


Рис. 1. Система координат и форма падающей капли

В общем случае форма падающих капель может быть достаточно сложной, однако в рамках модели Пруппахера [2], которая учитывает силы гравитации, поверхностного натяжения и аэродинамического сопротивления, действующие на каплю в режиме установившегося падения, форма капель описывается двухосным эллипсоидом [2]. Сечение капли имеет форму эллипса – рис.1 в вертикальной плоскости (горизонтальная ось $2b$, вертикальная – $2a$), а в горизонтальной плоскости – форму окружности диаметром $2b$.

При этом необходимо учитывать, что размеры капель меняются в широких пределах, что описывается функцией распределения полидисперсной среды (среды состоящей из капель разных размеров).

При двухчастотном зондировании осадков значение ДЭПР находят в виде отношения удельных значений эффективной площади рассеяния (ЭПР), измеренных на двух частотах [3]

$$\sigma_d = \frac{\sigma_0(\lambda_1)}{\sigma_0(\lambda_2)}, \quad (1)$$

$$\sigma_0(\lambda_{1,2}) = N_T \int_0^{\infty} \sigma_p(D, \lambda_{1,2}) F(D) dD \quad (2)$$

где $\sigma_0(\lambda_{1,2})$ – удельное значение ЭПР ($\text{мм}^2/\text{м}^3$) полидисперсной среды на разных длинах волн $\lambda_{1,2}$, N_T , (м^{-3}) – концентрация капель (количество частиц в единичном объеме), σ_p – ЭПР отдельной капли (мм^2).

Обычно распределение капель в среде описывается гамма – распределением [4]

$$N_T = \int_0^{\infty} N(D) dD = N_0 \Gamma(\alpha + 1) \beta^{\alpha + 1}, \quad (3)$$

где $F(D) = \frac{N(D)}{N_T}$ – плотность распределения капель по размерам (мм^{-1}). На рис. 2 приведен характерный вид гамма-распределения для нескольких значений диаметра интенсивности

дождя. Распределение имеет несимметричный вид, так как интенсивность дождя увеличивается, в основном, за счет появления крупных капель. Это подтверждается нелинейной зависимостью концентрации капель N_T от интенсивности осадков, которая измерена экспериментально [5] и аппроксимируется с помощью метода наименьших квадратов [6] для умеренных дождей $I \leq 20$ мм/ч в следующем виде

$$N_T = 495,45[1 - \exp(-I/3,17)] \quad (4)$$

Как видно, концентрация капель сначала монотонно растет с увеличением интенсивности дождя, а в дальнейшем наблюдается насыщение зависимости, в то время как увеличение интенсивности дождя происходит, в основном, за счет укрупнения капель.

Двухчастотное зондирование позволяет связать только два параметра гамма-распределения из трех, поэтому необходимо использовать дополнительную информацию о свойствах среды для полноты системы уравнений. В ряде работ предлагаются различные подходы, в том числе фиксация одного из параметров [4, 7, 8], использование корреляционных связей между параметрами и др. В то же время в работах [3, 6] предложено использовать усредненные данные контактных измерений параметров гамма-распределения в зависимости от интенсивности

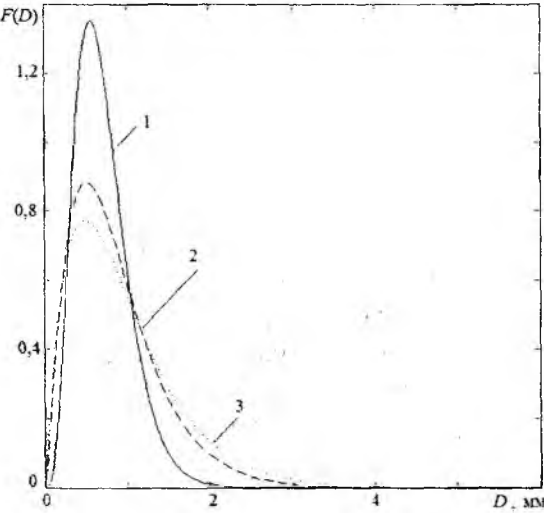


Рис. 2 Форма гамма-распределения:
кривая 1 – интенсивность осадков
 $I = 1$ мм/ч; кривая 2 – $I = 10$ мм/ч;
кривая 3 – $I = 20$ мм/ч

дождя для территории Украины [3], что позволяет сформулировать дополнительное уравнение в виде

$$\alpha = 10,22\beta^{-1,095} \quad (5)$$

Уравнения (1) – (5) образуют полную систему уравнений для вычисления трех параметров распределения частиц по размерам на основании двухчастотного зондирования, что позволяет рассчитать все интегральные характеристики осадков (интенсивность, водность, концентрацию и др.).

Чтобы вычислить ЭПР одиночной эллипсоидальной частицы в выражении для дифференциального значения ЭПР (2) используем метод моментов [9], в рамках которого рассеивающие свойства эллипсоидальной капли определяются выражением

$$\sigma_{x,y} = I_{x,y} \sigma_s \quad (6)$$

где σ_s – ЭПР сферической капли, $I_{x,y}$ – интенсивность рассеянного поля для вертикальной и горизонтальной поляризации падающего поля.

При этом интенсивность поля, рассеянная эллипсоидальной частицей записывается в следующем виде

$$I_x = \frac{i_x}{i_s} = \frac{[(g-g')\alpha_1(\alpha_2 \sin \alpha + \alpha_1 \cos \alpha) + g' \cos \alpha]^2}{g_s^2} \quad (7)$$

$$I_y = \frac{i_y}{i_s} = \frac{[(g-g')\alpha_2(\alpha_2 \sin \alpha + \alpha_1 \cos \alpha) + g' \sin \alpha]^2}{g_s^2} \quad (8)$$

Выражения для коэффициентов g и g' приведем, следуя обозначениям работы [9]

$$g = \frac{a^2 b}{3} \frac{\varepsilon' - 1}{1 + (\varepsilon' - 1) q}; \quad (9)$$

$$g' = \frac{a^2 b}{3} \frac{\varepsilon' - 1}{1 + (\varepsilon' - 1) q'};$$

где ε' – вещественная часть диэлектрической проницаемости капли; q и q' – величины, которые зависят от размеров эллипсоида и определяются выражениями

$$q = \frac{1}{e^2} \left(1 - \sqrt{\frac{1-e^2}{e^2} \arcsin e} \right), \quad q' = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} q \quad (10)$$

При вертикальной поляризации падающего поля значения коэффициентов

$$\alpha = 90^\circ, \quad \alpha_1 = 0, \quad \alpha_2 = 1, \quad \alpha_3 = 0, \quad (11)$$

а нормированная величина энергии, рассеянная эллипсоидальной частицей, примет вид

$$I_x = 0, \quad I_y = \frac{g^2}{g_s^2}. \quad (12)$$

При горизонтальной поляризации падающего поля зависимости (7), (8) записываются следующим образом:

$$\alpha = 0^\circ, \quad \alpha_1 = 1, \quad \alpha_2 = 0, \quad \alpha_3 = 0; \quad (13)$$

$$I_x = \frac{g'^2}{g_s^2}, \quad I_y = 0. \quad (14)$$

Для вычисления ЭПР сферической капли в (7), (8) необходимо учесть, что традиционно используемое длинноволновое приближение (приближение Рэлея [10]) не выполняется уже в 3 см диапазоне радиоволн (дифракционный параметр $\rho_d = \frac{2\pi r_3}{\lambda} \sqrt{\varepsilon'} \geq 1$ для капель диаметром $2r_3 \sim 1$ мм). Поэтому необходимо использовать результаты строгого решения задачи о дифракции электромагнитного поля на диэлектрической сфере [11 – 13] (теория Ми).

В этом случае выражение для ЭПР отдельной частицы, нормированное на её геометрическое сечение πr^2 , запишем в виде [13]

$$\sigma_s(r_3) = \frac{1}{\rho^2} \left| \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n (2n+1) (a_n - b_n) \right|^2, \quad (15)$$

где $\rho = \frac{2\pi}{\lambda} r_3$; a_n и b_n – коэффициенты разложения рассеянного поля, которые зависят от длины волны и коэффициента преломления материала частиц (коэффициенты Ми) [13]. При этом необходимо учитывать, что в выражение (15) входит комплексная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon = \varepsilon' - \varepsilon''$, зависимость которой от температуры и длины волны хорошо описывается обобщенными формулами Дебая [14].

В результате величина энергии, рассеянная эллипсоидальной частицей в зависимости от угла наблюдения для вертикальной поляризации ($\alpha = 90^\circ$), записывается в виде $I_{22} = \frac{g^2}{g_s^2}$, а в общем случае произвольного угла выражается следующим образом:

$$I_{22} = \frac{1}{g_s^2} \left[(g-g')^2 \cdot \sin^4 \alpha + 2 \cdot (g-g') \cdot g' \cdot \sin^2 \alpha + g'^2 \right]. \quad (16)$$

При этом важно отметить, что для горизонтальной поляризации падающего поля величина рассеянной энергии не зависит от угла наблюдения в силу симметрии задачи (рис. 1). Это обстоятельство имеет решающее значение при дистанционном зондировании осадков, так как позволяет сократить количество неизвестных параметров задачи.

Однако для вертикальной поляризации падающего поля рассеянный сигнал зависит от угла наблюдения α , в связи с чем представляет интерес оценка пределов изменчивости ЭПР полидисперсной среды и ее ДЭПР при двухчастотном зондировании при вариациях угла возвышения антенны радара. Поэтому рассмотрим результаты численного моделирования рассеивающих свойств полидисперсной среды, состоящей из капель эллипсоидальной формы для различных углов наблюдения.

На рис. 3 приведена зависимость ЭПР полидисперсной среды (σ_B относительно $1 \text{ мм}^2/\text{м}^3$) от интенсивности дождя для ортогональных поляризаций падающего поля при $\lambda=0,86 \text{ см}$ – рис. 3, а и $\lambda=3,2 \text{ см}$ – рис. 3, б (кривая 1 – сферические частицы (теория Ми), кривые 2 и 3 – эллипсоидальные частицы для горизонтальной и вертикальной поляризаций – соответственно).

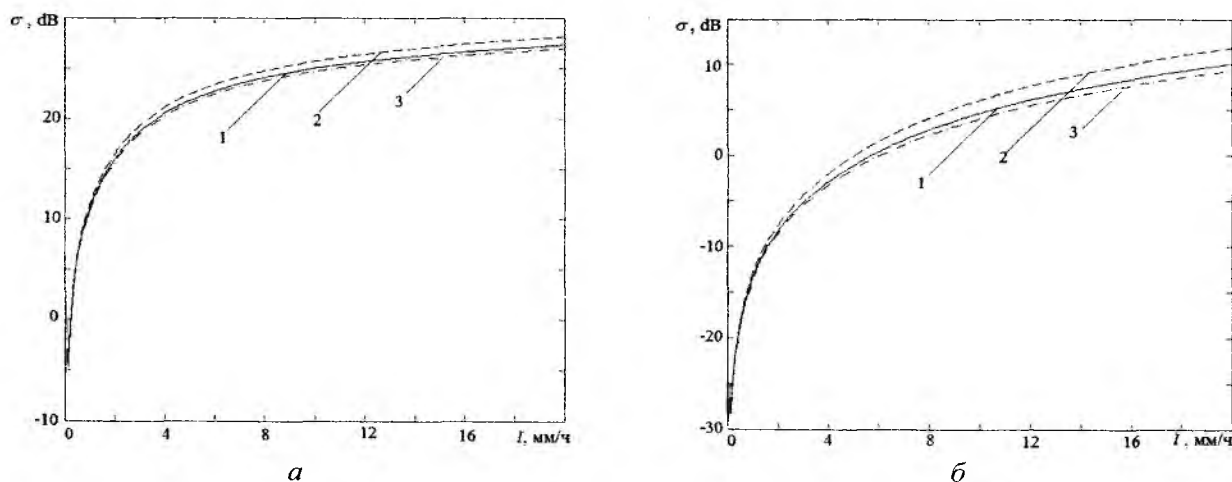


Рис. 3. ЭПР полидисперсной среды при: а – $\lambda = 0,86 \text{ см}$ и б – $\lambda = 3,2 \text{ см}$

Как видно, если интенсивность дождя не превышает 5 – 6 мм/ч, эллиптичность формы частиц практически не сказывается на величине ЭПР полидисперсной среды. На рис. 4 приведены результаты численного моделирования ДЭПР при двухчастотном зондировании при $\lambda_1=0,86 \text{ см}$ и $\lambda_2=3,2 \text{ см}$. Чем больше интенсивность осадков, тем больше отличие ДЭПР для ортогональных поляризаций. Это связано с увеличением доли крупных капель с ростом интенсивности осадков согласно (4) – рис. 2, отличие формы которых от сферической тем больше, чем крупнее частица. Кроме того, следует отметить, что в области малых интенсивностей осадков зависимость имеет характерный экстремум, что приводит к неоднозначности определения интенсивности дождя по измеренному значению ДЭПР. Это является следствием разного поведения удельной ЭПР полидисперсной среды в зависимости от интенсивности дождя в 8 мм и 3 см диапазонах – рис. 5 (кривые 1, 2 – горизонтальная и вертикальная поляризации соответственно для $\lambda=0,86 \text{ см}$, кривые 3, 4 – горизонтальная и вертикальная поляризации для $\lambda=3,2 \text{ см}$).

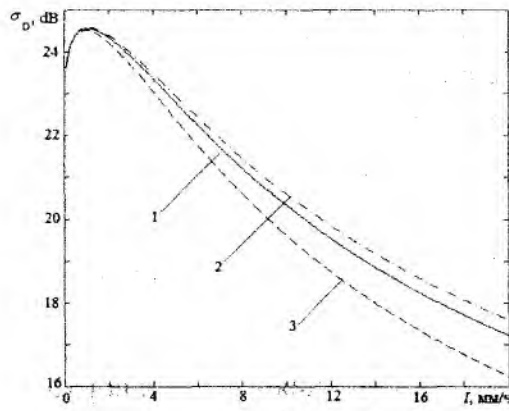


Рис. 4. Зависимость ДЭПР полидисперсной среды от интенсивности дождя в диапазоне ($\lambda_1=0,86$ см, $\lambda_2=3,2$ см, кривая 1 – сферические частицы, кривые 2 и 3 – эллипсоидальные частицы для горизонтальной и вертикальной поляризаций – соответственно)

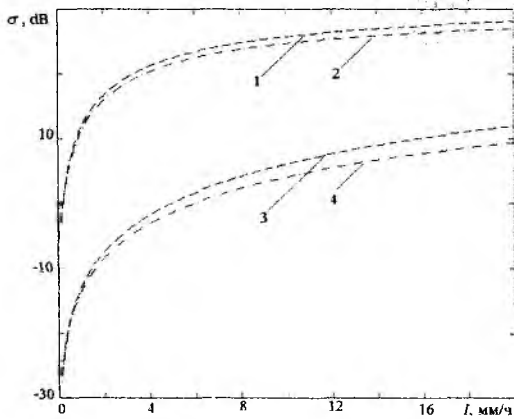


Рис. 5. Зависимость удельной ЭПР от интенсивности дождя ($\lambda_1=8,6$ мм, гор. и вер. пол. – кривая 1,2, $\lambda_2=3,2$ см, гор. и вер. пол. – кривая 3,4)

Как видно, скорость роста ЭПР немонотонно зависит от интенсивности дождя, так как ЭПР в диапазоне 8 мм растет при малых интенсивностях быстрее чем в диапазоне 3 см. Однако при возрастании интенсивности дождя, количество крупных капель увеличивается, и рост ЭПР в 8 мм диапазоне замедляется, так как размеры капель в большей степени соответствуют резонансному рассеянию, в то время как в диапазоне 3 см рост ЭПР продолжается.

В этом случае одному значению ДЭПР соответствуют два значения интенсивности. Например, для горизонтальной поляризации – рис. 6, а, точка А соответствует значению интенсивности дождя, которое асимптотически стремится к нулю (величина ДЭПР $\sigma_D=23,295$ дБ), точка В является точкой перегиба и соответствует значениям $I=1$ мм/ч и $\sigma_D=24,51$ дБ, а для точки С соответствуют значения $I=3,5$ мм/ч и $\sigma_D=23,295$ дБ в диапазоне интенсивностей дождя $0 < I \leq 3,5$ мм/ч. Для устранения неоднозначности можно использовать зависимость удельной ЭПР $\sigma_0(\lambda)$ от интенсивности осадков (рис. 5), которая монотонно растет с увеличением интенсивности дождя в обоих диапазонах, хотя и с разной скоростью.

Для устранения неоднозначности можно использовать зависимость удельной ЭПР $\sigma_0(\lambda)$ от интенсивности осадков (рис. 5), которая монотонно растет с увеличением интенсивности дождя в обоих диапазонах, хотя и с разной скоростью.

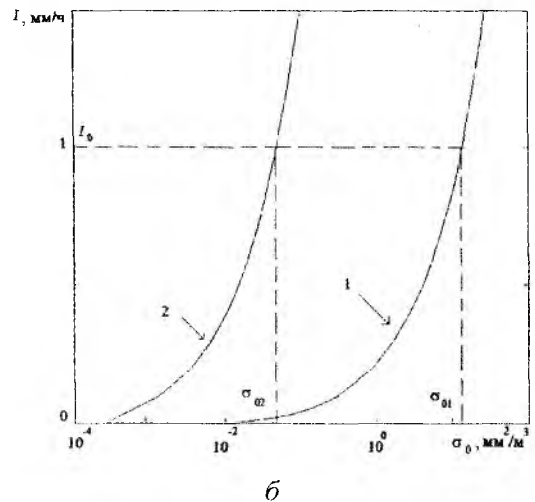
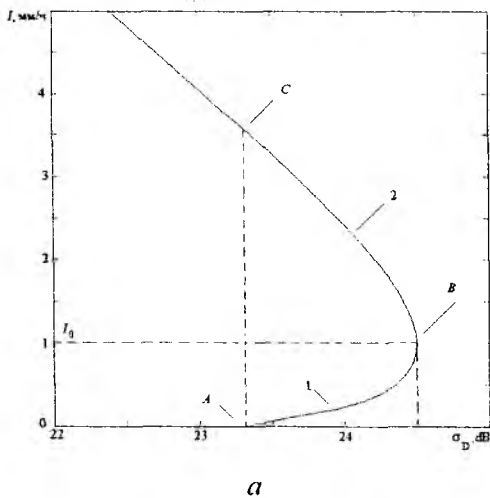


Рис. 6. Зависимость интенсивности дождя: а – от ДЭПР, б – от удельной ЭПР ($\lambda = 8,6$ мм – 1; $\lambda = 3,2$ см – 2, гор. поляризация)

Это позволяет использовать характерные точки роста зависимости интенсивности дождя от удельного значения ЭПР I_0 , σ_{01} и σ_{02} (рис. 6б, кривая 1 – $\lambda_1 = 8,6$ м, кривая 2 – $\lambda_2 = 3,2$ см) и сформулировать следующее условие для однозначного определения интенсивности дождя

$$\begin{cases} I \leq I_0 \text{ мм/ч, если } \sigma_0(\lambda_1) \leq \sigma_{01}; \sigma_0(\lambda_2) \leq \sigma_{02}, \\ I > I_0 \text{ мм/ч, если } \sigma_0(\lambda_1) > \sigma_{01}; \sigma_0(\lambda_2) > \sigma_{02}, \end{cases} \quad (5)$$

где $I_0 = 1$ мм/ч, $\sigma_{01} = 13,88$ мм²/м³, $\sigma_{02} = 0,049$ мм²/м³.

Для вертикальной поляризации ситуация аналогична рассмотренной выше – рис. 7, а, в частности точка А соответствует значениям $I=0$ мм/ч и $\sigma_D=23,3$ дБ; точка В – $I=1$ мм/ч и $\sigma_D=24,48$ дБ, а точка С – $I=4,38$ мм/ч и $\sigma_D=23,3$ дБ) в диапазоне интенсивностей дождя $0 < I \leq 4,38$ мм/ч. При этом в результате анализа зависимости удельной ЭПР от интенсивности дождя – рис. 7, б можно использовать сформулированное выше условие для устранения неоднозначности (5), в котором константы имеют следующие значения: $I_0 = 1$ мм/ч, $\sigma_{01} = 11,96$ мм²/м³, $\sigma_{02} = 0,042$ мм²/м³.

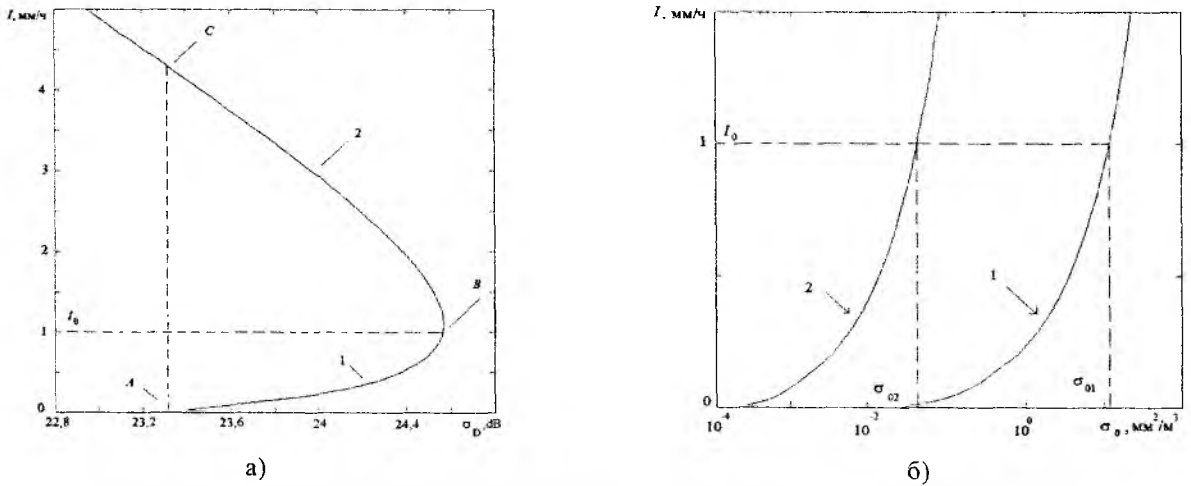


Рис. 7. Зависимость интенсивности дождя: а – от ДЭПР, б – от удельной ЭПР ($\lambda = 8,6$ м – 1; $\lambda = 3,2$ см – 2, вер. поляризация)

На рис. 8 приведен пример, который иллюстрирует использование соотношений (5) для вычисления интенсивности дождя по данным измерения дифференциальной ЭПР, где рис. 8, а соответствует ветви $I \leq 1$ мм/ч, а рис. 8б – значениям $I > 1$ мм/ч.

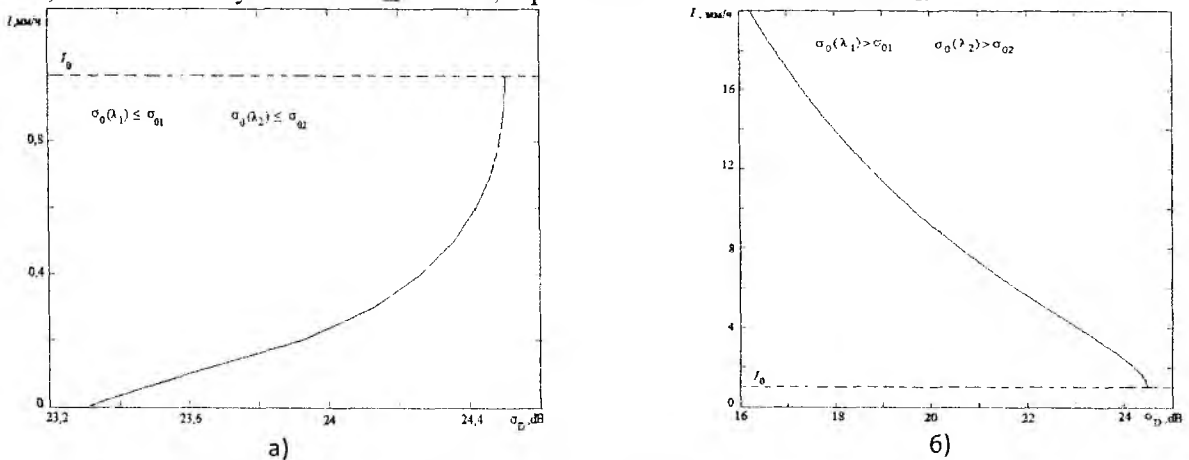


Рис. 8. Зависимость интенсивности дождя от ДЭПР: а – $\sigma_0(\lambda_1) \leq \sigma_{01}$, $\sigma_0(\lambda_2) \leq \sigma_{02}$; б – $\sigma_0(\lambda_1) > \sigma_{01}$, $\sigma_0(\lambda_2) > \sigma_{02}$, гор. поляризация

На рис. 9 приведены аналогичные зависимости для вертикальной поляризации, где рис. 9, а соответствует ветви $I \leq 1 \text{ мм/ч}$, а рис. 9, б – значениям $I > 1 \text{ мм/ч}$.

При этом следует отметить, что сформулированная система неравенств (5) справедлива только для использованных данных контактных измерений параметров гамма – распределения $\alpha(I)$ и $\beta(I)$ [6], а для других значений микроструктурных характеристик требуется уточнение соответствующих данных. Кроме того, сформулированные условия (5) заметно отличается от аналогичных выражений, полученных в работе для частиц сферической формы.

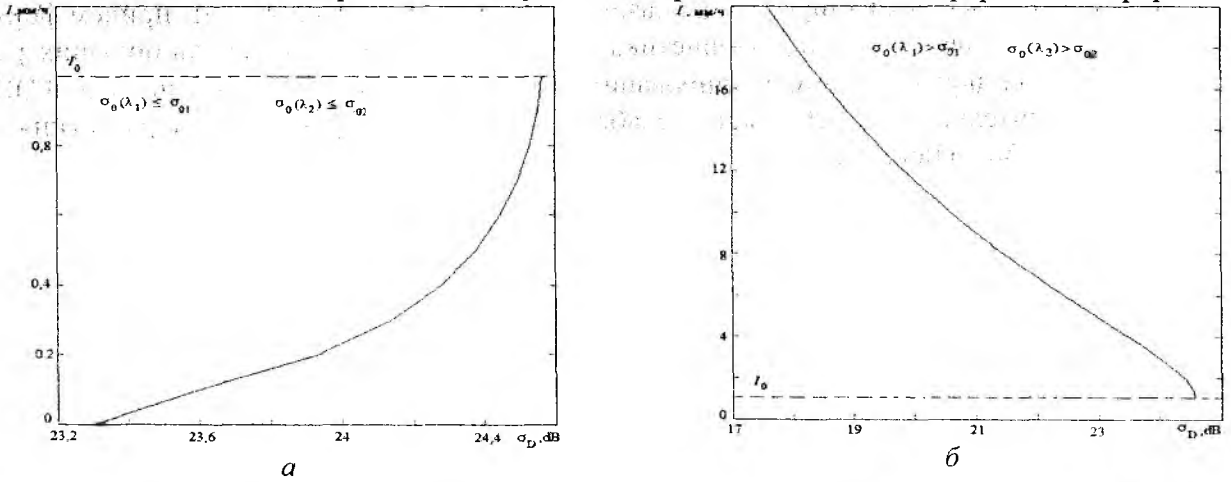


Рис. 9. Зависимость интенсивности дождя от ДЭПР: а – $\sigma_0(\lambda_1) \leq \sigma_{01}$, $\sigma_0(\lambda_2) \leq \sigma_{02}$; б – $\sigma_0(\lambda_1) > \sigma_{01}$, $\sigma_0(\lambda_2) > \sigma_{02}$, вертикальная поляризация

На рис. 10 приведено сравнение зависимости восстановленной интенсивности дождя от значения дифференциальной ЭПР ($\lambda_1 = 8,6 \text{ мм}$, $\lambda_2 = 3,2 \text{ см}$).

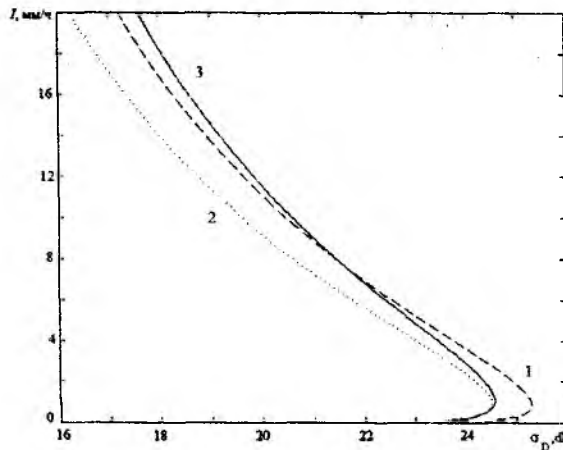


Рис. 10. Зависимость интенсивности дождя от ДЭПР ($\lambda_1 = 8,6 \text{ мм}$, $\lambda_2 = 3,2 \text{ см}$, кривая 1 – сферические частицы, кривая 2 и 3 – эллипсоидальные частицы для гор. и вер. поляризий)

При этом кривая 1 построена для частиц сферической формы, а кривые 2 и 3 соответствуют эллипсоидальным каплям для горизонтальной и вертикальной поляризации падающего поля. Как видно, характерные точки для зависимостей, рассчитанных для сферических и несферических частиц заметно отличаются, включая точки перегиба и точки нулевой интенсивности. Это автоматически приводит к различным параметрам в уравнении (5) для рассмотренных полидисперсных сред.

Также важно подчеркнуть, что характеристики рассеяния эллипсоидальных частиц для вертикальной поляризации падающего поля зависят от угла наблюдения (16), в отличие от частиц сферической формы. При дистанционном зондировании это приводит к появлению

еще одного неизвестного параметра, который вносит неопределенность в результаты измерений.

Поэтому рассмотрим зависимость величины ЭПР σ_0 и ее дифференциальное значение σ_D в зависимости от угла наблюдения α . На рис. 11 приведены результаты вычисления ЭПР одиночной капли эллипсоидальной формы для частиц диаметром $D=1$ мм, 3 мм и 6 мм (кривые 1, 2 и 3 соответственно) в зависимости от угла наблюдения. Как видно, ЭПР капли мало зависит от угла наблюдения в широком диапазоне изменения размеров капель, причем форма капли начинает сказываться на характеристиках рассеяния только для капель больших размеров $D \approx 6$ мм. При двухчастотном зондировании осадков, значение дифференциальной ЭПР меняется не значительно – рис. 12, ввиду слабой зависимости характеристик рассеяния от формы капли, как было показано в [15].

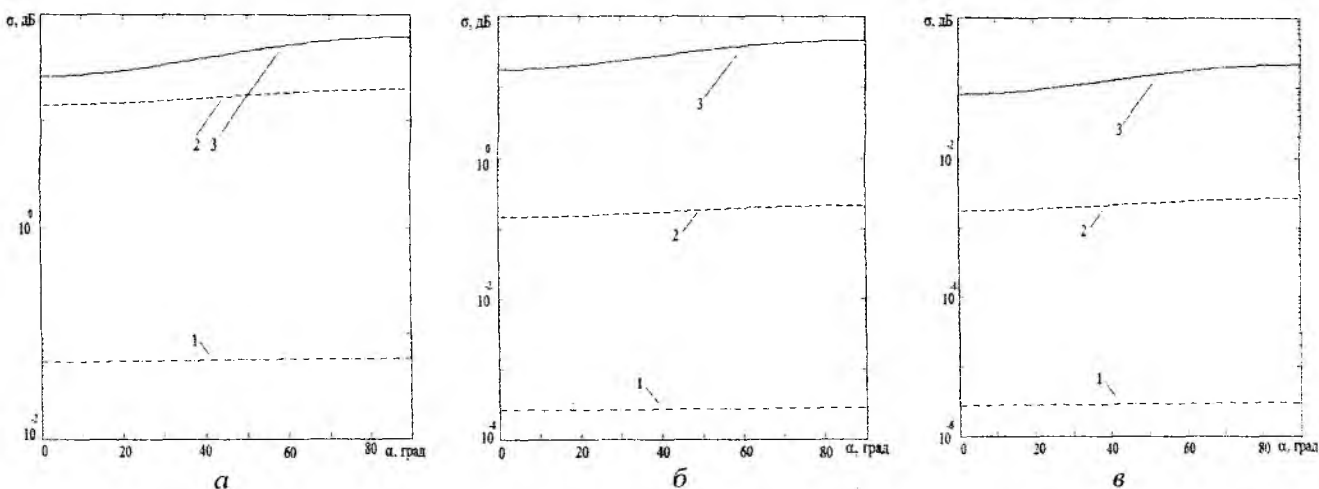


Рис. 11. Зависимость ЭПР капли от угла наблюдения: а – $\lambda=0,86$ см, б – $\lambda=3,2$ см, в – $\lambda=10$ см (кривая 1 – $D=1$ мм, кривая 2 – $D=3$ мм, кривая 3 – $D=6$ мм)

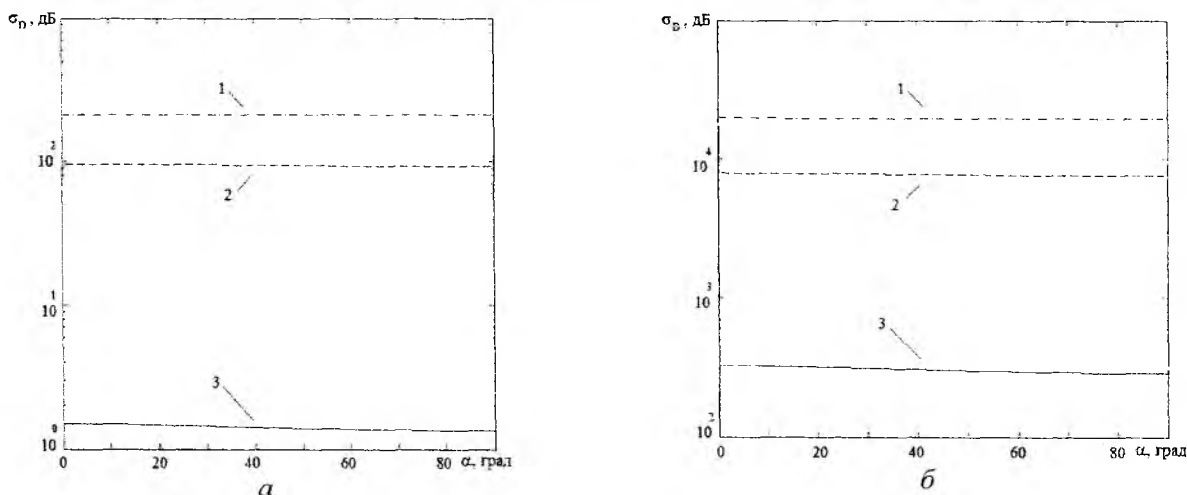


Рис. 12. ДЭПР одиночной капли от угла наблюдения: а) $\lambda_1=0,86$ см, $\lambda_2=3,2$ см, б) $\lambda_1=0,86$ см, $\lambda_2=10$ см – б), (кривая 1 – $D=1$ мм, кривая 2 – $D=3$ мм, кривая 3 – $D=6$ мм)

Однако в случае полидисперсной среды, которая содержит крупные частицы – рис. 13, зависимость ЭПР от угла наблюдения (вертикальная поляризация, интенсивность осадков $I=1$ мм/ч – кривая 1, $I=10$ мм/ч – кривая 2, $I=20$ мм/ч – кривая 3) в значительной мере повторяет ход кривых для одиночной капли – рис. 11, что подтверждает факт преимущественного влияния крупных капель на характеристики рассеяния.

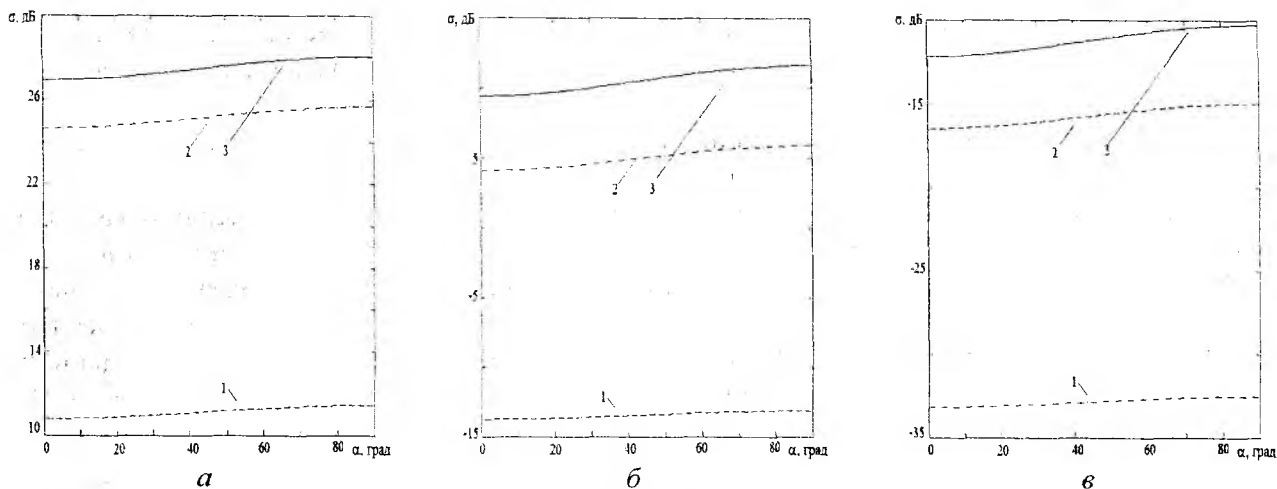


Рис. 13. ЭПР полидисперсной среды из эллипсоидальных капель от угла наблюдения: *а* – $\lambda=0,86$ см, *б* – $\lambda=3,2$ см, *в* – $\lambda=10$ см ($I=1$ мм/ч – кривая 1, $I=10$ мм/ч – кривая 2, $I=20$ мм/ч – кривая 3)

Действительно, для дождей малой интенсивности, которые состоят преимущественно из капель малых размеров и, следовательно, имеют форму, близкую к сферической, зависимость от угла наблюдения практически не выражена. В то же время, при увеличении интенсивности дождя количество крупных капель резко возрастает, что приводит к заметной зависимости характеристик рассеяния от угла наблюдения (кривые 2 и 3).

На рис. 14 представлены зависимости значения дифференциальной ЭПР для вертикальной поляризации падающего поля от угла наблюдения для полидисперсной среды.

Как видно, при увеличении интенсивности осадков возрастает количество крупных капель, но их влияние для случая двухчастотного зондирования оказывается меньше, чем при одночастотном зондировании, что также подтверждается результатами предыдущего анализа (рис. 12).

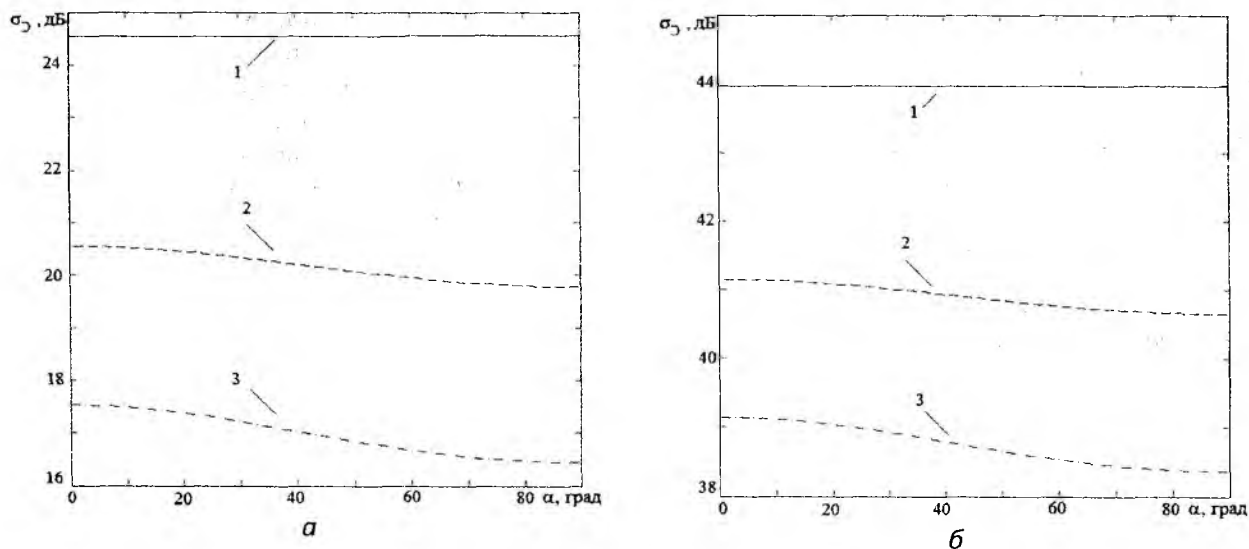


Рис. 14. ДЭПР полидисперсной среды эллипсоидальных капель от угла наблюдения: *а* – $\lambda_1=0,86$ см и $\lambda_2=3,2$ см, *б* – $\lambda_1=0,86$ см, $\lambda_2=10$ см, ($I=1$ мм/ч – кривая 1, $I=10$ мм/ч – кривая 2, $I=20$ мм/ч – кривая 3)

Выводы

В результате проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Получено приближенное решение задачи о двухчастотном рассеянии плоской электромагнитной волны в полидисперсной среде с каплями эллипсоидальной формы.

2. Показано, что параметры системы уравнений (5) для исключения неоднозначности восстановления значения интенсивности дождя для эллипсоидальных капель отличается от случая сферических капель.

3. Результаты двухчастотного зондирования в меньшей степени зависят от формы капель, чем данные одночастотного зондирования.

4. При горизонтальной поляризации падающего поля ЭПР эллипсоидальной капли не зависит от α , что имеет решающее значение при дистанционном зондировании осадков.

5. При вертикальной поляризации зондирующего сигнала значение дифференциальной ЭПР полидисперсной среды из эллипсоидальных капель при малой интенсивности осадков $I < 10$ мм/ч слабо зависит от угла наблюдения α . Увеличение интенсивности осадков до 20 мм/ч приводит к росту дифференциальной ЭПР до 1,5 дБ при изменении α от 0° до 90° град за счет возрастания количества крупных капель.

Список литературы: 1. *Meneghini R.* On the equivalence of dual-wavelength and dual-polarization equations for estimations of the raindrop size distribution // *J. Atmos. and oceanic technology.* – 2007. – Vol.24. – P. 806-820. 2. *Pruppacher H.R. and Beard K.V.* A wind tunnel investigation of the internal circulation and shape of water drops falling at terminal velocity in air // *Quart. J. Met. Soc. Apr.* – 1970. – Vol. 96. – P. 247-256. 3. *Линкова А. М.* Использование микроструктурных параметров для обработки данных двухчастотного измерения интенсивности дождя // *Радиофизика и электроника.* – 2011. – Т. 2 (16). – №1. – С. 33-38. 4. *Haddad Z. S., Durden S.L., Im E.* Parameterizing the raindrop distribution // *J. Appl. Meteor.* 1996. Vol. 35, P. 3-13. 5. *И.В. Литвинов,* Связь Структура атмосферных осадков. –Л. : Гидрометеиздат, 1974. – С.153. 6. *Linkova A.* Use of microstructure parameters for data processing of double frequency measurement of rain intensity // *Telecommunications and radio engineering.* – 2012. – Vol.71. – P. 423-433. 7. *Munchak S. J.* Retrieval of Raindrop Size Distribution from Simulated Dual-Frequency Radar Measurements // *J. Appl. Meteor. And Climatology.* – 2008. – Vol. 47. – P. 223-239. 8. *Meneghini R., Bidwell S.W., Rincon R., Heymsfield G.M.* Differential frequency Doppler weather radar: Theory and Experiment // *Radio Science.* – 2003. – Vol. 8, № 3. – P. 1-10. 9. *Шупяцкий А. Б.* Радиолокационное измерение интенсивности и некоторых других характеристики осадков. – М. : Гидрометеиздат, 1960. – 119 с. 10. *Атлас Д.* Успехи радарной метеорологии. – Л. : Гидрометеиздат, 1967. – 194 с. 11. *Ван-де-Хюлст Г.* Рассеяние света малыми частицами : пер. с англ. ; под ред. В.В. Соболев. – М. : Изд. иностр. лит., 1961. – 536 с. 12. *Айвазян Г. М.* Распространение миллиметровых и субмиллиметровых волн в облаках. – Л. : Гидрометеиздат, 1991. – 480 с. 13. *Огутти Т.* Распространение и рассеяние электромагнитных волн в дожде и других гидрометеорах // *ТИИЭР.* – 1983. – Т. 71, №9. – С. 6-65. 14. *Kulemin G.P.* edited by *Barton D.* Millimeter-Wave Radar Targets and Clutter // *ArtechHouse, Boston-London,* 2003. – P. 327. 15. *Веселовская А.Б., Войтович О.А., Линкова А.М., Хлопов Г.И.* Двухчастотное зондирование водяных капель эллипсоидальной формы // *Радиофизика и электроника.* – 2012. – Т. 3(17), №4. – С. 37-43.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 14.10.2012

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ОБНАРУЖЕНИЯ КОНЕЧНОГО ЧИСЛА ТОЧЕЧНЫХ ОБЪЕКТОВ РАДАРМ СО СТУПЕНЧАТОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

Введение

В настоящее время активно развивается подповерхностная радиолокация. Она применяется при обнаружении людей под завалами, в археологии, в микроволновой томографии и других областях. Для качественного обнаружения и разрешения малых объектов (людей, археологических находок, тканей организма) необходима высокая разрешающая способность радара по дальности. Существуют различные методы радиолокации, которые обеспечивают повышенную разрешающую способность. Один из таких методов – метод, основанный на применении зондирующего сигнала со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ) [1 – 3]. С его помощью зондируется пространство в широком диапазоне частот, измеряются комплексные частотные характеристики отраженного сигнала, получается пространственная рефлектограмма путем проведения обратного дискретного преобразования Фурье (ОДФ).

Для оценки возможностей такого радара необходимо осуществить моделирование процедуры зондирования. В [2] представлено соотношение для определения отсчетов пространственной рефлектограммы при зондировании одиночного точечного объекта.

Цель работы – получение соотношения для определения отсчетов пространственной рефлектограммы при зондировании конечного числа точечных объектов, проведение моделирования при размещении этих объектов на различных расстояниях и определение разрешающей способности радара по дальности.

Основная часть

Радар со ступенчатой частотной модуляцией состоит из передающей и приемной частей (рис. 1). В передающей части происходит формирование сигнала и излучение последовательности радиоимпульсов с СЧМ. В приемной части осуществляется накопление частотных откликов с последующим переходом в пространственную область путем проведения обратного дискретного преобразования Фурье. Для цифровой обработки сигналов в приемной части используется цифровой сигнальный контроллер, который имеет в своем наборе функций специальные команды для подобной обработки. Зондирующий высокочастотный сигнал формируется цифровым синтезатором (ЦС), который управляется командами из блока квадратурной обработки (БКО). Частота зондирующего сигнала в моменты времени кратные T ступенчато изменяется с шагом Δf (рис. 2, а). Частоту такого зондирующего сигнала можно записать в виде

$$f_i = f_0 + i\Delta f, \quad (1)$$

где f_0 – начальная частота зондирующего сигнала; $i = 0, 1, \dots, n-1$; n – число частот зондирующего сигнала.

Сигнал с выхода ЦС проходит через делитель мощности (ДМ) и далее через полосно-пропускающий фильтр (ППФ) на переключатель (П), который по командам, поступающим из БКО, формирует радиоимпульсы (рис. 2, б). Эти импульсы поступают на вход усилителя мощности (УМ) и затем на передающую антенну (ПА), которая обеспечивает излучение радиоимпульсов в направлении предполагаемых объектов локации.

Отраженный сигнал принимается приемной антенной (ПРА) и через малошумящий усилитель (МШУ) подается на квадратурный смеситель (КС). На второй вход КС с ДМ поступает опорный сигнал той же частоты, что и отраженный сигнал. В результате в спектре появляются квадратурные низкочастотные составляющие I и Q , которые выделяются фильтрами

нижних частот ФНЧ1 и ФНЧ2. Напряжения с этих фильтров поступают на БКО, в котором осуществляется оцифровка I и Q составляющих и сохранение кодов в блоке памяти. После того, как сформируется массив из n элементов составляющих I и Q в БКО производится обратное дискретное преобразование Фурье. В результате реализации этого алгоритма получается пространственная рефлектограмма, которая отображается на экране дисплея (Д).

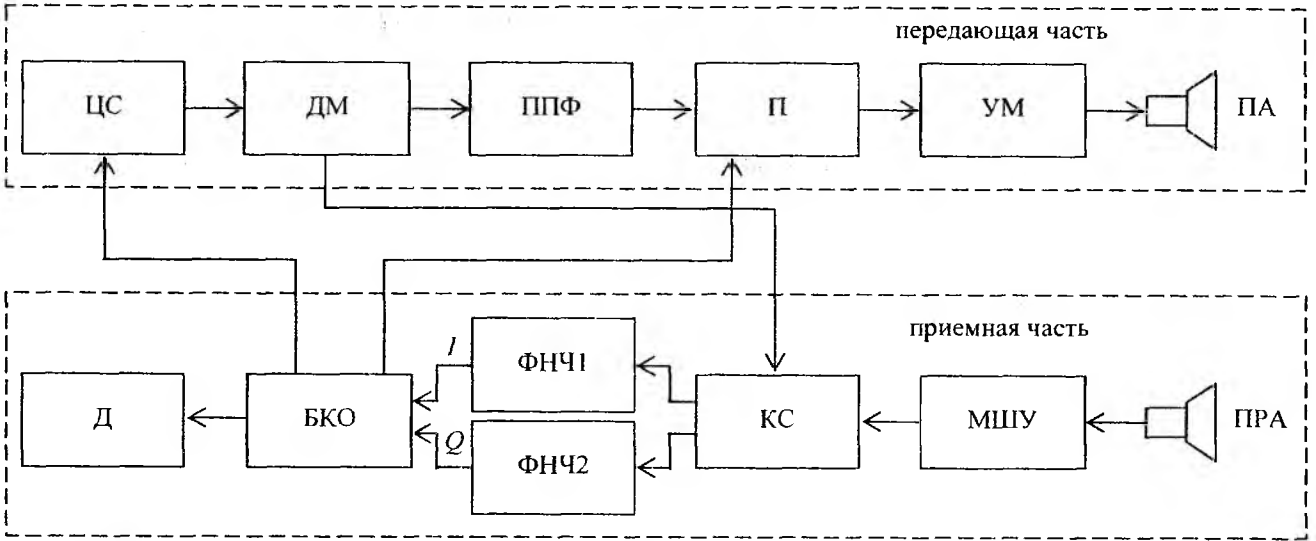


Рис. 1

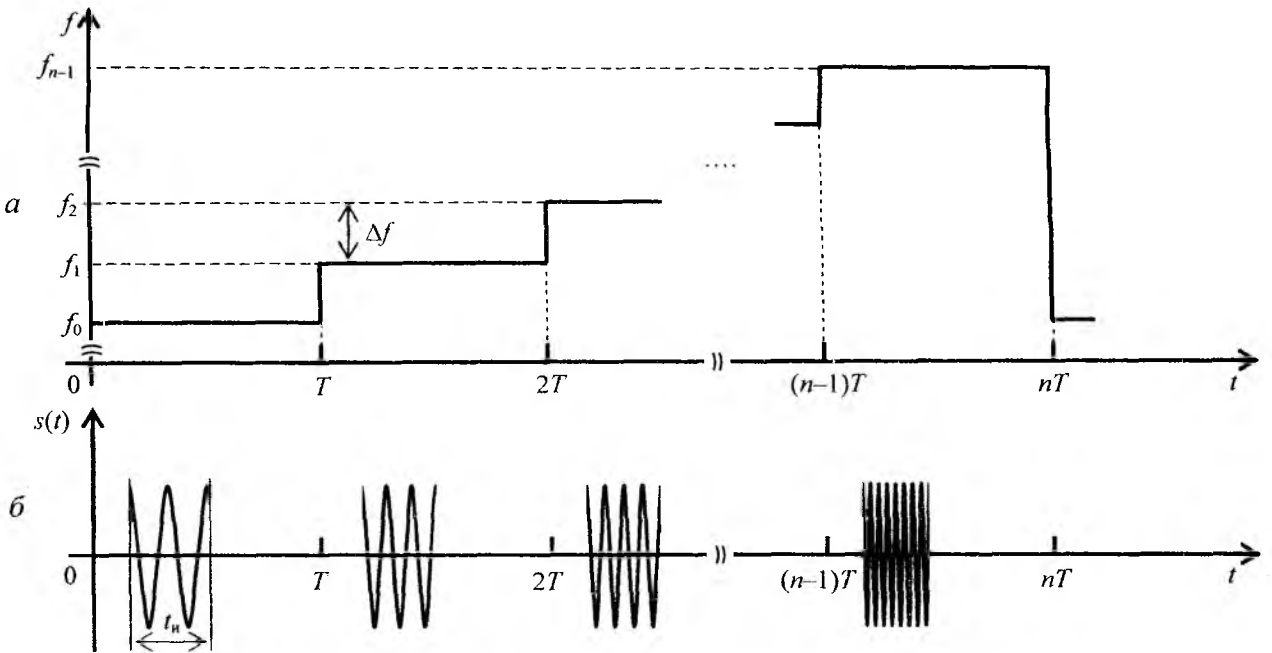


Рис. 2

Рассмотрим наличие в пространстве конечного числа точечных объектов, расположенных на различных расстояниях от радара. Для одиночного точечного объекта, расположенного на расстоянии R от радара, выражение для отсчетов пространственной рефлектограммы, получаемое с помощью ОДПФ, имеет следующий вид [2]:

$$H_l = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} D_i \exp \left\{ j \left[\frac{2\pi l i}{n} - 2\pi f_i \left(\frac{2R}{c} - \frac{2v_m t_i}{c} \right) \right] \right\}, \quad (2)$$

где $l = 0, 1 \dots n-1$ – номер отсчета пространственной рефлектограммы; D_i – модуль комплексного отсчета i -го отраженного сигнала; j – мнимая единица; c – скорость света; v_m – радиальная скорость объекта; $t_i = iT + 2R_d/c$ – моменты времени, в которые осуществляется дискретизация отраженного сигнала; T – интервал следования радиоимпульсов; R_d – дальность действия радара.

Поскольку коэффициенты отражения точечных объектов малы, то с достаточной степенью точности можно считать, что пространственная рефлектограмма конечного числа объектов равна сумме пространственных рефлектограмм этих объектов. Исходя из этого, запишем выражение отсчетов пространственной рефлектограммы конечного числа объектов $H_{l\Sigma}$ как

$$H_{l\Sigma} = \sum_{m=1}^k H_{lm} \quad (3)$$

где $m = 1, 2, \dots k$ – номер объекта; k – число объектов; H_{lm} – пространственная рефлектограмма m -го объекта.

Подставив (2) в (3), получим

$$H_{l\Sigma} = \frac{1}{n} \sum_{m=1}^k \sum_{i=0}^{n-1} D_i \exp \left\{ j \left[\frac{2\pi li}{n} - 2\pi f_i \left(\frac{2R_m}{c} - \frac{2v_m t_i}{c} \right) \right] \right\} \quad (4)$$

Рассмотрим случай, при котором модули комплексных отсчетов отраженного сигнала не зависят от частоты, то есть $D_i = D = \text{const}$. Тогда, проведя нормировку выражения (4) относительно D , получим следующее выражение для расчета отсчетов нормированной пространственной рефлектограммы

$$\bar{H}_{l\Sigma} = \frac{1}{n} \sum_{m=1}^k \sum_{i=0}^{n-1} \exp \left\{ j \left[\frac{2\pi li}{n} - 2\pi f_i \left(\frac{2R_m}{c} - \frac{2v_m t_i}{c} \right) \right] \right\} \quad (5)$$

Учитывая (1) и считая, что объекты неподвижны ($v_m = 0$), приходим к следующему выражению для отсчетов нормированной пространственной рефлектограммы:

$$\bar{H}_{l\Sigma} = \frac{1}{n} \sum_{m=1}^k \left\{ \exp \left(-j \frac{4\pi f_0 R_m}{c} \right) \sum_{i=0}^{n-1} \exp \left[j 2\pi i \left(\frac{l}{n} - \frac{2R_m \Delta f}{c} \right) \right] \right\} \quad (6)$$

Для проведения моделирования рефлектограмм в соответствии с выражением (6) необходимо знать следующие параметры радара: шаг изменения частоты Δf ; число частот n ; начальную частоту f_0 .

Для определенности зададим дальность действия радара равной $R_d = 25$ м. Это позволяет рассчитать шаг перестройки частоты Δf по формуле [2]:

$$\Delta f = \frac{c}{2R_d} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 25} = 6 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 6 \text{ МГц} \quad (7)$$

Зададим число частот равным $n = 125$. Тогда значение интервала дискретизации дальности Δ_D будет определяться как [2]:

$$\Delta_D = \frac{R_d}{n} = \frac{25}{125} = 0,2 \text{ м} \quad (8)$$

Значение начальной частоты при моделировании выберем равным $f_0 = 2$ ГГц.

Используя (6), проведем моделирование нормированной пространственной рефлектограммы для четырех точечных объектов ($k = 4$), выбрав расстояния между ними значительно превышающими интервал дискретизации по дальности Δ_D . Это соответствует уверенному разрешению всех четырех объектов по дальности.

Сначала расстояния выберем так, чтобы объекты по дальности размещались точно в точках, кратных интервалу дискретизации $l\Delta_D$: $R_1 = 5$ м ($l = 25$); $R_2 = 10$ м ($l = 50$); $R_3 = 15$ м ($l = 75$); $R_4 = 20$ м ($l = 100$). Результаты моделирования рефлектограммы для этого случая представлены на рис. 3, а. При этом по оси абсцисс отложено произведение $l\Delta_D$, что соответствует дискретным значениям дальности в метрах.

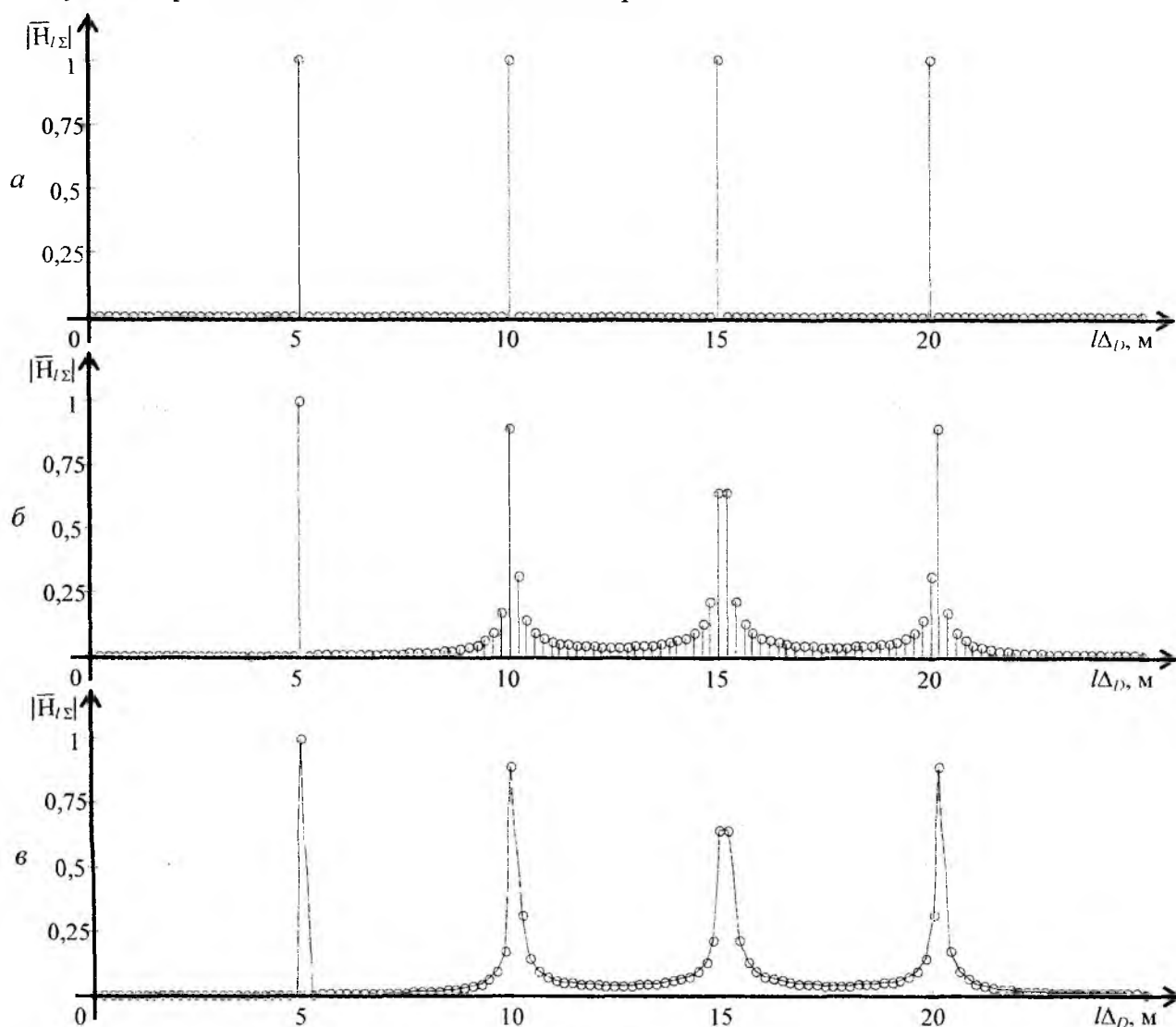


Рис. 3

Из рефлектограммы на рис. 3, а следует, что этот случай соответствует идеальному обнаружению: все четыре объекта однозначно разрешаются в точках их размещения в виде одиночных дискретных отсчетов единичной высоты при практически нулевом уровне отсчетов во всех остальных точках.

Изменим расстояния так, чтобы первый объект остался в той же точке, а второй, третий и четвертый объекты попали между точками дискретизации дальности $l\Delta_D$. При этом второй объект сместим на четверть интервала дискретизации ($0,25\Delta_D = 0,05$ м), третий – на половину ($0,5\Delta_D = 0,1$ м), а четвертый – на три четверти ($0,75\Delta_D = 0,15$ м): $R_1 = 5$ м; $R_2 = 10,05$ м; $R_3 = 15,1$ м; $R_4 = 20,15$ м. Результаты моделирования рефлектограммы для этого

случая представлены на рис. 3, б. Из рисунка следует, что в этом случае рефлектограмма в районе размещения первого объекта практически не изменилась, а в окрестностях размещения второго, третьего и четвертого объектов возникло множество дополнительных отсчетов, которые можно рассматривать как шумовую составляющую рефлектограммы. При уровне, превышающем некоторое пороговое значение, эти отсчеты могут быть восприняты как дополнительные (ложные) объекты. Для определенности далее примем пороговое значение равным 15 % от максимального значения. Из рис. 3, б следует, что в районах размещения второго и четвертого объектов, которые смещены на $\pm 0,25\Delta_D$ от ближайших точек дискретизации дальности, наблюдается три отсчета, уровень которых превышает пороговое значение. То есть наблюдаются два ложных объекта. Наихудшая ситуация в этом смысле складывается для третьего объекта, который расположен точно посередине между точками дискретизации дальности. В районе размещения этого объекта наблюдаются четыре отсчета, уровень которых превышает пороговое значение. То есть наблюдаются три ложных объекта.

Исключить регистрацию ложных объектов можно путем представления рефлектограммы в виде не дискретной, а непрерывной функции дальности. Для этого при построении рефлектограммы воспользуемся кусочно-линейной аппроксимацией, при которой ближайшие дискретные значения рефлектограммы соединяются отрезками прямой линии. Такой метод для второго случая размещения четырех объектов иллюстрируется на рис. 3, в. На этом рисунке видим только четыре импульса, уровень которых превышает пороговое значение. Экстремумы этих импульсов наблюдаются в местах размещения четырех объектов, которые необходимо обнаружить. Тем самым устраняется возможность возникновения на рефлектограмме ложных объектов.

Предложенная модель позволяет определить разрешающую способность радара с СЧМ. Для этого, используя (6), проведем моделирование нормированной пространственной рефлектограммы для восьми точечных объектов ($k = 8$). Разобьем эти объекты на четыре пары по два близко расположенных объекта в каждой. Эти пары разместим так, что расстояния между ними будут значительно превышать интервал дискретизации по дальности Δ_D . Это соответствует уверенному разрешению всех четырех пар по дальности. Чтобы определить разрешающую способность радара по дальности, при моделировании зададим расстояния между объектами в парах следующим образом: для первой пары – $1,0\Delta_D = 0,2$ м; для второй пары – $1,5\Delta_D = 0,3$ м; для третьей пары – $2,0\Delta_D = 0,4$ м; для четвертой пары – $2,5\Delta_D = 0,5$ м. Критерием разрешения двух близкорасположенных объектов будем считать возникновение двух пиков (горбов) в импульсе рефлектограммы

Расстояния выберем так, чтобы первые объекты во всех четырех парах размещались точно в точках, кратных интервалу дискретизации $l\Delta_D$ (лучший случай): $R_1 = 5$ м; $R_2 = 5,2$ м; $R_3 = 10$ м; $R_4 = 10,3$ м; $R_5 = 15$ м; $R_6 = 15,4$ м; $R_7 = 20$ м; $R_8 = 20,5$ м. Результаты моделирования рефлектограммы для этого случая представлены на рис. 4, а. Из этой рефлектограммы следует, что объекты в первой и второй парах не могут быть разрешены относительно друг друга, а объекты в третьей и четвертой парах разрешаются. Следовательно, разрешающая способность по дальности для этого случая будет приблизительно равна $2,0\Delta_D = 0,4$ м.

Изменим расположение так, чтобы первые объекты в каждой паре находились между точками дискретизации дальности на равном удалении от них (худший случай): $R_1 = 5,1$ м; $R_2 = 5,3$ м; $R_3 = 10,1$ м; $R_4 = 10,4$ м; $R_5 = 15,1$ м; $R_6 = 15,5$ м; $R_7 = 20,1$ м; $R_8 = 20,6$ м. Результаты моделирования рефлектограммы для этого случая представлены на рис. 4, б. Из этой рефлектограммы следует, что может быть разрешена только четвертая пара объектов, значит, разрешающая способность для этого случая будет приблизительно равна $2,5\Delta_D = 0,5$ м.

На основании анализа полученных результатов можно сделать вывод, что разрешающую способность радара с СЧМ по дальности следует определять из соотношения

$$\delta_D = (2...2,5)\Delta_D. \quad (9)$$

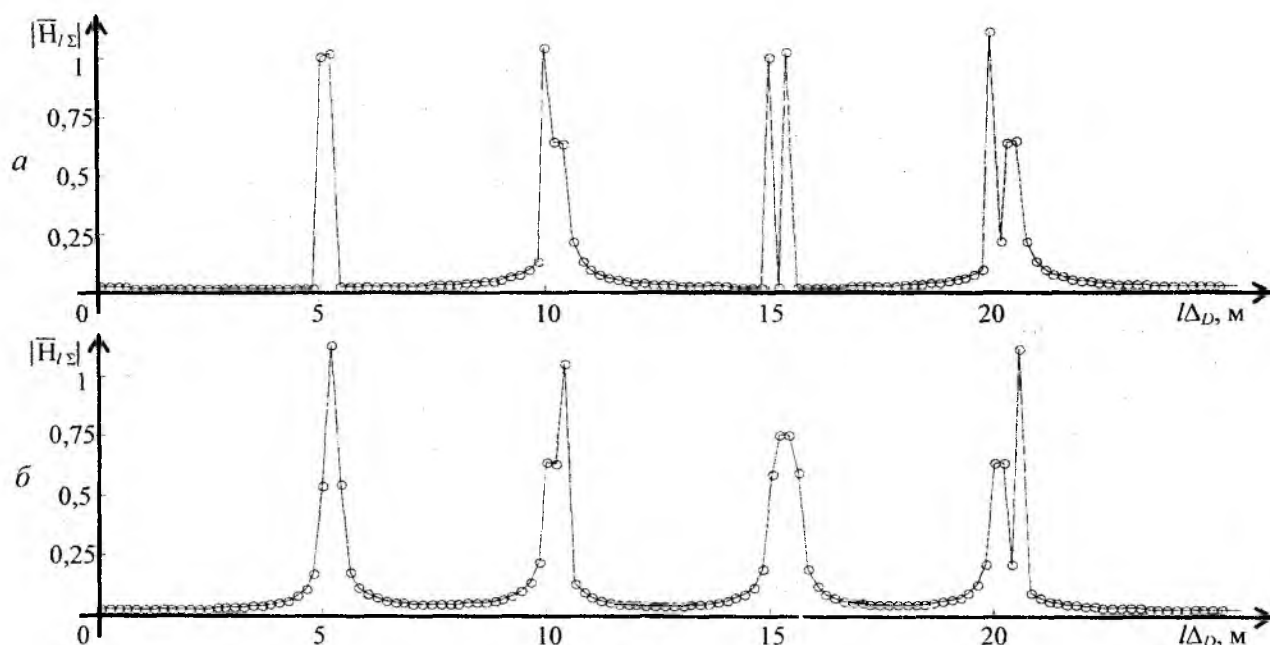


Рис. 4

В соответствии с (9) разрешающая способность рассмотренного варианта радара составляет величину (0,4...0,5) м.

Следует заметить, что в работе [2] величина Δ_D , определяемая формулой (8), названа разрешающей способностью радара по дальности, что не соответствует истине. На наш взгляд, величину Δ_D следует называть интервалом дискретизации по дальности. Результаты проведенного моделирования доказывают, что разрешающая способность радара с СЧМ в 2...2,5 раза превышает величину этого интервала.

Выводы

Получено соотношение для определения отсчетов пространственной рефлектограммы в режиме обнаружения конечного числа идентичных точечных объектов для радара со ступенчатой частотной модуляцией. На основе этого соотношения проведено моделирование процесса обнаружения точечных объектов и получены пространственные рефлектограммы для различных случаев расположения четырех и восьми точечных объектов. Результаты моделирования подтвердили работоспособность разработанного алгоритма обнаружения. Проведен модельный эксперимент, в результате которого уточнено соотношение для оценки разрешающей способности радара по дальности, которую следует определять как 2...2,5 величины интервала дискретизации по дальности.

Список литературы: 1. Васильев И.А. Исследование радиолокатора малой дальности со ступенчатой частотной модуляцией при работе внутри помещения / И.А. Васильев, С.И. Иваишов, В.В. Чапурский, А.П. Шейко // Вестник Моск. гос. техн. университета им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. – 2008. – № 1. – С. 31-47. 2. Bassem R. Mahafza Radar systems analysis and design using MatLab / R. Mahafza Bassem. Boca Raton: CRC. – 2000. – 532 p. 3. Donald R. Wehner High resolution radar / R. Wehner Donald. Norwood: Artech House. – 1994. – 593 p.

В.М. КАРТАШОВ, д-р техн. наук, С.И. БАБКИН, канд. техн. наук, Д.Н. Куля

К ВОПРОСУ О ВОЗМОЖНОСТИ РЕГИСТРАЦИИ ВЛАЖНОСТИ ВОЗДУХА ПРИ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ СИСТЕМЫ РАДИОАКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

Введение

Создание способов дистанционного измерения влажности воздуха, этой важнейшей метеорологической величины атмосферы, вызывает необходимость решения целого ряда научных и технических проблем. К настоящему времени известны работы, например [1, 2], авторы которых рассматривали возможность использования акустических и электромагнитных волн различных участков диапазона для разработки эффективных способов измерения влажности. В этом же ряду стоит и метод радиоакустического зондирования (РАЗ), использование которого для решения такой задачи представлено в работах [3 – 6]. Однако некоторые особенности, присущие только методу РАЗ и существенно отличающие такой метод от доплеровской радиолокации точечных целей, заметно затруднили внедрение его в практику метеонаблюдений. В частности, это необходимость непрерывного поддержания условия Брэгга при распространении акустического пакета по трассе зондирования; при этом достигается потенциальная точность регистрации температуры воздуха, скорости и направления ветра [7]. Существование высотного хода температуры воздуха в атмосфере, особенно заметного в пограничном ее слое, приводит к нарушению условия Брэгга, в результате чего снижается эффективность метода.

Авторами работы [8] предложен корреляционный способ обработки отраженного от акустического пакета радиосигнала, позволяющий повысить эффективность метода РАЗ: снизить зависимость погрешности регистрации профиля температуры от точности поддержания условия Брэгга [9] и ускорить регистрацию профилей. Информацию о скорости акустического пакета в этом способе несет параметр расстройки условия Брэгга. В отличие от доплеровского способа обработки сигналов, для которого разработаны и апробированы в экспериментах методики зондирования и алгоритмы извлечения метеорологической информации из данных РАЗ, в частности при регистрации влажности [4], для корреляционной обработки эти практические вопросы находятся в стадии решения.

Разработка способа регистрации вертикального профиля влажности воздуха

Широко известно, например [10], что во время распространения звуковых волн в атмосфере наблюдается не только ослабление их энергии, но еще и явление дисперсии скорости звука: зависимость скорости звука от влажности воздуха. Дисперсия скорости звука появляется в случае, когда действие акустической волны приводит к неравновесному состоянию среды, возбуждая внутренние степени свободы газов, которые входят в состав атмосферного воздуха. Перераспределение энергии между поступательными и внутренними степенями свободы осуществляется за некоторый промежуток времени τ , который называется временем релаксации. В газах время релаксации зависит от температуры газа, его давления и наличия примесей других газов. В атмосферном воздухе роль такой примеси играет водяной пар. Частота релаксации $F_p \approx 1/\tau$ влажного воздуха связана с влажностью выражением

$$F_p = kh^{1,3}, \quad (1)$$

где $k = 3,06 \cdot 10^4 \text{ c}^{-1}$, $h = \frac{e}{P} \cdot 100\%$ – отношение парциального давления водяного пара e к полному давлению воздуха P , в молярных процентах. Парциальное давление водяного пара – одна из количественных характеристик влажности атмосферного воздуха, от которой мож-

но переходить к другим характеристикам влажности [11]. Частоту релаксации, а соответственно, и влажность воздуха, можно найти из выражения, которое связывает скорость звука произвольной частоты F в газе с релаксационными процессами и имеет вид

$$C^2 = C_0^2 + (C_\infty^2 - C_0^2) \frac{\omega^2 \cdot \tau^2}{1 + \omega^2 \cdot \tau^2},$$

где C_0 – скорость звука при очень малых частотах, C_∞ – скорость звука при очень больших частотах, а $\omega = 2\pi F$. В атмосфере при вертикальном распространении звука его скорость может быть вычислена в соответствии с выражением [7]

$$C_a = \sqrt{B \pm W}, \quad (2)$$

$$\text{где } B = C_0^2 + (C_\infty^2 - C_0^2) \frac{\omega^2 \cdot \tau^2}{1 + \omega^2 \cdot \tau^2},$$

а W – вертикальная составляющая скорости ветра; т.е., скорость звука в атмосфере зависит от температуры воздуха (в соответствии с формулой Лапласа) и от вертикального ветра.

Для определения частоты релаксации звука при его распространении в реальной атмосфере, а соответственно, и влажности воздуха, необходимо исключить влияние пространственно-временной неоднородности температуры воздуха и скорости ветра на результат измерения скорости звука. С этой целью следует измерить скорость звука двух разных частот, которые одновременно распространяются в атмосфере вертикально вверх. Далее, допуская, что действие температуры воздуха и радиальной (вдоль радиолуча) скорости ветра одинаково на скорость звука двух разных частот, можно выделить разницу скоростей звука, обусловленную влажностью воздуха [5]. Записав уравнение (2) для двух частот звука F_1 и F_2 , и, к тому же, приняв $F_1 < F_2$, найдем, что

$$\Delta C = \frac{C_\infty^2 - C_0^2}{2C} \cdot \frac{F_2^2 - F_1^2}{F_p^2}, \quad (3)$$

где $C = \frac{C_1 + C_2}{2}$, поскольку $C_1 \approx C_2$ [10].

Скорость распространения звука в атмосфере при радиоакустическом зондировании возможно вычислить и по значению параметра расстройки условия Брэгга q в соответствии с выражением [8]

$$C_a = \frac{2\pi F_a}{4\pi f_a / C_e - q}, \quad (4)$$

где C_e – скорость распространения электромагнитных волн, f – их частота.

Неизвестный параметр q для данного случая находится при помощи корреляционной обработки принятых радиосигналов [8]. Осуществив синхронное двухчастотное радиоакустическое зондирование атмосферы и используя корреляционную обработку сигналов, можно определить q_1 и q_2 , которые отвечают скоростям распространения звука с частотами F_1 и F_2 в соответствии с выражением (4), и найти их разницу:

$$\Delta C = \frac{2\pi F_2}{4\pi f_2 / C_e - q_2} - \frac{2\pi F_1}{4\pi f_1 / C_e - q_1}. \quad (5)$$

Тогда уравнение для частоты релаксации, с использованием выражения (3), записывается в виде

$$F_p^2 = \frac{C_\infty^2 - C_0^2}{2C} \cdot \frac{F_2^2 - F_1^2}{\Delta C}. \quad (6)$$

Используя уравнения (1), (3) и (6), найдем выражение, пригодное для вычисления парциального давления водяного пара в воздухе:

$$e = P \cdot 10^{-2} \cdot 10^{0,385 \left\{ \lg \left[\frac{(C_\infty^2 - C_0^2)(F_2^2 - F_1^2)}{2C \cdot \Delta C} \right] - 3,45 \right\}}$$

или (через натуральный логарифм)

$$\begin{aligned} e &= P \cdot 10^{-2} \cdot \exp \left\{ 0,385 \cdot \ln \left[\frac{(C_\infty^2 - C_0^2)(F_2^2 - F_1^2)}{2C \cdot \Delta C} \right] - 7,947 \right\} = \\ &= P \cdot 10^{-2} \cdot \exp \left\{ 0,385 \cdot \ln \left[\frac{a(F_2^2 - F_1^2)}{2C \cdot \Delta C} \right] - 7,947 \right\}, \end{aligned} \quad (7)$$

где e и P выражены в Па, $a = C_\infty^2 - C_0^2$.

Таким образом, выполнив в эксперименте оценку параметров расстройки q_1 и q_2 по всей трассе зондирования, можно провести регистрацию вертикального профиля влажности воздуха.

Оценка погрешности регистрации влажности

Следующим важным шагом в исследовании возможности регистрации влажности воздуха РАЗ атмосферы с использованием корреляционной обработки принятых радиосигналов является оценка инструментальной и методической погрешностей измерения этой величины для выяснения применимости рассматриваемого способа для практики метеорологических наблюдений.

Относительная среднеквадратическая погрешность вычисления влажности воздуха по выражению (7) может быть записана, в соответствии с методикой, использованной в [9], в виде уравнения полной погрешности (при условии некоррелированности источников погрешности):

$$\frac{\sigma e}{e} = \sqrt{\left(\frac{\partial e}{\partial P} \frac{\sigma P}{P} \right)^2 + \left(\frac{\partial e}{\partial F_2} \frac{\sigma F_2}{F_2} \right)^2 + \left(\frac{\partial e}{\partial F_1} \frac{\sigma F_1}{F_1} \right)^2 + \left(\frac{\partial e}{\partial C} \frac{\sigma C}{C} \right)^2 + \left(\frac{\partial e}{\partial \Delta C} \frac{\sigma \Delta C}{\Delta C} \right)^2}, \quad (8)$$

в котором учтено, что a вычислено с высокой точностью и погрешностью вычисления можно пренебречь.

Частные производные по всем параметрам (коэффициенты влияния):

$$\begin{aligned} \frac{\partial e}{\partial P} &= z; \quad \frac{\partial e}{\partial F_2} = z \cdot \frac{0,77 \cdot F_2 \cdot P}{(F_2^2 - F_1^2)}; \quad \frac{\partial e}{\partial F_1} = -z \cdot \frac{0,77 \cdot F_1 \cdot P}{(F_2^2 - F_1^2)}; \\ \frac{\partial e}{\partial C} &= -z \cdot \frac{0,385 \cdot P}{C}; \quad \frac{\partial e}{\partial \Delta C} = -z \cdot \frac{0,385 \cdot P}{\Delta C} \end{aligned} \quad (9)$$

где $z = 10^{-2} \exp \left\{ 0,385 \cdot \ln \left[\frac{a(F_2^2 - F_1^2)}{2C \cdot \Delta C} \right] - 7,947 \right\}$.

С учетом (9) уравнение (8) приводится к виду

$$\begin{aligned} \frac{\sigma e}{e} &= z \sqrt{\left(\frac{\sigma P}{P} \right)^2 + \left(\frac{0,77 \cdot P}{(F_2^2 - F_1^2)} \right)^2 (\sigma F_2)^2 + \left(\frac{0,77 \cdot P}{(F_2^2 - F_1^2)} \right)^2 (\sigma F_1)^2 + \\ &+ \left(\frac{0,385 \cdot P}{C^2} \right)^2 (\sigma C)^2 + \left(\frac{0,385 \cdot P}{(\Delta C)^2} \right)^2 (\sigma \Delta C)^2}, \end{aligned} \quad (10)$$

Для оценки относительной среднеквадратической погрешности измерения температуры необходимо задаться значениями параметров, входящих в расчетное выражение (8).

Пусть $P = 101325 \text{ Па}$ (стандартная атмосфера); $C = 340,294 \text{ м/с}$; $F_p = 5.1 \text{ кГц}$; $F_1 = 3.4 \text{ кГц}$; $F_2 = 6,8 \text{ кГц}$; $\Delta C = 20 \text{ м/с}$; $f_2 = 3 \text{ ГГц}$; $f_1 = 1,5 \text{ ГГц}$; $q = 0$. При этих значениях $z = 2 \cdot 10^{-4}$.

Вычислим коэффициенты влияния в выражении (10):

$$\frac{\sigma_e}{e} = z \sqrt{9,7 \cdot 10^{-11} (\sigma P)^2 + 5,06 \cdot 10^{-6} (\sigma F_2)^2 + 5,06 \cdot 10^{-6} (\sigma F_1)^2 + 0,11 (\sigma C)^2 + 9,5 \cdot 10^3 (\sigma \Delta C)^2}.$$

Как видно из данного выражения, наибольшее влияние на величину относительной среднеквадратической погрешности определения давления водяного пара имеют погрешности измерений разности скоростей ΔC и средней скорости двух пакетов C . Погрешности измерения давления воздуха и звуковых частот невелики. Поэтому остановимся на анализе погрешностей измерения ΔC и C .

Согласно формуле (5) $\Delta C = C_2 - C_1$, а $C = C_1/2 + C_2/2$. Тогда уравнения полной погрешности для величин ΔC и C имеют вид:

$$\frac{\sigma \Delta C}{\Delta C} = \sqrt{\left(\frac{\partial \Delta C}{\partial C_2} \cdot \frac{\sigma C_2}{C_2}\right)^2 + \left(\frac{\partial \Delta C}{\partial C_1} \cdot \frac{\sigma C_1}{C_1}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{\sigma C_2}{C_2}\right)^2 + \left(\frac{\sigma C_1}{C_1}\right)^2}; \quad (11)$$

$$\frac{\sigma C}{C} = \sqrt{\left(\frac{\partial C}{\partial C_2} \cdot \frac{\sigma C_2}{C_2}\right)^2 + \left(\frac{\partial C}{\partial C_1} \cdot \frac{\sigma C_1}{C_1}\right)^2} = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{\sigma C_2}{C_2}\right)^2 + \left(\frac{\sigma C_1}{C_1}\right)^2}. \quad (12)$$

Для вычисления погрешностей (11), (12) необходимо определить $\frac{\sigma C_a}{C_a}$. Исходя из расчетной формулы (4), запишем выражение

$$\frac{\sigma C_a}{C_a} = \sqrt{\left(\frac{\partial C_a}{\partial F_a} \cdot \frac{\sigma F_a}{F_a}\right)^2 + \left(\frac{\partial C_a}{\partial f_a} \cdot \frac{\sigma f_a}{f_a}\right)^2 + \left(\frac{\partial C_a}{\partial C_e} \cdot \frac{\sigma C_e}{C_e}\right)^2 + \left(\frac{\partial C_a}{\partial q} \cdot \frac{\sigma q}{q}\right)^2}. \quad (13)$$

Значения относительных среднеквадратических погрешностей измерения параметров, входящих в выражение (13), оценены по известным методикам и приведены в [9]:

$$\frac{\sigma F_a}{F_a} = 15 \cdot 10^{-12}; \quad \frac{\sigma f}{f} = 0,3 \cdot 10^{-16}; \quad \frac{\sigma C_e}{C_e} = 0,5 \cdot 10^{-6}; \quad \frac{\sigma q}{q} \approx 1,4 \cdot 10^{-2}. \quad (14)$$

Как видно из выражений (14), наибольшее влияние на величину относительной среднеквадратической погрешности определения скорости звука имеет погрешность измерения расстройки условия Брэгга q . Остальными значениями погрешностей измерения параметров, входящих в выражение (13), можно пренебречь в связи с их малыми значениями. Таким образом,

$$\frac{\sigma C_a}{C_a} \approx \sqrt{\left(\frac{\partial C_a}{\partial q} \cdot \frac{\sigma q}{q}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{2\pi F_a}{(4\pi f_a / C_e - q)^2}\right)^2 \left(\frac{\sigma q}{q}\right)^2} \quad (15)$$

С помощью (15) найдем, что погрешность измерения $\frac{\sigma C_1}{C_1} = 7,5 \cdot 10^{-2}$; $\frac{\sigma C_2}{C_2} = 3,7 \cdot 10^{-2}$.

Подставив вычисленные погрешности измерения скорости звука в выражения (11), (12) получим, что $\frac{\sigma \Delta C}{\Delta C} = 8,3 \cdot 10^{-2}$, а $\sigma \Delta C = 1,6 \text{ м/с}$; $\frac{\sigma C}{C} = 4,1 \cdot 10^{-2}$, а $\sigma C = 13,6 \text{ м/с}$. Тогда относительная среднеквадратическая погрешность измерения влажности воздуха составит

$$\frac{\sigma_e}{e} = z \sqrt{0,11(\sigma_C)^2 + 9,5 \cdot 10^3 (\sigma_{\Delta C})^2} \approx 3,12 \cdot 10^{-2},$$

т.е. примерно (3 – 3,5) % давления водяного пара (или около 3 % относительной влажности).

Полученное значение инструментальной погрешности измерения влажности воздуха рассматриваемым способом находится на уровне погрешности штатных датчиков влажности, широко применяемых на сети метеорологических наблюдений (3 – 7 %) [13, 14].

Оценка значений составляющих методической погрешности является предметом дальнейших исследований, поскольку на информационный параметр q заметно влияет ряд атмосферных явлений [9].

Заключение

Проведенное исследование позволяет сделать следующие выводы.

1. Инструментальная погрешность измерения влажности воздуха аппаратурой РАЗ с использованием корреляционной обработки принятых сигналов согласуется по значению с погрешностями датчиков прямого измерения, что позволяет использовать релаксационные (тонкие) процессы, происходящие при распространении звуковых волн в реальной атмосфере, для дистанционной регистрации вертикальных профилей влажности.

2. При корреляционной обработке сигналов для оценки влажности воздуха заметно увеличивается количество изменчивых по высоте атмосферных факторов, которые формируют методическую погрешность регистрации влажности, что требует дальнейших исследований.

Список литературы. 1. Зуев В.Е. Лазер-метеоролог. – М.: Сов. радио, 1974. – 184 с. 2. Красненко Н.П. Акустическое зондирование атмосферы. – Новосибирск: Наука, 1986. – 67 с. 3. Орлов М.Ю., Юрчак Б.С. О возможности определения влажности в приземном слое атмосферы радиоакустическим зондированием // Труды ИЭМ Госкомгидромета. – 1985. – № 38/121. – С. 14-20. 4. Бабкин С.И., Максимова Н.Г., Панченко А.Ю., Прошкин Е.Г., Ульянов Ю.Н. Измерения влажности воздуха радиоакустическим зондированием атмосферы // Труды IX Всесоюз. симпозиума по лазер. и акустическому зондированию атмосферы. – Ч.2. Исследование метеопараметров атмосферы. – Томск, 1987. – С. 145-148. 5. Бабкин С.И., Васильченко Е.А. Радиоакустический способ определения влажности воздуха. А.С.№ 1670641 (СССР), опубл. 15.08.91, бюл. № 30. 6. Бабкин С.И. Способ определения влажности воздуха радиоакустическим зондированием атмосферы. А. С. № 1780071 (СССР), опубл. 07.12.92, бюл.№ 45. 7. Каллистратова М.А., Кон А.И. Радиоакустическое зондирование атмосферы. – М.: Наука, 1985. – 197 с. 8. Карташов В.М., Волох А.В., Радионова В.В. Тела неопределенности зондирующих сигналов систем радиоакустического зондирования атмосферы // Радиотехника. – 2007. – Вып. 150. – С. 94-99. 9. Бабкин С.И. Анализ погрешностей регистрации профилей температуры воздуха доплеровским и корреляционным способами // Радиотехника. – 2012. – Вып. 169. – С.72-78. 10. Ультразвук. Маленькая энциклопедия / Под ред. И.П.Голяминой. – М.: Сов. энциклопедия. – 1979. – 400 с. 11. Хргиан А.Х. Физика атмосферы. – Л.: Гидрометеиздат, 1969. – 647 с. 12. Карташов В.М., Бабкин С.И., Куля Д.М. Спосіб радіоакустичного зондування атмосфери для реєстрації вертикального профілю температури. Патент України № 97612. Опубл. 27.02.2012, бюл.№4. 13. Стеризат М.С. Метеорологические приборы и измерения. – Л.: Гидрометеиздат. – 1978. – 392 с. 14. [Тактическая система метеорологических наблюдений. www.raimet.ru/index.php?p=equipment.](http://www.raimet.ru/index.php?p=equipment)

Харьковский национальный
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 15.11.2012

УЧЕТ ИНФОРМАТИВНОСТИ ПРИ СОВМЕЩЕНИИ ОПТИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ В ЗАДАЧАХ КОРРЕЛЯЦИОННО-ЭКСТРЕМАЛЬНОЙ НАВИГАЦИИ

Введение

Совмещение изображений является фундаментальной задачей, которая возникает в различных областях науки и техники. Это навигация, компьютерное зрение, медицина, сжатие видеоданных, определение деформаций изделий и т.д. Под совмещением понимается определение пространственного преобразования между координатными сетками двух изображений. Накоплен огромный эмпирический опыт решения задачи совмещения изображений с учетом специфики различных приложений. Алгоритмы совмещения обычно разделяют на два основных класса: основанные на сопоставлении признаков (например, точек, линий, структурных элементов) и основанные на сопоставлении площадей (интенсивностей пикселей). Площадные методы обеспечивают большую точность совмещения, однако для ряда задач, в частности при наличии неоднородных яркостных искажений совмещаемых изображений, являются неприменимыми. Обзор методов совмещения приведен в работах [1, 2].

При совмещении изображений важной является задача оценки точности совмещения. Оценка точности характеризует качество полученных результатов и пригодность их при решении поставленной задачи. Также оценка точности для отдельных признаков или фрагментов (для площадных алгоритмов) совмещаемых изображений характеризует их информативность в задаче совмещения, что позволяет выбирать наиболее информативные признаки или фрагменты (при площадном совмещении частей изображений) для участия в алгоритме совмещения.

Выбор наилучших признаков рассмотрен в работах [3, 4]. Потенциальная точность совмещения для площадных алгоритмов может быть охарактеризована с помощью нижней границы Крамера – Рао. Определению потенциальной точности совмещения с использованием границы Крамера – Рао посвящена работа [5]. В работах [6, 7] с помощью этой границы изучается потенциальная точность нормированного корреляционного алгоритма. В работе [6] исследуется способ вычисления границы Крамера – Рао с помощью аппроксимации решающей функции.

Однако использование границы Крамера – Рао для оценки точности совмещения затруднено в связи с тем, что оценки большинства реальных субпиксельных алгоритмов являются смещенными [5, 7, 8]. Учет систематической ошибки реальных алгоритмов представляет большую сложность. Проблема исследуется в работе [9]. Решение найдено только для отдельных случаев. Например, в работе [5] предложены соотношения для оценки систематической ошибки градиентных алгоритмов. В статье [8] предложен способ частичной компенсации систематической ошибки при использовании в качестве субпиксельного алгоритма аппроксимации решающей функции (РФ) двумерной поверхностью. Граница Крамера – Рао, рассчитанная в предположении о несмещенности оценок, плохо описывает точность совмещения реальных алгоритмов при высоком отношении сигнал/шум [7].

В ряде приложений необходимо осуществлять совмещение изображений в реальном масштабе времени. Одним из таких приложений является корреляционно-экстремальная навигация [10]. Принцип действия корреляционно-экстремальных систем навигации (КЭСН) основан на совмещении двух изображений: текущего изображения (ТИ), которое формируется датчиком, с эталонным изображением (ЭИ), хранящемся в памяти. Важным преимуществом КЭСН по сравнению с навигационными системами других типов является их автономность: для работы КЭСН не требуется внешних источников информации, кроме принимаемого излучения от подстилающей поверхности. Также необходимо иметь в памяти эталон-

ную карту местности, над которой будет совершать полет летательный аппарат (ЛА). В качестве эталонных карт могут быть использованы спутниковые снимки, которые в последнее время стали широко доступны.

В КЭСН могут использоваться различные типы датчиков: оптические (видеокамера), радиометрические, радиолокационные и др. Получаемые изображения будут обладать различными характеристиками. Например, размер изображений радиометрического датчика ограничен несколькими десятками пикселей, в то время как оптический кадр может быть значительно большего размера (например, 720×576).

К КЭСН предъявляются жесткие требования по быстродействию, связанные с необходимостью выработки управляющего воздействия в случае отклонения объекта управления от заданной траектории. Они зависят от характеристик и траектории движения ЛА, в частности от высоты и скорости полета. Согласно [11] быстродействие КЭСН должно быть не хуже 0.2 – 0.3 с. Это приводит к невозможности использовать полное оптическое ТИ при площадных алгоритмах совмещения. Фрагмент ТИ, участвующий в процессе совмещения, обозначим J .

Совмещение фрагмента J обычно осуществляется не со всем ЭИ, а только с его участком, называемым зоной поиска, обозначим E . Размер E обычно определяется степенью неопределенности положения ЛА в данный момент времени. Выбор размеров J и E обозначим соответственно N и M (считаем фрагменты квадратными), является важным для обеспечения высокой точности навигации. Увеличение размера J , участвующего в алгоритме совмещения, приводит к повышению качества совмещения, однако ведет к увеличению вычислительных затрат. В работе [11] сделан вывод, что при использовании нормированного корреляционного алгоритма (НКА), который обладает высоким качеством совмещения, размер $J - N$ не должен превышать 60 пикселей (при $M = 200$). При этом предполагается использование двухэтапной процедуры «грубого» и «точного» поиска для ускорения вычислений [10].

Фрагмент J может быть выбран фиксированным образом, например в середине ТИ. Однако качество совмещения для различных участков ТИ может быть разным, иначе говоря, различные фрагменты ТИ обладают разной информативностью.

Цель статьи – разработка и исследование алгоритма совмещения с предварительным выбором наиболее информативного совмещаемого фрагмента J . Алгоритм должен удовлетворять предъявляемым требованиям по быстродействию.

Изложение материала построено следующим образом. Вначале в разд. 1 будет сформулирована задача и цели данной работы. В разд. 2 будет рассмотрен НКА. В разд. 3 рассмотрим определение потенциальной точности совмещения с помощью границы Крамера – Рао. Предлагаемый алгоритм оценки информативности фрагментов изображения будет изложен в разд. 4. Методика проведения вычислительного эксперимента и его результаты представлены в разд. 5. В конце статьи приведено обсуждение результатов.

1. Постановка задачи

Будем считать, что КЭСН используется в комплексе с инерциальной навигационной системой (ИНС), которая сообщает информацию о пространственном положении ЛА, и перед совмещением изображений производится пересчет ТИ в координатную сетку ЭИ или наоборот (совмещаемого фрагмента ЭИ в координатную сетку ТИ), с использованием данных ИНС. При совмещении оценивается только пространственный сдвиг ТИ и ЭИ вдоль осей X и Y .

Определение информативности различных участков ТИ требует дополнительных вычислительных затрат, при этом обеспечение требуемого быстродействия может быть достигнуто путем уменьшения размера J . Эффективность данного подхода, когда проводится выбор наиболее информативного фрагмента за счет уменьшения размера совмещаемых изображений, исследуется в данной работе.

Для оценки информативности фрагмента предлагается алгоритм, состоящий из двух этапов. На первом этапе производится расчет локальной дисперсии фрагментов. На втором этапе в качестве критерия отбора используется радиус корреляции фрагментов. Предлагаемый алгоритм будет подробно рассмотрен позже.

2. Нормированный корреляционный алгоритм совмещения изображений

Обозначим матрицу $J - \underline{t}$, а матрицу $E - \underline{e}$ (здесь и далее матрицы обозначаются подчеркиванием). Согласно [11], дискретная РФ НКА определяется выражением (вычисление модуля учитывает возможное инверсное преобразование яркости):

$$K_{kl} = \left| \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \tilde{e}_{ij}^{kl} \tilde{t}_{ij} \right|, \quad (1)$$

где \tilde{e}_{ij}^{kl} и \tilde{t}_{ij} – соответственно отсчеты (пиксели) с индексами i, j центрированных и нормированных фрагментов E и J , т.е.

$$\tilde{e}_{ij}^{kl} = \frac{e_{ij}^{kl} - \bar{e}^{kl}}{\sqrt{D_e}}, \quad \tilde{t}_{ij} = \frac{t_{ij} - \bar{t}}{\sqrt{D_t}}, \quad (2)$$

$$\bar{e}^{kl} = \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N e_{ij}^{kl}, \quad \bar{t} = \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N t_{ij}, \quad (3)$$

$$D_e = \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (e_{ij}^{kl} - \bar{e}^{kl})^2}{N^2}, \quad D_t = \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (t_{ij} - \bar{t})^2}{N^2}, \quad (4)$$

i, j – индексы пикселей J и фрагментов E соответственно вдоль вертикали и горизонтали; k, l – индексы (целочисленные) фрагментов E размером $N \times N$, совмещаемых с J , соответственно по вертикали и горизонтали (а следовательно индексы РФ); D_e – дисперсия фрагмента E (\underline{e}^{kl}); D_t – дисперсия J (\underline{t}).

Совмещение изображений с помощью НКА заключается в вычислении РФ согласно (1) и определении ее максимума. Максимум РФ будет соответствовать искомой точке совмещения ТИ и ЭИ.

Для ускорения вычислений может быть использована двухэтапная процедура “грубого” и «точного» поиска.

Вследствие дискретного характера ТИ и ЭИ решающая функция НКА также является дискретной и обеспечивает совмещение с точностью до пикселя. Для достижения субпиксельной точности необходимо использовать один из субпиксельных алгоритмов, например, алгоритмы, основанные на интерполяции интенсивности (пикселей), на интерполяции (или аппроксимации) коэффициентов корреляции, на вычислении градиента, алгоритмы, применяющие фазовую корреляцию, генетические алгоритмы, алгоритмы на основе искусственных нейронных сетей и др. [7].

3. Граница Крамера – Рао для среднеквадратических ошибок совмещения

Нормированный корреляционный алгоритм (1) является оптимальным по критерию максимального правдоподобия при подобию ТИ и ЭИ с точностью до линейного преобразования яркости [11]. Учитывая это, оценка его потенциальной точности может быть дана с помощью нижней границы Крамера – Рао [5 – 7, 12]. Обозначим p – вектор оцениваемых

параметров, тогда граница Крамера – Рао для корреляционной матрицы ошибок совмещения $\langle (\hat{p} - p)(\hat{p} - p)^T \rangle$ имеет вид

$$MSE(p) \geq \frac{\partial \langle \hat{p} \rangle}{\partial p} I^{-1}(p) \frac{\partial \langle \hat{p} \rangle^T}{\partial p} + (\langle \hat{p} \rangle - p)(\langle \hat{p} \rangle - p)^T, \quad (5)$$

где MSE – среднеквадратическая ошибка оценок; I – информационная матрица Фишера; $\langle \hat{p} \rangle - p$ – систематическая ошибка оценивания.

Если считать, что оценки вектора p являются несмещенными, тогда выражение (5) упрощается к виду

$$MSE(p) \geq I^{-1}(p). \quad (6)$$

Введем координаты Δx_e и Δy_e , которые равны 0 в точке истинного совмещения. Тогда матрица Фишера

$$I = - \left\langle \begin{pmatrix} \frac{\partial^2 \ln L}{\partial \Delta x_e^2} & \frac{\partial^2 \ln L}{\partial \Delta x_e \partial \Delta y_e} \\ \frac{\partial^2 \ln L}{\partial \Delta y_e \partial \Delta x_e} & \frac{\partial^2 \ln L}{\partial \Delta y_e^2} \end{pmatrix} \right\rangle_{\substack{\Delta x_e=0 \\ \Delta y_e=0}}, \quad (7)$$

где $\ln L$ – логарифм функции правдоподобия.

Согласно [6, 7] для НКА

$$I \approx \frac{N^2 \cdot D_{t^0}}{2 \cdot \sigma_n^2} I_0, \quad (8)$$

$$I_0 = - \left\langle \begin{pmatrix} \frac{\partial^2 K^2(\underline{e}^{\Delta x_e \Delta y_e}, \underline{t}^0)}{\partial \Delta x_e^2} & \frac{\partial^2 K^2(\underline{e}^{\Delta x_e \Delta y_e}, \underline{t}^0)}{\partial \Delta x_e \partial \Delta y_e} \\ \frac{\partial^2 K^2(\underline{e}^{\Delta x_e \Delta y_e}, \underline{t}^0)}{\partial \Delta y_e \partial \Delta x_e} & \frac{\partial^2 K^2(\underline{e}^{\Delta x_e \Delta y_e}, \underline{t}^0)}{\partial \Delta y_e^2} \end{pmatrix} \right\rangle_{\substack{\Delta x_e=0 \\ \Delta y_e=0}}, \quad (9)$$

где $\underline{e}^{\Delta x_e \Delta y_e}$ – фрагмент эталонного изображения; \underline{t}^0 – незашумленное ТИ; D_{t^0} – дисперсия незашумленного ТИ.

Матрица I_0 зависит только от корреляционных свойств ТИ и ЭИ, следовательно, согласно (6), (8), (9) (при допущении, что оценки являются несмещенными), с уменьшением радиуса корреляции выбранного фрагмента точность должна улучшаться. Однако, как уже было сказано выше, оценки реальных субпиксельных алгоритмов являются смещенными.

Был проведен имитационный эксперимент, при котором из ЭИ было случайным образом выбрано 500 фрагментов размером $N = 76$, для которых методом статистического моделирования вычислялись ошибки оценивания субпиксельного сдвига при заданном отношении сигнал/шум. Субпиксельный сдвиг моделировался путем перехода к более “грубой” сетке [7], с помощью усреднения соседних пикселей на участке 6×6 . Соответственно моделировались сдвиги $(-3/6, -2/6, -1/6, 1/6, 2/6, 3/6)$ вдоль осей X и Y. В качестве субпиксельного

алгоритма использовался метод интерполяции интенсивности. Был вычислен радиус корреляции каждого выбранного фрагмента. Для этого решающая функция аппроксимировалась двумерной гауссовой кривой [7], затем, используя полученные коэффициенты, вычислялись радиусы корреляции вдоль осей X и Y , после чего находилось их среднее значение. В качестве радиуса корреляции принимался такой сдвиг фрагмента относительно ЭИ, для которого значение нормированной корреляционной функции составляло 0,45 (аналогично работе [13]).

Эксперимент был проведен для трех эталонных карт, загруженных с помощью специальной программы с сайтов [14, 15], соответственно снимков Харьковской области (рис. 1 а), городов Бостона (рис. 1, б) и Киева (рис. 1, в). На рис. 1, г показана зависимость среднеквадратической ошибки совмещения, усредненной (в среднеквадратическом смысле) для различных фрагментов, от радиуса корреляции. Соотношение сигнал/шум было выбрано равным 10 и было постоянным для всех фрагментов.



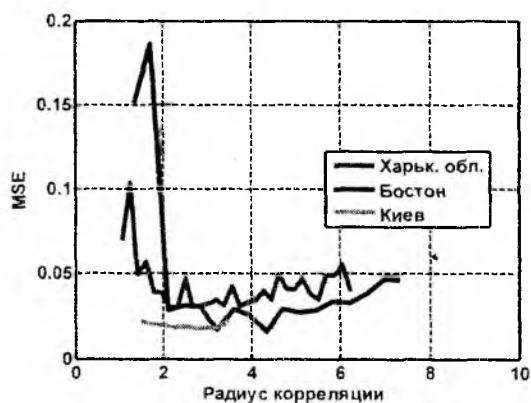
а



б



в



г

Рис. 1. Спутниковые снимки Харьковской области (а), городов Бостона (б) и Киева (в), а также зависимость среднеквадратической ошибки (MSE) совмещения от радиуса корреляции (г) при отношении с/ш равном 10 и $N=76$

Согласно выражениям (6), (8), (9) график должен монотонно возрастать, однако численный эксперимент (рис.1, г) показывает наличие минимума. Как показал эксперимент положение минимума зависит от отношения сигнал/шум, а также от размера выбираемого фрагмента N . Наличие минимума объясняется тем, что выражение (6) не учитывает наличие систематической ошибки оценивания, вызванной ошибками интерполяции, на основе которой построено большинство субпиксельных алгоритмов. А чем уже радиус корреляции рассматриваемого фрагмента, тем больше ошибки интерполяции и следовательно систематическая ошибка.

Следовательно, граница Крамера – Рао, рассчитанная в соответствии с выражениями (6), (8), (9), не может быть использована для оценки точности реальных алгоритмов. В следующем разделе предложен эвристический подход для выбора наиболее информативных фрагментов, учитывающий отношение сигнал/шум и корреляционные свойства фрагмента изображения.

4. Выбор наиболее информативного фрагмента для совмещения

В данном разделе рассматривается предлагаемый подход к оценке информативности фрагментов изображений. Вначале заметим, что хотя обычно происходит совмещение ТИ, меньшего по размеру, с большим изображением – зоной поиска по ЭИ, в данном случае целесообразнее дискретную решающую функцию вычислять наоборот – используя фрагмент ЭИ (размером с ТИ) и зону поиска на ТИ, а затем субпиксельный поиск осуществлять используя найденный фрагмент ТИ и интерполяцию ЭИ. Найденный фрагмент ТИ, соответствующий максимуму дискретной РФ, обозначим E_1 . Так как речь идет об оптических изображениях, размеры ТИ (кадра видеокamеры) это позволяют. В этом случае, учитывая, что ЭИ меньше зашумлено, чем ТИ, можно более точно выбрать наиболее информативный фрагмент для совмещения. Область ЭИ, из которой выбирается фрагмент J , обозначим J_0 (рис. 2).

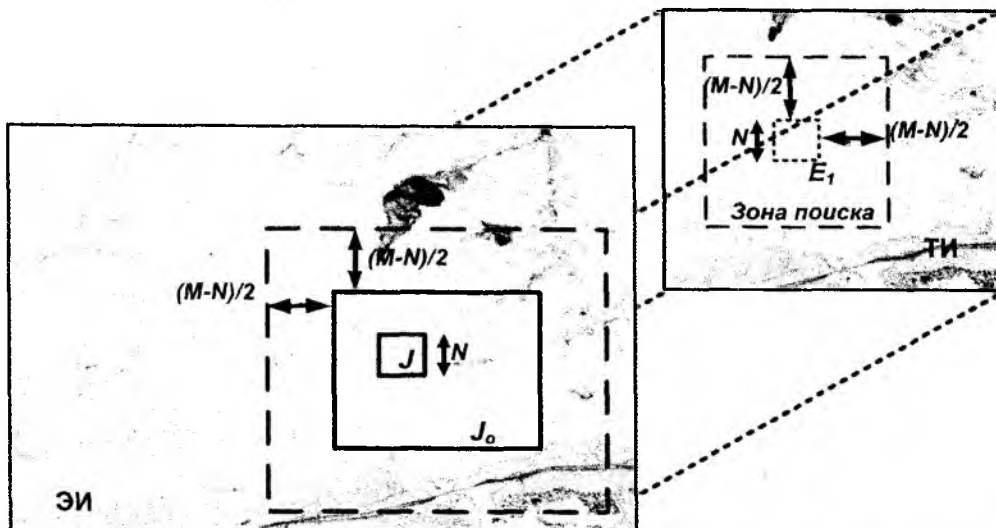


Рис. 2. Фрагмент J и зона поиска ТИ участвующие в процессе совмещения

Учитывая проведенный в предыдущем разделе анализ, для оценки информативности фрагментов изображений предлагается следующий подход, состоящий из двух этапов.

На первом этапе вычисляется локальная дисперсия D для участков размером $N \times N$ по всему J_0 (участки выбираются последовательно с заданным сдвигом, обозначим Δ , вдоль осей X и Y).

На втором этапе вычисляется радиус корреляции для всех фрагментов, имеющих D выше заданного порога D_p . Для выбора совмещаемого фрагмента J выполняется последовательность действий:

- в качестве J выбирается фрагмент, имеющий максимальное значение D , среди отобранных на первом этапе фрагментов, имеющих радиус корреляции в пределах 2 – 3.5 пикселя;

- если среди отобранных на первом этапе нет фрагментов, имеющих радиус корреляции в пределах 2 – 3.5 пикселя, выбирается фрагмент, имеющий максимальное значение D , среди фрагментов, имеющих радиус корреляции в пределах 1,5 – 4 пикселя;

– если фрагмент J не был выбран в течение двух предыдущих пунктов, выбирается фрагмент, имеющий максимальное значение D , среди всех фрагментов, отобранных на первом этапе.

5. Вычислительный эксперимент

Для того чтобы проверить эффективность предлагаемого подхода к выбору наиболее информативных фрагментов для совмещения методом статистического моделирования, было проведено сравнение трех алгоритмов:

Алгоритм 1: J размером $N=84$ выбирается в центре J_0 без учета его информативности.

Алгоритм 2: осуществляется поиск наиболее информативного фрагмента J , имеющего наибольшее значение локальной дисперсии, с размером $N=80$.

Алгоритм 3: осуществляется поиск наиболее информативного фрагмента J размером $N=76$, согласно алгоритму, описанному в предыдущем разделе.

Зона поиска для всех алгоритмов была задана равной $M=N+56$. Размеры J были выбраны таким образом, чтобы обеспечить примерно одинаковое быстродействие трех алгоритмов (порядка 0.3 с).

Для имитационного моделирования в качестве ЭИ использовались спутниковые снимки, приведенные на рис. 1 [14, 15]. На его основе формировалась последовательность ТИ. Размер ТИ для моделирования был условно выбран равным 400×400 . Моделировался (используя бикубическую интерполяцию) случайный сдвиг координатных сеток ЭИ и ТИ, а также зашумление ТИ некоррелированным гауссовским шумом с нулевым математическим ожиданием и заданной дисперсией. В качестве алгоритма совмещения использовался НКА. Для ускорения вычислений использовалась двухэтапная процедура “грубого” и “точного” поиска, на этапе “грубого” поиска осуществлялось усреднение подизображений размером 4×4 [10]. В качестве субпиксельного алгоритма был выбран метод интерполяции интенсивности с использованием последовательного квадратичного программирования для ускорения вычислений. В качестве начального приближения использовались значения, полученные с помощью аппроксимации РФ двумерной гауссовой кривой. Значение Δ было выбрано равным 40, а $D_p = D_{\min} + 0,75 * (D_{\max} - D_{\min})$. При оценке точности совмещения проводились испытания для 300 различных ТИ.

На рис. 3 приведены зависимости среднеквадратического отклонения (СКО) ошибок вдоль оси X для спутниковых снимков г. Бостон (рис. 3, а) и Харьковской области (рис. 3, б) от отношения сигнал/шум ТИ. Как видно по графикам для малококонтрастного изображения (рис. 3, а) предложенный алгоритм (алгоритм 3) обеспечивает значительное улучшение качества по сравнению с алгоритмом 1. Также алгоритм 3 обеспечивает большую вероятность правильного совмещения (близка к 1 для алгоритма 3, от 0,55 до 0,96 для алгоритма 1). Основную роль здесь играет выбор наиболее контрастного участка для совмещения. Учет корреляционных свойств приводит к дополнительному небольшому уменьшению СКО ошибок. Для контрастного изображения (рис. 3, б) предложенный алгоритм приводит к улучшению точности примерно на 10 % (вероятности правильного совмещения близки к 1). Совмещение считалось правильным, если ошибка совмещения не превышала одного пикселя.

Представляет интерес, как точность совмещения, достигаемая предлагаемым алгоритмом, зависит от заданного размера N , а следовательно и от быстродействия. Имитационное моделирование проводилось на персональном компьютере с процессором Intel(R) Celeron(R) CPU E1500, 2,2 ГГц, 1 ГБ ОЗУ. На рис. 4 показана зависимость СКО ошибок предлагаемого алгоритма от времени выполнения алгоритма. Можно отметить, что увеличение времени вычислений больше 0.35 с (что приблизительно соответствует размеру $N=80$) не приводит к существенному улучшению качества.

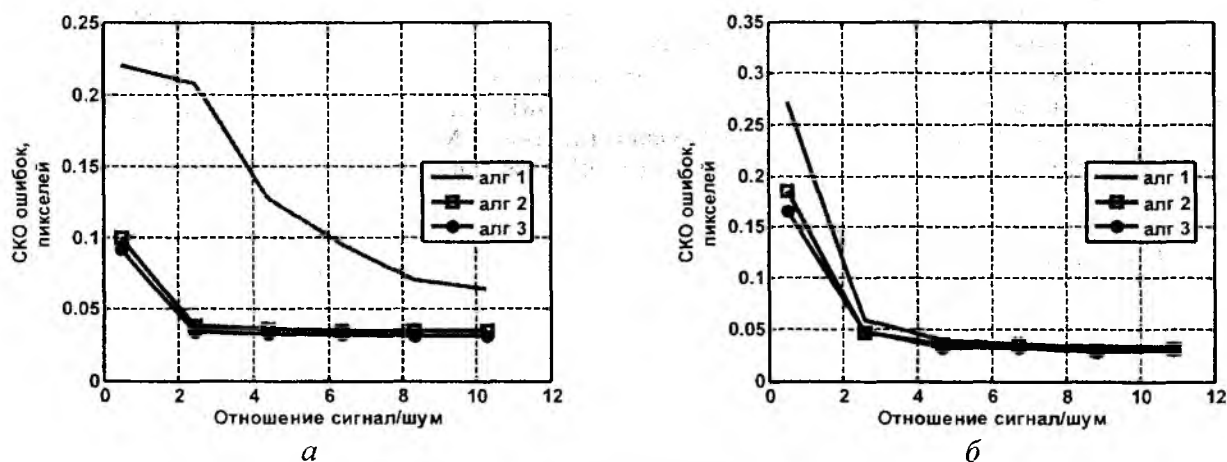


Рис. 3. СКО ошибок совмещения от отношения с/ш для спутниковых снимков г. Бостон (а) и Харьковской области (б)

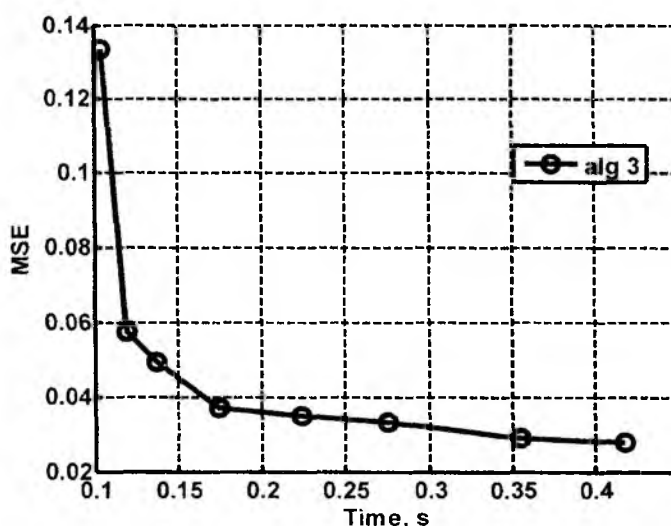


Рис. 4. СКО ошибок совмещения от времени вычислений (с)

Таким образом, результаты моделирования подтвердили эффективность учета информативности совмещаемых фрагментов. СКО ошибок совмещения снижается более чем на 10 % при использовании предложенного алгоритма по сравнению с фиксированным выбором участка ТИ для совмещения (при одинаковом времени вычислений).

Список литературы : 1. *Brown L.G.* A survey of image registration techniques, *ACM Comput. Surv.* Vol. 24 (4), 1992, p. 276–325. 2. *Manjusha P. Deshmukh, Udhav Bhosle* A survey of image registration // *International Journal of Image Processing*, Vol. 5(3), 2011, p. 245-269. 3. *Shi J., Tomasi C.* Good features to track // *CVPR'94*, June 1994, p. 593–600. 4. *Wang Q., You S.* Real-Time Image Matching Based on Multiple View Kernel Projection // *CVPR'07*, June 2007, p. 1–8. 5. *Robinson D., Milanfar P.* Fundamental performance limits in image registration // *IEEE Trans. Image Process*, № 13, 2004, p. 1185 – 1199. 6. *Усс М.Л., Комяк В.А.* Поиск в пространстве параметров положения и ориентации летательного аппарата в задачах корреляционно-экстремальной навигации // *Успехи современной радиоэлектроники*. – 2009. – №8. – С. 30 – 43. 7. *Душена В.А., Усс М.Л.* Сравнительный анализ субпиксельных алгоритмов при совмещении изображений // *Радиоэлектронные и компьютерные системы*. – 2011. – №4 (52). – С. 41–51. 8. *Повышение точности местоопределения радиометрических корреляционно-экстремальных систем навигации путем использования методов приближения решающей функции (Сообщение 2) / В.И. Антюфеев, И.Е. Бакулин, В.Н. Быков и др.* // *Радиотехника*. – 2002. – Вып. 124. – С. 84 – 89. 9. *Schreier H.W., Braasch J.R., Sutton M.A.* Systematic errors in digital image correlation caused by intensity interpolation // *Optical Engineering*, Vol. 39(11), 2000, p. 2915–2921. 10. *Антюфеев В.И., Быков В.Н., Гричанюк А.М., Краюшкин В.А.* Радиометрические корреляционно-экстремальные системы навигации летательных аппаратов. – Харьков : ХНУ им. В.Н. Каразина, 2008. – 356 с. 11. *Антюфеев В.И.*

Быков В.Н. Сравнительный анализ алгоритмов совмещения изображений в корреляционно-экстремальных системах навигации летательных аппаратов // *Авиационно-космическая техника и технология*. – 2008. – № 1 (48). – С. 70 – 74. 12. Фалькович С.Е., Хомяков Э.Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. – М. : Радио и связь, 1981. – 288с. 13. Белоглазов И.Н., Джангава Г.И., Чигин Г.П. Основы навигации по геофизическим полям. – М. : Наука, 1985. – 328 с. 14. *Карты Google* (<http://maps.google.com.ua>). 15. *Yahoo maps* (<http://maps.yahoo.com>).

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

Поступила в редколлегию 17.11.2012

USING LTE TECHNOLOGY IN WIRELESS SENSOR NETWORKS**1. Introduction**

A wireless sensor network (WSN) consists of spatially distributed autonomous sensors to monitor physical or environmental conditions, such as temperature, sound, pressure, etc. and to cooperatively pass their data through the network to a main location. The development of wireless sensor networks was motivated by military applications such as battlefield surveillance. WSN is an active research area, and a lot of work is put into techniques to improve them. Wireless cellular network standards have evolved into the 3-rd Generation Partnership Project (3GPP), Long Term Evolution (LTE) and Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX) systems. In this work investigate the scheduling aspect of using 3GPP (LTE) as a radio transport in WSN applications. This would allow more commodity hardware to be used in the sensor nodes, while also letting WSN designers take advantage of the centralized cellular network model and existing infrastructure. WSNs usually considers a mostly uplink bound network pattern. The archetypical WSN contains sensor nodes which send either continuous or periodic data updates to some centralized aggregation point. In the LTE scheduling request procedure allowed to decrease intensity nodes to use Random Access channel (RACH) exclusively, foregoing their resources in the regular scheduling channel. Aim for this paper is considering ability of increasing the WSN performance by using LTE technology with MIMO systems.

2. The WSN and worldwide cellular Network

One crucial difference between LTE and a traditional WSN is that WSNs are usually envisioned as mesh-type networks, where nodes communicate directly with each other but destination nodes may be out of direct range of transmitters. LTE on the other hand is a centralized star-topology setup, where each node only ever communicates with eNodeB. This can be a disadvantage, for example, the average distance to eNodeB is longer than the average distance to a neighbor, that's mean requires a longer transmission distances which requires more energy. Therefore such a case we suggest using methods of self-organization in sensory systems [1] by using LTE.

On the other hand, the direct connection to eNodeB does away with the need for relay nodes, which evens out the battery life of nodes in the network through the removal of specific roles that would drain some of the nodes faster than others. Additionally, LTE would set IP addresses to nodes and therefore allow WSNs to span multiple cells smoothly. Such a layout allows a single WSN to span a large area, as in the mesh case, having to contend with regional energy depletion fragmenting the network.

Due to the low-traffic nature of a typical WSN and the resource allocation in LTE, it is immediately apparent that the main bottleneck would be control traffic and not data bandwidth. WSN nodes arranged around an event source, it's shown in Figure 1.

To make LTE more suitable for WSN to allow sensor nodes to use random access exclusively, without being scheduled in Physical Uplink Control Channel (PUCCH). LTE currently does not allow such a connection pattern. This would be beneficial in the case where sensor nodes have a low transmission frequency and therefore would waste a lot of resources in PUCCH. In this work proposed to also use RACH instead of PUCCH to send requests for uplink data transmission.

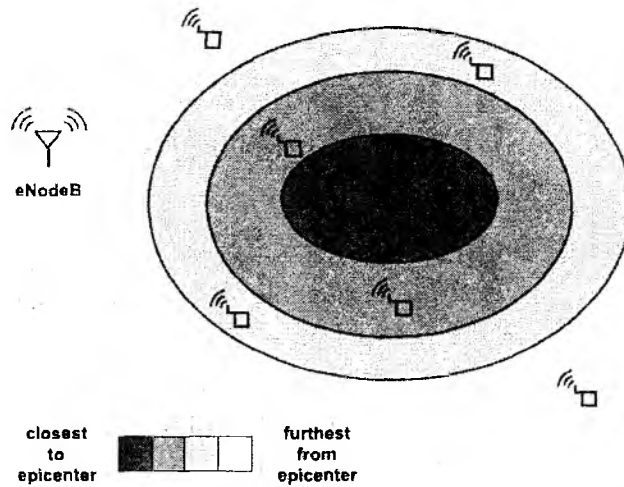


Figure 1. LTE-WSN around an event source

3. LTE-WSN Model

RACH in LTE is a channel used to initiate a random access procedure. At closer inspection one can find modeling of RACH similar to that of multi-channel slotted ALOHA, where preambles of RACH, which divide transmissions orthogonally, can be seen as a number of independent S-ALOHA channels [2]. A number of modifications were made to suit the model to RACH of LTE. One of the major changes is the implementation of collision resolution.

The model describes a number of participating nodes N in the network. At the beginning of each RACH opportunity, each node starts in one of two modes, I-mode (Idle) where nodes transmit a new message with the probability that a node in I-mode transmits (p_N), or B-mode (Backlogged) where nodes retransmit old message with the probability that a node in B-mode retransmits (p_R).

All transmitting nodes from I-mode and B-mode each choose one of K available preambles. Some number of nodes will collide when it's choosing the same preamble as another node, and if collision resolution on eNodeB is disabled, return to B-mode. In case of enabled collision resolution, one node for each collided preamble will be successfully acquired by eNodeB together with those nodes which selected unique preamble. This model shown in Figure 2.

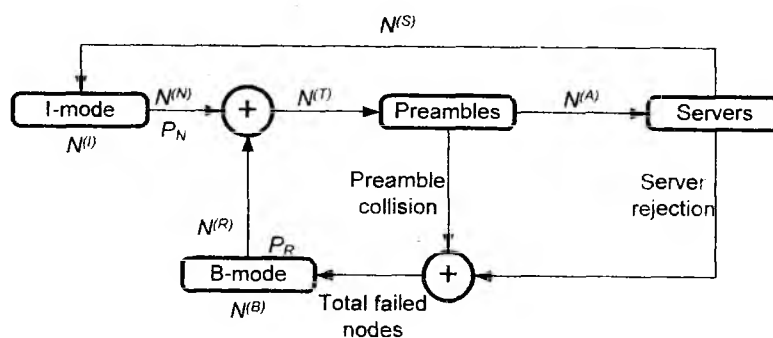


Figure 2. RACH model

From the following properties of the defined model, useful mathematical relations can be derived.

A static number of nodes are in circulation between I- and B-mode. The total number of nodes does not change. Therefore, the following statement holds true

$$N = N_k^{(I)} + N_k^{(B)}, \quad (1)$$

where N the total number of nodes in the network, $N_k^{(I)}$ the number of nodes in I-mode, $N_k^{(B)}$ the number of nodes in B-mode.

Further, due to transmission and retransmission probabilities:

$$N_k^{(N)} = N_k^{(I)} * p_N; \quad (2)$$

$$N_k^{(R)} = N_k^{(B)} * p_R, \quad (3)$$

where $N_k^{(N)}$ the number of nodes performing a new transmission, $N_k^{(R)}$ the number of nodes performing a retransmission.

The total number of transmitting users during RACH opportunity is

$$N_k^{(T)} = N_k^{(N)} + N_k^{(R)}, \quad (4)$$

where $N_k^{(T)}$ the total number of the transmitting nodes.

Due to preamble selection of transmitting nodes and server selection of acquired nodes, the following must hold true

$$N_k^{(S)} \leq N_k^{(A)} \leq N_k^{(T)}, \quad (5)$$

where $N_k^{(S)}$ the number of node which successfully requested scheduling, $N_k^{(A)}$ the number of acquired nodes.

Due to node's transition from mode to mode properties

$$N_{k+1}^{(B)} = N_k^{(B)} - N_k^{(R)} + \text{failed_nodes}_k, \quad (6)$$

and

$$\text{failed_nodes}_k = N_{k+1}^{(N)} + N_k^{(R)} - N_k^{(S)}. \quad (7)$$

From (6), (7) can get the following equation

$$\begin{aligned} N_{k+1}^{(B)} &= N_k^{(B)} - N_k^{(R)} + N_{k+1}^{(N)} - N_k^{(R)} - N_k^{(S)} \\ N_{k+1}^{(B)} - N_k^{(B)} &= N_{k+1}^{(N)} - N_k^{(S)}. \end{aligned} \quad (8)$$

4. LTE – MIMO systems in eNodeB Wireless Sensor Networks

Multiple Input Multiple Output technology refers to the use of multiple antennas at the transmitter and/ or multiple antennas at the receiver of the system communication. MIMO technology has been shown to improve the communication system performance[3]. The exploitation of MIMO systems in Wireless Sensor Networks where sensor nodes are miniature devices equipped with antennas. On the transmitter side of MIMO system the input data stream is divided into N_T sub-streams, which are then emitted simultaneously at the same frequency through N_T transmitting antennas its shown in Figure 3. In each of the N_R receiving antennas the signal is under the effect of fading which is added from the mixture of the N_T transmitted signals from the transmitting antennas and also the additive noise [5, 4].

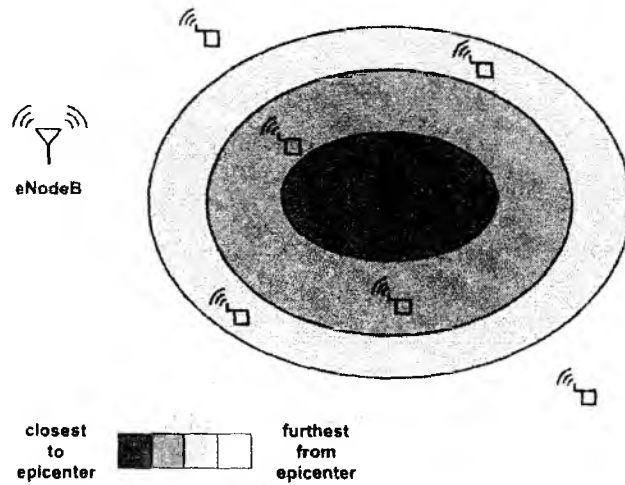


Figure 1. LTE-WSN around an event source

3. LTE-WSN Model

RACH in LTE is a channel used to initiate a random access procedure. At closer inspection one can find modeling of RACH similar to that of multi-channel slotted ALOHA, where preambles of RACH, which divide transmissions orthogonally, can be seen as a number of independent S-ALOHA channels [2]. A number of modifications were made to suit the model to RACH of LTE. One of the major changes is the implementation of collision resolution.

The model describes a number of participating nodes N in the network. At the beginning of each RACH opportunity, each node starts in one of two modes, I-mode (Idle) where nodes transmit a new message with the probability that a node in I-mode transmits (p_N), or B-mode (Backlogged) where nodes retransmit old message with the probability that a node in B-mode retransmits (p_R).

All transmitting nodes from I-mode and B-mode each choose one of K available preambles. Some number of nodes will collide when it's choosing the same preamble as another node, and if collision resolution on eNodeB is disabled, return to B-mode. In case of enabled collision resolution, one node for each collided preamble will be successfully acquired by eNodeB together with those nodes which selected unique preamble. This model shown in Figure 2.

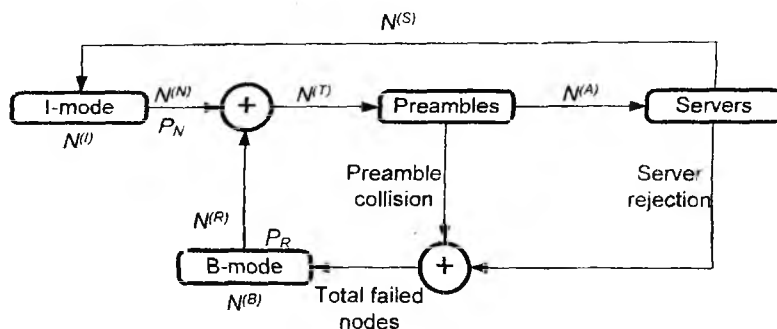


Figure 2. RACH model

From the following properties of the defined model, useful mathematical relations can be derived.

A static number of nodes are in circulation between I- and B-mode. The total number of nodes does not change. Therefore, the following statement holds true

$$N = N_k^{(I)} + N_k^{(B)}, \quad (1)$$

where N the total number of nodes in the network, $N_k^{(I)}$ the number of nodes in I-mode, $N_k^{(B)}$ the number of nodes in B-mode.

Further, due to transmission and retransmission probabilities:

$$N_k^{(N)} = N_k^{(I)} * P_N; \quad (2)$$

$$N_k^{(R)} = N_k^{(B)} * P_R, \quad (3)$$

where $N_k^{(N)}$ the number of nodes performing a new transmission, $N_k^{(R)}$ the number of nodes performing a retransmission.

The total number of transmitting users during RACH opportunity is

$$N_k^{(T)} = N_k^{(N)} + N_k^{(R)}, \quad (4)$$

where $N_k^{(T)}$ the total number of the transmitting nodes.

Due to preamble selection of transmitting nodes and server selection of acquired nodes, the following must hold true

$$N_k^{(S)} \leq N_k^{(A)} \leq N_k^{(T)}, \quad (5)$$

where $N_k^{(S)}$ the number of node which successfully requested scheduling, $N_k^{(A)}$ the number of acquired nodes.

Due to node's transition from mode to mode properties

$$N_{k+1}^{(B)} = N_k^{(B)} - N_k^{(R)} + \text{failed_nodes}_k, \quad (6)$$

and

$$\text{failed_nodes}_k = N_{k+1}^{(N)} + N_k^{(R)} - N_k^{(S)}. \quad (7)$$

From (6), (7) can get the following equation

$$\begin{aligned} N_{k+1}^{(B)} &= N_k^{(B)} - N_k^{(R)} + N_{k+1}^{(N)} - N_k^{(R)} - N_k^{(S)} \\ N_{k+1}^{(B)} - N_k^{(B)} &= N_{k+1}^{(N)} - N_k^{(S)}. \end{aligned} \quad (8)$$

4. LTE – MIMO systems in eNodeB Wireless Sensor Networks

Multiple Input Multiple Output technology refers to the use of multiple antennas at the transmitter and/ or multiple antennas at the receiver of the system communication. MIMO technology has been shown to improve the communication system performance[3]. The exploitation of MIMO systems in Wireless Sensor Networks where sensor nodes are miniature devices equipped with antennas. On the transmitter side of MIMO system the input data stream is divided into N_T sub-streams, which are then emitted simultaneously at the same frequency through N_T transmitting antennas its shown in Figure 3. In each of the N_R receiving antennas the signal is under the effect of fading which is added from the mixture of the N_T transmitted signals from the transmitting antennas and also the additive noise [5, 4].

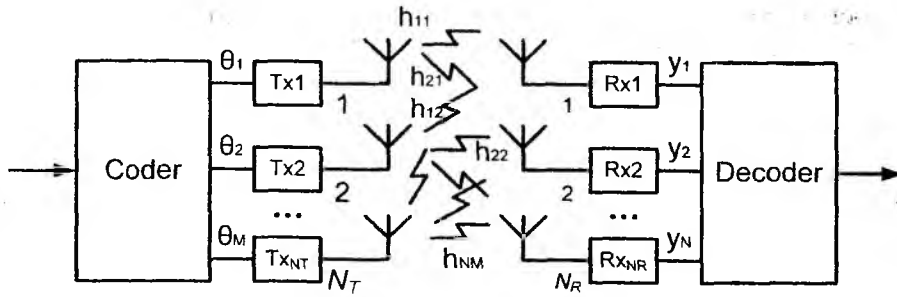


Figure 3. MIMO system model

The complex channel matrix $H = (N_T \times N_R)$ is given by

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1N_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & \dots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix}$$

The signals in the receiving channels can be described by a system of linear equations:

$$\begin{cases} y_1 = h_{11}\theta_1 + h_{12}\theta_2 + \dots + h_{1N_T}\theta_{N_T} + \eta_1; \\ y_2 = h_{21}\theta_1 + h_{22}\theta_2 + \dots + h_{2N_T}\theta_{N_T} + \eta_2; \\ y_{N_R} = h_{N_R1}\theta_1 + h_{N_R2}\theta_2 + \dots + h_{N_RN_T}\theta_{N_T} + \eta_{N_R}, \end{cases} \quad (9)$$

The system of equations (9) can be rewritten in vector-matrix form

$$Y = H\theta + \eta, \quad (10)$$

where Y – vector of received signals; H – channel matrix of factors; θ – vector transmitted information symbols; η – noise vector [3] [4].

The structure of MIMO system is assumed to be performed by Wireless Sensor Networks (WSNs). The approach of MIMO systems is summarized in Figure 4.

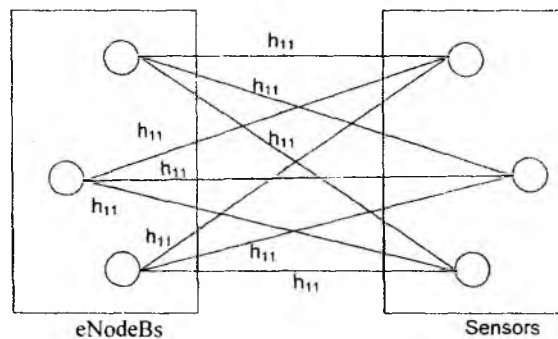


Figure 4. MIMO structure for WSNs

In this work, modeled the energy consumption of simple MIMO systems and compare the value with that of reference SISO systems under the same throughput and bit-error rate (BER)

requirement. The energy efficiency is compared over different transmission distances. Suppose that Alamouti diversity codes are used for the MIMO systems.

Energy consumption is the core issue in wireless sensor networks (WSN). To generate a node energy model that can accurately reveal the energy consumption of sensor nodes is an extremely important part of protocol development, system design and performance evaluation in WSNs. The total average power consumption along the signal path can be divided into two main components: the power consumption of all the power amplifiers P_{PA} and the power consumption of all other circuit blocks P_c . The transmitting energy consumption of one bit is defined by Eq (11):

$$E_{bt} = (P_{PA} + P_c) / R_b, \quad (11)$$

where E_{bt} is the energy consumption of transmitting one bit when both circuitry and transmission energy consumption are considered, R_b is the bit rate of the system.

The energy consumption of transmitting one bit for long haul MIMO transmission from sensors to eNodeB can be calculated as:

$$E_{bt_MIMO} = (1 + \alpha) \frac{M_t N_0}{P_b^{-1/M_t}} \times \frac{(4\pi d)^2}{G_r G_t \lambda^2} M_r N_f + \frac{P_c}{R_b}, \quad (12)$$

where α is the efficiency of radio frequency power amplifier, M_t number of transmitter antenna, d is the distance, M_t is the link margin compensating the hardware process variations and other additive background noise or interference. N_f is the receiver noise figure, G_t is the transmitter antenna gain, G_r is the receiver antenna gain, λ is the carrier wavelength, P_c power consumption of all circuit blocks.

To utilize Transmit Diversity which called Alamouti Space-Time Code can be applied. It achieves full diversity and works with one receiving antenna. Receive Diversity can be used through more receiving antennas than transmitting antennas and a proper combining algorithm. Switched Combining or Maximum Ration Combining are two examples of algorithms. These work independently of the type of diversity if the channel matrix is known.

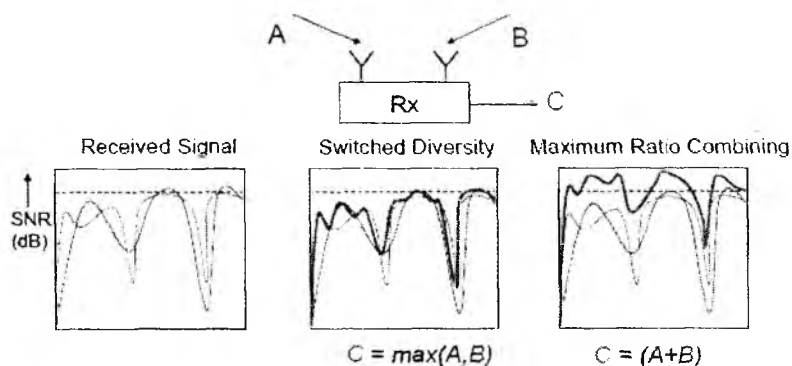


Figure 5. Receiver algorithms for Spatial Diversity, A and B are the same signal

The optimal performance and coverage of a wireless communication system can be reached by Spatial Multiplexing in the near field and Spatial Diversity in the far field. Space-Time Codes additionally improve the performance and make Spatial Diversity useable. The signal copy is not only transmitted from another antenna but also at another time. This delayed transmission is called Delayed Diversity. Space-Time Codes combine spatial and temporal signal copies like in Figure 6. The signals s_1 and s_2 are multiplexed in two data chains. After that a signal replication is added to create the Alamouti Space-Time Block Code [4].

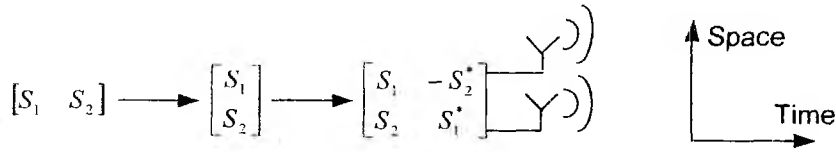


Figure 6. The Alamouti Space-Time Block Code for 2 T_x antennas

The first code is the easiest way to achieve Spatial Diversity and is widely used. The second code is more complex and expensive nowadays. For more than two antennas there are several Pseudo-Alamouti Codes shown in Figure 7.

$$S_{32} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_3 & S_4 \end{bmatrix} \quad S_{42} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_3 & S_4^* \\ S_4 & S_3^* \end{bmatrix} \quad S_{43} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_3 & S_4 \\ S_5 & S_6 \end{bmatrix}$$

Figure 7. Composite Alamouti Code for more than 2 transmits antennas

The index of the Codes above relates firstly to the number of antennas and secondly to the number of spatial data streams. Apart from S_{42} these do not achieve full diversity and four data streams can only be realized by Spatial Multiplexing without any Spatial Diversity.

The developed an optimized Space-Time Block Code to increase the code rate to 3/4. This Quasi-Orthogonal STBC is efficient but permits some Inter-Symbol-Interferences (ISI). Despite this, the bit error rate (BER) is still within the tolerance range. None of these codes are able to achieve full code rate like Alamouti.

Simulation Result

The results of simulation BER with 2 X 2 Alamouti STBC of 1x1 SISO, 1x2 MRC, 2x1 MISO Alamouti and 2x2 MIMO Alamouti, shown in the Figure 8.

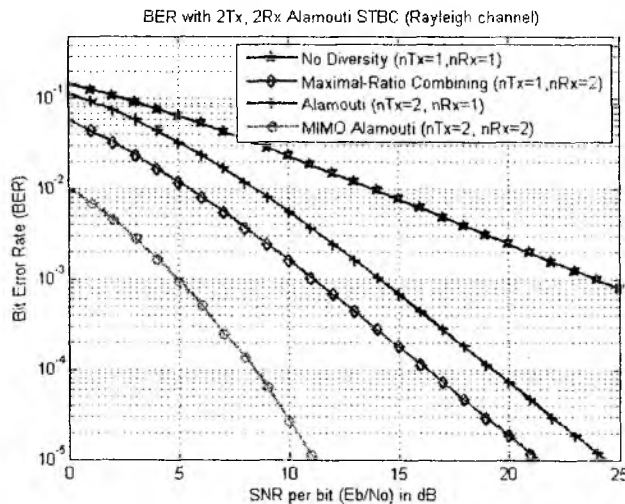


Figure 8. BER with 2 x 2 Alamouti STBC

The energy efficiency in MIMO system for multihop WSN has been explored to minimize the energy consumption and increase the lifetime of sensor nodes and the performance of the system is evaluated. Since 2 x 1 MISO or 2 x 2 MIMO system support higher data rates than SISO in

Rayleigh fading channels, it is possible to have higher constellation sizes for MISO and MIMO systems with certain the BER requirement, its shown in the Figure 9 and Figure 10.

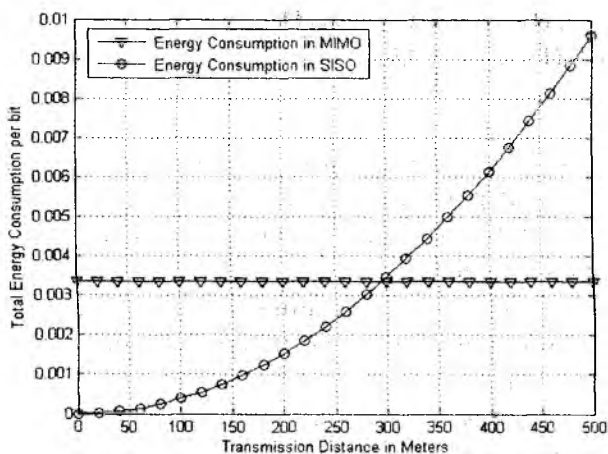


Figure 9. Total energy consumption per bit over d for MIMO and SISO

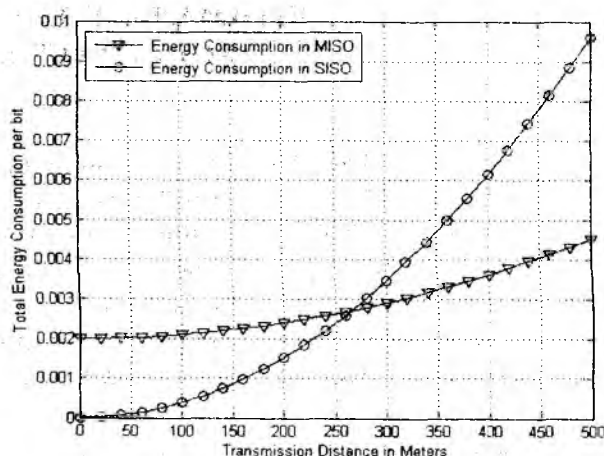


Figure 10. Total energy consumption per bit over d for MISO and SISO

So the simulation results in a Figure 9, 10 shows that the circuit energy consumption prevails the transmission energy when distance is small, and the extra receiver branch in the 2 x 2 MIMO adds more circuit energy consumption than in the 2 x 1 MISO. When the low distance a SISO is more energy efficient is even larger than the MISO case.

Conclusion

1. By using MIMO technology provides higher energy efficiency, energy consumption is reduced to a minimum, which also contributes to the life of the sensor nodes in WSN.
2. By using LTE with MIMO support higher data rates, because it can be used multi-position modulation with higher order constellations.
3. To make LTE more suitable for WSN to allow sensor nodes to use random access exclusively, also must use RACH instead of PUCCH to send requests for uplink data transmission.

Reference: 1. Теплицкая, С. Н. Энергетически эффективный алгоритм самоорганизации в беспроводной сенсорной сети / С. Н. Теплицкая, Я. Т. Хусейн // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2012. – № 2/9 (56). – С. 25 – 29. 2. Z. Liu and M. El Zarki. Performance analysis of DS-CDMA with slotted aloha random access for packet PCNs // Wirel. Netw., vol. 1, pp. 1–16, February 1995. Available: <http://dx.doi.org/10.1007/BF01196254>. 3. Al-Janabi, H.D. Improving the performance of LTE technology by using MIMO and OFDM / H.D. Al-Janabi, Z. Vadia // Telecommunications Problems. – 2011. – No.03. – P. 67 – 77. 4. Марчук, А. В. Адаптивные модуляция сигналов в каналах MIMO / А. В. Марчук, З. Вадиа, Х. Ал-Джанаби // Радиотехника. – 2010. – Вып. 163. – С.122-128. 5. Shuguang Cui Energy-Efficiency of MIMO and Cooperative MIMO Techniques in Sensor Networks [Текст] / Shuguang Cui, Andrea J. Goldsmith, Ahmad Bahai // IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS. – 2004. – VOL. 22. – NO. 6. – pp. 1089-1098.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.12.2012

ОПТИМАЛЬНЕ ЗА ШВИДКОДІЄЮ КЕРУВАННЯ КОНСЕРВАТИВНИМИ ПРОЦЕСАМИ

Вступ

Час регулювання є однією з найважливіших характеристик системи керування. Яка б теорія не була б покладена в основу синтезу системи керування, що проектується, забезпечення заданого часу керування є необхідною умовою її функціонування. Зрозуміло, що зменшення часу регулювання, тобто збільшення швидкодії, має велике практичне значення для широкого класу технічних задач. Значна кількість об'єктів керування має консервативні властивості (незатухаючі коливання вихідних величин), що накладає певні особливості на рішення задач оптимального керування такими об'єктами.

Задачам оптимального керування за швидкодією присвячено значну кількість публікацій, зокрема роботи О.О. Павлова, Л.І. Розонера, Л.П. Смольнікова, В.П. Колесника, В.В. Солодовникова, Н.Н. Красовського, Ю.Г. Антомонова, О.О. Колесникова, М. Атанса, П. Фалба та інші [1]. Але не зважаючи на високий інтерес до цієї проблеми, якщо оцінювати практичні результати, вони є досить скромними. Це пов'язано з труднощами під час проектування та реалізації оптимального закону керування. Крім того, більшість результатів, що демонструють роботи з цього питання, не містять прозорих прикладів, а тим більше моделювання.

Мета статті – дослідження методу оптимального за швидкодією керування консервативними системами теоретично та за допомогою моделювання у програмному комплексі MATLAB/Simulink.

Основний матеріал

Розглянемо рішення задачі про оптимальну швидкодію для об'єкту, що має чисто уявні корені характеристичного рівняння. Для таких об'єктів теорема про n -інтервалів не справедлива і перемикань може бути більше, ніж число $(n-1)$ [2].

У якості прикладу розглянемо гармонічний осцилятор, що є математичною моделлю консервативних процесів, що з часом не затухають [3].

Так, розглянемо тіло маси m , що підвішено на пружині з коефіцієнтом пружності k (рис. 1, а). Величина $y(t)$ визначає лінійне переміщення відносно стану рівноваги, $f(t)$ – сила, що обмежена за величиною, прикладена до тіла $|f(t)| \leq F$.

Диференційне рівняння для такої системи має вид

$$m \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + ky(t) = f(t). \quad (1)$$

Оберемо наступні величини

$$\omega^2 = \frac{k}{m}, K = \frac{F}{m}, u(t) = \frac{f(t)}{F}. \quad (2)$$

Тоді рівняння (1) запишеться у виді

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + \omega^2 y(t) = Ku(t). \quad (3)$$

Керування буде обмежено виразом $|u(t)| \leq 1$. Позначимо змінні стану як $y_1(t) = y(t)$ та $y_2(t) = \dot{y}(t)$. Тоді рівняння (3) можна представити як

$$\begin{cases} \dot{y}_1(t) = y_2(t), \\ \dot{y}_2(t) = -\omega^2 y_1(t) + Ku(t), \\ y(t) = y_1(t). \end{cases} \quad (4)$$

Нехай $x_1(t) = \frac{\omega}{K} y_1(t)$ та $x_2(t) = \frac{1}{K} y_2(t)$. Тоді (4) прийме вид

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = \omega x_2(t), \\ \dot{x}_2(t) = -\omega x_1(t) + u(t), \\ y(t) = \frac{K}{\omega} x_1(t). \end{cases} \quad (5)$$

Матриця A системи

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

має чисто уявні власні значення $eigA = \pm j\omega$.

Розглянемо наступний приклад [3]. Симетричне тіло, що обертається одночасно навколо трьох осей (рис. 1, б).

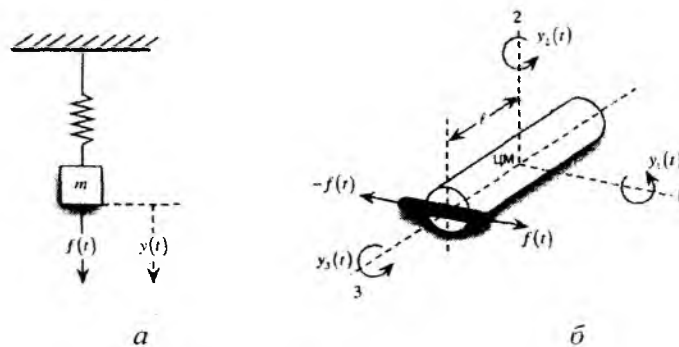


Рис. 1. Фізичні системи, що мають математичні моделі у виді гармонічного осцилятора

Введемо осі 1, 2, 3, що проходять через центр мас тіла. Позначимо через $y_1(t), y_2(t), y_3(t)$ кутові швидкості обертання навколо осей 1, 2, 3. Оскільки вісь 3 є віссю симетрії, то моменти інерції відносно осей 1, 2 рівні. Позначимо їх через J , а момент інерції відносно осі 3 – J_3 . Також на тілі закріплено реактивний двигун на відстані l від центра мас, тяга якого $f(t)$ обмежена співвідношенням $|f(t)| \leq F$. Зрозуміло, що момент $lf(t)$, який створює реактивний двигун, впливає на величину кутового прискорення $\dot{y}_2(t)$.

Система диференційних рівнянь, що описує систему

$$\begin{cases} J\dot{y}_1(t) = (J - J_3)y_2(t)y_3(t), \\ J\dot{y}_2(t) = (J_3 - J)y_1(t)y_3(t) + lf(t), \\ J_3\dot{y}_3(t) = 0. \end{cases} \quad (7)$$

З останнього рівняння $y_3(t) = const = c_3$. Позначимо $\omega = \frac{(J - J_3)c_3}{J}$. Тоді (7) запишеться

$$\begin{cases} \dot{y}_1(t) = \omega y_2(t), \\ \dot{y}_2(t) = -\omega y_1(t) + \frac{\ell}{J} f(t). \end{cases} \quad (8)$$

Позначимо $K = \frac{1}{J} F$, $u(t) = \frac{f(t)}{F}$, $x_1(t) = \frac{1}{K} y_1(t)$ та $x_2(t) = \frac{1}{K} y_2(t)$. Тоді система (8) прийме вид

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = \omega x_2(t), \\ \dot{x}_2(t) = -\omega x_1(t) + u(t), \\ y(t) = K x_1(t). \end{cases} \quad (9)$$

Керування обмежене співвідношенням $|u(t)| \leq 1$.

Отримані рівняння станів системи (9) тотожні відповідним рівнянням системи (5).

Розглянемо рішення оптимальної за швидкодією задачі керування гармонічним осцилятором на прикладі.

Задано об'єкт керування рівняннями стану

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_2(t), \\ \dot{x}_2(t) = -x_1(t) + u(t), \\ y(t) = x_1(t). \end{cases}$$

Необхідно знайти керування, обмежене виразом $|u(t)| \leq 1$, котре переведе об'єкт з довільного початкового стану у стан спокою, тобто $x(T) = [0 \ 0]^T$ за мінімальний час.

Запишемо гамільтоніан

$$H = p_1(t)x_2(t) + p_2(t)(-x_1(t) + u(t)) = p_1(t)x_2(t) - p_2(t)x_1(t) + p_2(t)u(t). \quad (10)$$

Від керування у складі гамільтоніану залежить тільки останній доданок $p_2(t)u(t)$. Отже максимум гамільтоніана буде досягатися, коли величина $p_2(t)u(t)$ буде завжди додатня. Оскільки керування обмежено $-1 \leq u(t) \leq 1$, тому воно повинно бути того самого знаку, що і функція $p_2(t)$. Математично це можна записати як

$$u(t) = 1 \cdot \text{sign}\{p_2(t)\}. \quad (11)$$

Тоді система спряжених рівнянь матиме вид

$$\begin{cases} \dot{p}_1(t) = -\frac{\partial H}{\partial x_1} = p_2(t), \\ \dot{p}_2(t) = -\frac{\partial H}{\partial x_2} = -p_1(t). \end{cases} \quad (12)$$

Продиференціюємо перше рівняння системи (11) один раз за часом $\ddot{p}_1(t) = \dot{p}_2(t)$. З урахуванням другого рівняння системи, $\ddot{p}_1(t) = -p_1(t)$. Характеристичне рівняння матиме вид $s^2 + 1 = 0$, корені якого $s_{1,2} = \pm j1$. Розв'язок запишеться як $p_1(t) = C_1 \sin t + C_2 \cos t$. Тоді, відповідно до першого рівняння, диференціюючи $p_1(t)$ один раз за часом, знайдемо функцію $p_2(t)$: $p_2(t) = C_1 \cos t - C_2 \sin t$.

Суму синусоїди та косинусоїди можна представити однією синусоїдою: $p_2(t) = a \sin(t + \varphi)$. Тоді з урахуванням (11) оптимальне керування матиме вид

$$u(t) = 1 \cdot \text{sign}\{a \sin(t + \varphi)\}. \quad (13)$$

На рис. 2 показано вид функції $p_2(t)$ та відповідного керування $u(t)$.

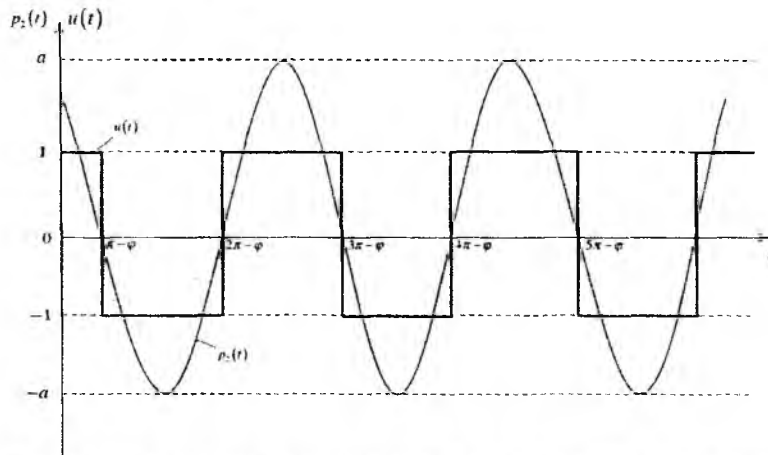


Рис. 2. Графік перемикачів оптимального за швидкістю керування

Важливими висновками з аналізу поведінки функції $p_2(t)$ є те, що:

- а) оптимальне керування може залишатися незмінним не довше, ніж π одиниць часу;
- б) кількість перемикачів оптимального керування необмежена.

Перший висновок буде використаний при побудові лінії перемикачів, а другий доводить, що теорема про n -інтервалів для об'єктів з комплексними власними числами не справедлива.

Подальше рішення задачі виконуватимемо за допомогою фазового портрету об'єкту керування. Маємо:

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = x_2, \\ \frac{dx_2}{dt} = -x_1 + u. \end{cases}$$

Поділимо перше рівняння на друге та знайдемо розв'язок отриманого диференційного рівняння при постійному керуванні:

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dx_2} &= \frac{x_2}{-x_1 + u} \Leftrightarrow x_2 dx_2 = (-x_1 + u) dx_1; \\ \frac{1}{2} x_2^2 &= -\frac{1}{2} x_1^2 + u x_1 + C \Leftrightarrow x_2^2 = -x_1^2 + 2u x_1 + C; \\ x_1^2 - 2u x_1 + u^2 + x_2^2 &= C + u^2; \\ (x_1 - u)^2 + x_2^2 &= C + u^2. \end{aligned}$$

Очевидно, що отримане рівняння описує кола з центрами у точці $(u, 0)$ та радіусами $\sqrt{C + u^2}$, $\forall C \geq -u^2$.

При $u = +1$ рівняння кіл матиме вид $(x_1 - 1)^2 + x_2^2 = C + 1$, а при $u = -1$ — $(x_1 + 1)^2 + x_2^2 = C + 1$. На рис. 3 зображено фазовий портрет об'єкту керування. Суцільні кола

представляють траєкторії при $u = +1$, пунктирні – при $u = -1$. Напрямок зміни станів з плином часу за часовою стрілкою.

Як видно з рис. 3, в початок координат можна потрапити тільки за двома колами, при $C = 0$, рівняння яких при $u = +1$: $(x_1 - 1)^2 + x_2^2 = 1$, при $u = -1$: $(x_1 + 1)^2 + x_2^2 = 1$.

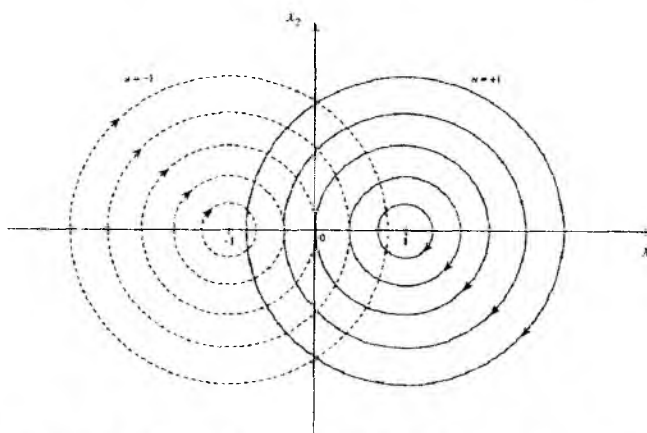


Рис. 3. Фазовий портрет об'єкту керування

На рис. 4 вони зображені окремо.

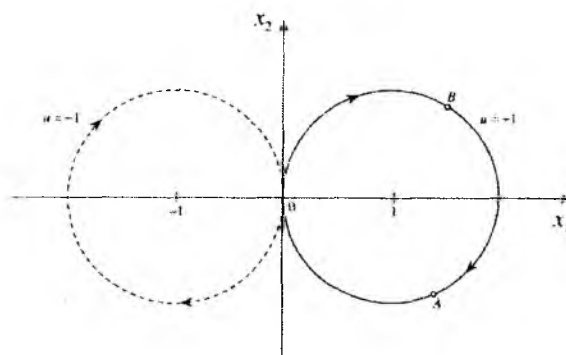


Рис. 4. Фрагмент фазового портрету об'єкту

З рис. 4 видно, що керування $u = +1$ переводить точку А в початок координат швидше ніж за π одиниць часу (кут, який спирається на дугу Ао менший за π). На переведення в початок координат точки В необхідно більше ніж π одиниць часу, що протирічить попередньому висновку про те, що керування не може залишатися постійним довше ніж π одиниць часу. Таким чином, півколо на якому лежить точка В не може бути частиною оптимального шляху в початок координат. Аналогічно можна показати, що для керування $u = -1$ нижнє напівколо не є частиною оптимального шляху. Таким чином лінія перемикавання матиме вид, зображений на рис. 5.

Запишемо рівняння лінії перемикавання. Напівколо при $u = +1$ має рівняння $x_2 = -\sqrt{1 - (x_1 - 1)^2}$, а при $u = -1$ – рівняння $x_2 = \sqrt{1 - (x_1 + 1)^2}$. Тоді, об'єднуючи в одну лінію перемикавання, отримаємо суму двох графіків $x_2 = -\sqrt{1 - (x_1 - 1)^2} + \sqrt{1 - (x_1 + 1)^2}$, або у неявному виді

$$x_2 + \sqrt{1 - (x_1 - 1)^2} - \sqrt{1 - (x_1 + 1)^2} = 0. \quad (14)$$

З рис. 5 зрозуміло, що для того, щоб потрапити у початок координат, зображуюча точка має лежати всередині кола з центром в точці $(0;0)$ та радіусом два (рис. 6, траєкторія 1). Тоді,

рухаючись за траєкторією відповідно до початкових умов, зображуюча точка потрапить на лінію перемикання, а за нею – у початок координат. Якщо зображуюча точка має початкове положення A , то вона не може потрапити на лінію перемикання та буде рухатись по замкнутій траєкторії 2. Щоб цього не сталося, лінію перемикання необхідно доповнити. Це виконується на основі висновку про тривалість інтервалу керування не більше ніж π одиниць часу.

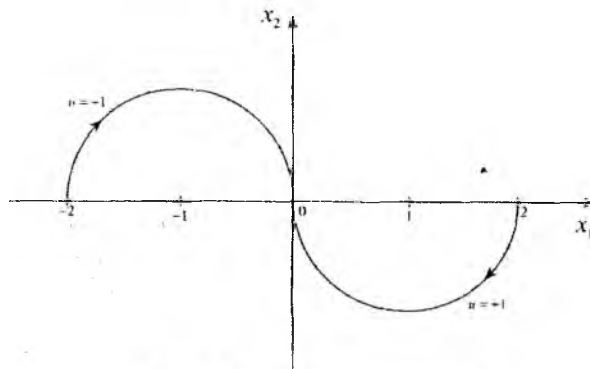


Рис. 5. Лінія перемикання

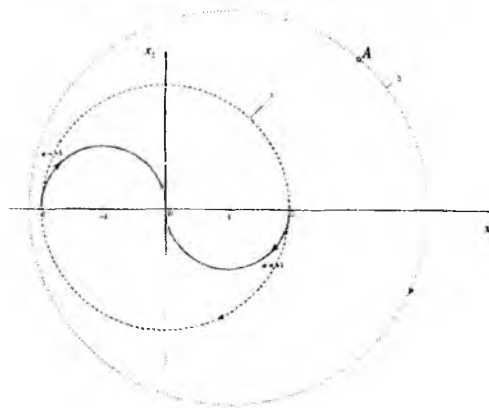


Рис. 6. До побудови лінії перемикання

Від кожного напівкола лінії перемикання проводять частини траєкторій, за якими може рухатися об'єкт керування, тривалістю π одиниць часу, як зображено на рис. 7.

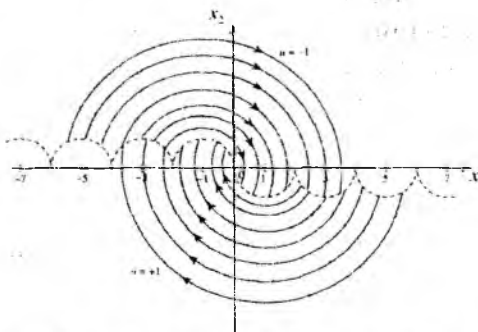


Рис. 7. Доповнення лінії перемикання

В результаті кінці цих траєкторій утворюють нові ділянки лінії перемикання і, таким чином, результуюча лінія перемикання являє собою криву, що складається з напівкіл одиничних радіусів, як зображено на рис. 8.

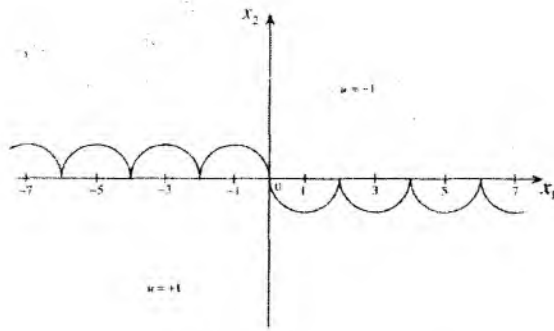


Рис. 8. Вид лінії перемикання

Отримана лінія перемикання аналітично, на основі (14), може бути записана як

$$\begin{aligned}
 & x_2 + \sqrt{1-(x_1-1)^2} - \sqrt{1-(x_1+1)^2} + \sqrt{1-(x_1-3)^2} - \sqrt{1-(x_1+3)^2} + \dots \\
 & + \sqrt{1-(x_1-(2j+1))^2} - \sqrt{1-(x_1+(2j+1))^2} + K = 0 \Leftrightarrow \\
 & x_2 + \sum_j \sqrt{1-(x_1-(2j+1))^2} - \sum_j \sqrt{1-(x_1+(2j+1))^2} = 0, \quad j = 0,1,2,\dots
 \end{aligned}$$

Якщо початкове положення зображуючої точки вище лінії перемикання, тоді вона буде рухатись по колу з центром у $(-1;0)$ під дією керування $u = -1$. Якщо ж початкове положення зображуючої точки нижче лінії перемикання, вона буде рухатись по колу з центром у $(+1;0)$ під дією керування $u = +1$.

На основі цього можна остаточно записати закон оптимального за швидкодією керування для гармонічного осцилятора:

$$\bar{u}(t) = -1 \cdot \text{sign} \left\{ x_2 + \sum_j \sqrt{1-(x_1-(2j+1))^2} - \sum_j \sqrt{1-(x_1+(2j+1))^2} \right\}, \quad j = 0,1,2,\dots \quad (15)$$

У момент зустрічі з кожним з напівкіл лінії перемикання керування буде змінювати свій знак і зображуюча точка буде продовжувати рух за відповідною цьому керуванню траєкторією. Це продовжуватиметься доти, доки зображуюча точка не перетне півкола, що дотичні до початку координат. Тоді керування змінить знак востаннє і траєкторія руху зображуючої точки співпаде зі вказаним півколом лінії перемикання. Це є особливістю об'єктів з комплексними коренями: тільки два півкола, що дотичні до початку координат, є частинами оптимальних траєкторій, в той час як у об'єктів з дійсними коренями вся лінія перемикання співпадає з траєкторіями, оптимальними за швидкодією.

Модельовання

Розроблена модель системи у MATLAB/Simulink представлена на рис. 9.

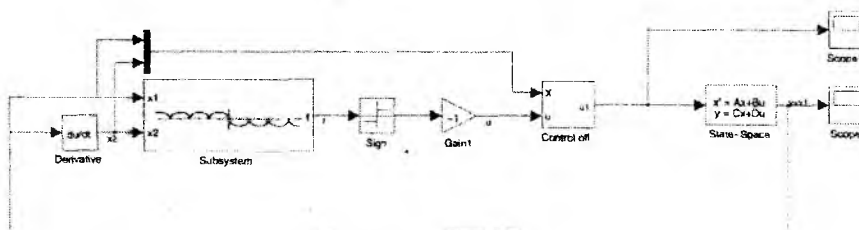


Рис. 9. Модель системи у MATLAB/Simulink

Нелінійність, що представляє собою лінію перемикання (15), реалізована у підсистемі *Subsystem*, що розкрита на рис. 10.

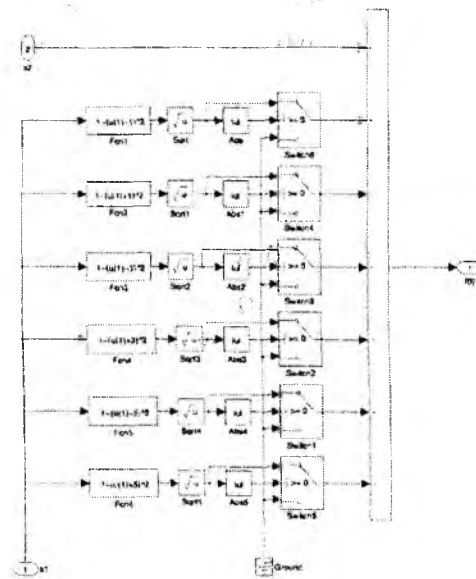


Рис. 10. Реалізація лінії перемикання

Як видно з рис. 10, реалізовано шість напівкіл лінії перемикання, що достатньо для забезпечення працездатності моделі з обраними початковими станами об'єкту керування.

На рис. 11 зображено вихід системи, траєкторію руху у просторі станів від початкової точки $x(0) = [-2 \ 2]^T$ та вид керуючого впливу.

Після досягнення об'єктом керування кінцевого стану (початку координат), керування можна вимкнути. Це виконує підсистема *Control off*.

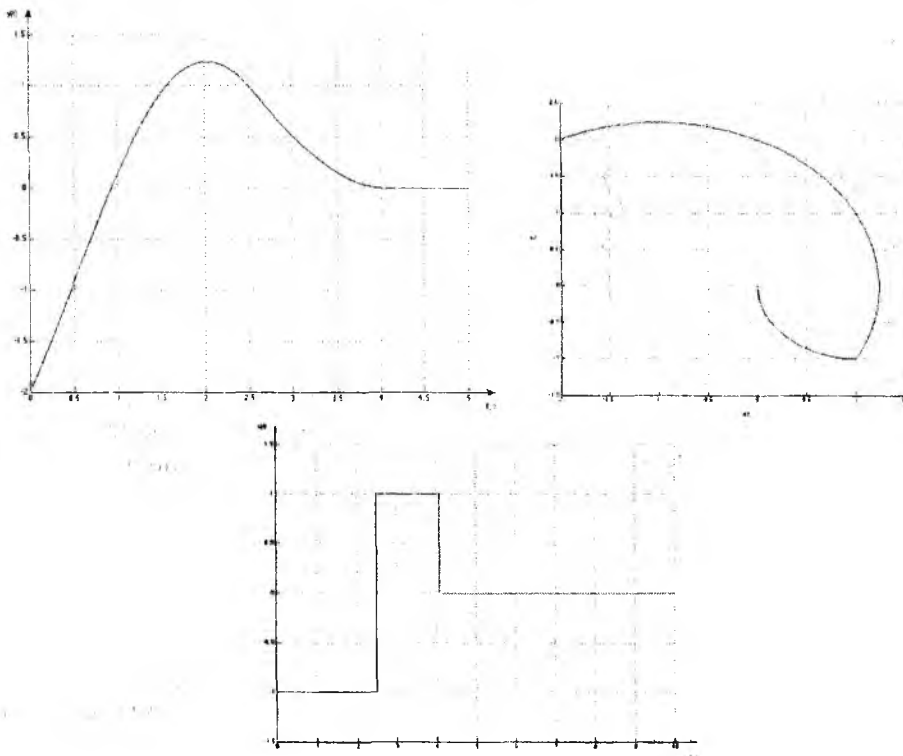


Рис. 11. Результати моделювання

За графіком мінімальний час для досягнення початку координат з початкової точки $x(0)$ складає 4 с.

Для ілюстрації поведінки системи наведемо поєднання траєкторій руху при різних початкових умовах, лінії перемикавання та фазового портрету об'єкту керування (рис. 12). Точками $A, B, C, D, E, F, G, H, I, J$ позначені моменти перемикавання керування. Так, наприклад, об'єкт з початкового стану $x(0) = \begin{bmatrix} -4 \\ 4.5 \end{bmatrix}$ починає рухатися дугою кола з центром у точці $(-1;0)$ під дією керування $u = -1$. Коли траєкторія перетинає лінію перемикавання (а саме її частину з центром у $(3;0)$) у точці J керування змінює знак на $u = +1$. Об'єкт починає рухатися траєкторією, що є частиною кола з центром у $(1;0)$, доки не потрапить у точку C , де керування знову змінить знак на $u = -1$. Під дією цього керування зображуюча точка потрапить на півколо лінії перемикавання, яке є частиною оптимальної траєкторії, оскільки вона приводить зображуючу точку у початок координат.

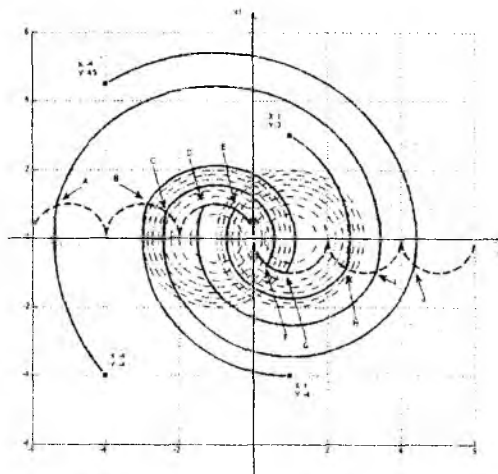


Рис. 12. Оптимальні траєкторії при різних початкових станах об'єкту керування

Таким чином, для вказаного початкового стану необхідно тричі виконати перемикавання керуючого впливу, щоб досягти початку координат. Для решти зображених траєкторій міркування аналогічні. Слід підкреслити, що оптимальне за швидкодією керування гармонічним осцилятором, на відміну від об'єктів з дійсними коренями, не вимагає найменшої кількості перемикань, оскільки не може зберігати постійне значення довше ніж π одиниць часу.

Висновки

Наведено результати теоретичного та практичного, за допомогою комп'ютерного моделювання, дослідження оптимального за швидкодією керування консервативною системою. Побудовано оригінальні моделі оптимальної за швидкодією системи керування консервативним об'єктом та реалізовано засобами MATLAB/Simulink нелінійність, що відповідає лінії перемикавання в просторі станів. Результати моделювання повністю відповідають очікуваним теоретичним висновкам.

Список літератури: 1. *Теория оптимизации систем автоматического управления* / Под ред. К.А. Пупкова. – М. : Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 744 с. 2. *Чураков Е.П. Оптимальные и адаптивные системы.* – М. : Энергоиздат, 1987. – 256 с. 3. *Атанс М., Фалб Н. Оптимальное управление.* – М. : Машиностроение, 1968. – 764 с. 4. *Иванов В.А., Кожевенников С.А. Задача оптимального быстродействия для систем второго порядка общего вида // Известия РАН. Теория и системы управления.* – 1995. – № 3. – С.76

КОМПОЗИЦИОННОЕ УНИВЕРСАЛЬНОЕ ХЕШИРОВАНИЕ ПО КРИВЫМ ФЕРМА В ПРОСТОМ ПОЛЕ

Безусловная аутентификация определяется строго универсальным хешированием и почти строго универсальным хешированием. Для построения строго универсального хеширования применяется метод ортогональных массивов [1, 2] и метод сумм экспонент Вейля-Карлитца-Ушиямы [3, 4]. В общем случае строго универсальные семейства хеш функций определяют t кратную аутентификацию. Практическим ограничением этих методов является большой размер ключевых данных, который в несколько раз превышает размер сообщений. Стинсон рассмотрел композиционное хеширование со снятием ограничения на размер ключевых данных для строго универсального хеширования [5]. Конструкция определяется каскадной схемой хеширования по почти универсальному семейству хеш функций и по ортогональным массивам. Скоростное универсальное хеширование определяется над простым конечным полем. Практические схемы таких вычислений использованы в UMAC алгоритме.

В работе предлагается композиционное универсальное хеширование в простом поле по наилучшим кривым Ферма. С этой целью в разд. 1 рассмотрены определение и свойства композиционного хеширования. В разд. 2 – универсальное хеширование по ортогональным массивам. В разд. 3 представлено композиционное универсальное хеширование по кривым Ферма и проективной прямой в простом поле.

1. Определение и свойства композиционного хеширования

Композиционные схемы являются эффективным механизмом построения класса хеш функций с заданными комбинаторными свойствами. Семейства универсальных хеш функций в представлении массивов аутентификаторов имеют определения 1, 2.

Определение 1 [6]. $(N; n, m)$ хеш семейство является ε -универсальным, если для любых двух различных элементов $x_1, x_2 \in A$, существует самое большее εN функций $h \in H$ таких, что $h(x_1) = h(x_2)$. Аббревиатура $\varepsilon-U$ используется для обозначения ε -универсальных хеш функций.

Замечание 1. Массив значений MAC кодов состоит из N строк, n столбцов, элементы принимают одно из m значений. Каждая функция $h \in H$ определяется значением используемого ключа, связывается со строкой и определяет правило отображения элементов множества A (номеров столбцов массива) в элементы B (собственные значения элементов массива).

Утверждение 1 [7]. Пусть h выбирается случайно из заданного $\varepsilon-U(N; n, m)$ хеш семейства, тогда вероятность коллизии хеш значений для двух разных входных сообщений $x_1, x_2 \in A$ не превышает ε .

Замечание 2.

1. Первоначальное определение универсальных хеш функций было предложено Картером и Вегманом для $\varepsilon = 1/m$ [6].

2. Вероятность коллизии для универсальных хеш функций Картера и Вегмана является наименьшей и определяется мощностью пространства хеш значений $P_{кол} = 1/|B|$.

Определение 2 [6]. H является ε -почти универсальным семейством хеш функций $(\varepsilon-AU(N; n, m))$, если $P_{кол} = \Pr_{h \in H}[h(x_1) = h(x_2)] \leq \varepsilon$ для $x_1, x_2 \in A$, $x_1 \neq x_2$, $1/m < \varepsilon \leq 1$.

Замечание 3. Для почти универсальных семейств несколько ослабляются требования к вероятности коллизии.

Для уменьшения размера хеш кода используется композиционная конструкция Стинсона [5]. Композиционная конструкция Стинсона имеет определение 3 и свойства представлены утверждением 2.

Определение 3 [5]. Пусть $H_1 = \{h: \{0,1\}^a \rightarrow \{0,1\}^b\}$ и $H_2 = \{h: \{0,1\}^a \rightarrow \{0,1\}^c\}$ есть класс хеш функций. Композиционный класс хеш функций $H_1 H_2 = \{h: \{0,1\}^a \rightarrow \{0,1\}^c\}$ имеет определение

$$(h_1, h_2)(x) = h_2(h_1(x)).$$

Утверждение 2 [5]. Если H_1 есть $\varepsilon_1 - U$ универсальный класс и H_2 есть $\varepsilon_2 - U$, тогда $H_1 \cap H_2$ есть $(\varepsilon_1 + \varepsilon_2) - U$.

Замечание 4. Композиционное включение хеш функций с целью уменьшения размера хеш кода приводит к увеличению вероятности коллизии и увеличению сложности вычислений и возможно размера ключевых данных.

Безусловная аутентификация определяется строго универсальным хешированием $\varepsilon - SU(N; n, m)$ (определение 4, утверждение 3) и почти строго универсальным хешированием $\varepsilon - ASU(N; n, m)$ (утверждение 4).

Определение 4 [5]. $(N; n, m)$ хеш семейство является ε - строго универсальным ($\varepsilon - SU(N; n, m)$), если для каждого $x \in A$ и $y \in B$ число функций $h \in H$, таких, что $h(x) = y$ равно N/m , а для любых двух различных элементов $x_1, x_2 \in A$, и не обязательно различных $y_1, y_2 \in B$ число функций $h \in H$ таких, что $h(x_1) = y_1$, $h(x_2) = y_2$ не превышает $v \leq \varepsilon \cdot N/m$. Аббревиатура $\varepsilon - SU$ используется для обозначения ε - строго универсальных хеш-функций.

Замечание 5.

1. Строгая универсальность определена для $\varepsilon = 1/m$. При смягчении требования $\varepsilon > 1/m$ класс функций определяется как почти строго универсальный $\varepsilon - ASU$.

2. Строго (почти строго) универсальное хеширование определяет безусловную аутентификацию и было представлено Стинсоном [5,8].

Коллизионные свойства почти строго универсальных MAC кодов представлены следующими утверждениями.

Утверждение 3. Пусть $(N; n, m)$ семейство хеш функций является ε - строго универсальным ($\varepsilon - SU(N; n, m)$). Тогда $N \geq m^2$, $P_{им} = 1/m$ и $P_{под} = 1/m$.

Доказательство. По определению строгой универсальности число функций $h \in H$ таких, что $h(x_1) = y_1$, $h(x_2) = y_2$ не превышает $\varepsilon \cdot N/m$. Возьмём нижнюю границу $v = 1$ и так как $\varepsilon = 1/m$ имеем $N \geq m^2$. Прямое вычисление вероятности имитационной атаки по ключу дает $N \geq m^2$ $P_{им,kl} = (N/m)/M = 1/m$, что соответствует нижней границе для вероятности имитации по MAC коду, следовательно $P_{им} = 1/m$. Вероятность подмены определяется условной вероятностью. Так как число h для которых $h(x) = y$ равно N/m , а число h для которых $h(x) = y$, $h(x') = y'$ равно $v \leq \varepsilon \cdot N/m = N/m^2$ получим $P_{под} = 1/m$.

Утверждение 4. Пусть $\varepsilon - ASU(N; n, m)$ семейство почти строго универсальных хеш функций. При равновероятном выборе хеш функции вероятность успеха имитационной атаки равна $P_{им} = 1/m$ и вероятность подмены $P_{под} \leq \varepsilon$.

Доказательство аналогично предыдущему.

Основной результат конструкции Стинсона для строго универсального хеширования определяется теоремой 1.

Теорема 1. [6] Композиция из универсального класса хеш-функций $\varepsilon_1 - U(N_1, n, u)$ и строго универсального класса хеш-функций $\varepsilon_2 - SU(N_2, n, m)$ является строго универсальным классом с параметрами $\varepsilon - SU(N_1 N_2, n, m)$, где $\varepsilon = \varepsilon_1 + \varepsilon_2 - \varepsilon_1 \varepsilon_2$.

Замечание 6.

1. Первый каскад определяет универсальное хеширование по алгебраическим кривым.
2. Второй каскад определяется строго универсальным или почти строго универсальным хешированием.
3. Для построения строго универсального хеширования применяется метод ортогональных массивов [1,2].

2. Универсальное хеширование по ортогональным массивам

Определение 5. [1] Пусть X, Y являются множествами из k и ν элементов соответственно, и H есть множество функций осуществляющих отображение $f: X \rightarrow Y$. Ортогональным массивом $OA_\lambda(t, k, \nu)$ называется массив элементов $y_i \in Y$, со столбцами соответствующими элементам множества X и строками, определяемыми элементами множества m , в котором для любой выборки из t элементов y_1, y_2, \dots, y_t из Y существует только λ функций $f \in m$ для которых справедливо $f(x_i) = y_i, i = 1, 2, \dots, t$.

Основная конструкция OA массивов определена теоремой 2.

Теорема 2 [2]. Пусть q простое число, m, n, t – целые числа, $n \geq m, 2 \leq t \leq q^n$. Зафиксируем сюръективное F_q – линейное отображение $\varphi: F_q^n \rightarrow F_q^m$. Для каждого t набора $(z, a_1, a_2, \dots, a_{t-1})$, где $z \in F_q^m, a_j \in F_q^n, i = 1, 2, \dots, t-1$, определим отображение $f = f(z, a_1, a_2, \dots, a_{t-1}): F_q^n \rightarrow F_q^m$ вида

$$f(x) = \varphi \left(\sum_{j=1}^{t-1} a_j x^j \right) + z. \tag{1}$$

Тогда массив, составленный из отображений вида (1), является ортогональным с параметрами $OA_{q^{(t-1)(n-m)}}(t, q^n, q^m)$.

Следствие 1. Пусть q – простое число, $m = n, t = 2$. Тогда $OA_{\lambda=1}(2, q^m, q^m)$ называется простым, каждая строка повторяется только (точно) один раз и определяется линейным отображением $\varphi: F_{q^m} \rightarrow F_{q^m}$ с функцией $f(x) = \varphi(ax) + z$, где $a, z \in F_{q^m}$.

Следствие 2. Пусть q_1 и q_2 – простые числа, $q_1 > q_2, m = n = 1, t = 2$. Тогда $OA_{\lambda=\lceil q_1/q_2 \rceil}(2, q_1, q_2)$ – массив каждая строка которого повторяется самое большее $\lambda = \lceil q_1/q_2 \rceil$ раз и определяется линейным отображением $\varphi: F_{q_1} \rightarrow F_{q_2}$ с функцией $f(x) = \varphi(ax) + z$, где $a \in F_{q_1}, z \in F_{q_2}, \lceil \cdot \rceil$ – округление к наибольшему целому.

Замечание 7.

1. Теорема 2 определяет строго универсальное хеширование $1/q^m - SU(q^{n+m}, q^n, q^m)$ над расширенным полем (утверждение 3 [7]). В композиционной конструкции Стинсона по теореме 1 получим

$$\varepsilon - SU(N_1 q^{n+m}, N, q^m),$$

где $\varepsilon < \varepsilon_1 + 1/q^m$, ε_1 – вероятность коллизии каскада с универсальным хешированием $\varepsilon_1 - U(N_1, N, q^n)$.

По следствию 1 получим

$$\varepsilon - SU(N_1 q^{2m}, N, q^m), \quad (2)$$

где $\varepsilon < \varepsilon_1 + 1/q^m$, $m \geq 1$.

2. Линейное отображение $\varphi : F_{q_1} \rightarrow F_{q_2}$ с функцией $f(x) = \varphi(ax) + z$ приводит к почти строго универсальному хешированию $2/q_2 - ASU(q_1 q_2, q_1, q_2)$. Вычисление $f(x) = \varphi(ax) + z$ определяется модульными вычислениями в простом конечном поле F_{q_2} .

3. Для композиционной конструкции Стинсона с $2/q_2 - ASU(q_1 q_2, q_1, q_2)$ хешированием во втором каскаде получим следующие параметры хеширования

$$\varepsilon - ASU(N_1 q_1 q_2, N, q_2), \quad (3)$$

где $\varepsilon < \varepsilon_1 + 2/q_2$, ε_1 – вероятность коллизии каскада с универсальным хешированием $\varepsilon_1 - U(N_1, N, q_1)$.

4. Линейное отображение $\varphi : F_q^n \rightarrow F_q^m$ определяет умножение элементов в F_q^n , проектирование m координат $F_q^n \rightarrow F_q^m$ и сложение в F_q^m .

3. Композиционное универсальное хеширование по кривым Ферма

Хеширование по алгебраическим кривым на функциональном пространстве $L(\rho_k P_\infty)$ над простым полем F_q определяет универсальный хеш класс $\varepsilon - U(N, q^k, q)$, где N – число точек алгебраической кривой (объем ключевого пространства), q^k – объем пространства сообщений, q – объем пространства хеш кодов. Вероятность коллизии ε определяется соотношением $\varepsilon = \rho_k / N$.

Универсальное хеширование в простом поле определено по проективной прямой и кривой Ферма.

Известные результаты.

1. Наилучший результат по числу точек в простом поле достигается на кривой Ферма

$$X^{(q-1)/3} + Y^{(q-1)/3} + Z^{(q-1)/3} = 0.$$

Кривые имеют наилучшее отношение числа точек кривой к роду $N/g \approx 4$ [9].

2. При большом роде проигрыш границе Хассе – Вейля в простом поле для кривых Ферма и Гурвица пропорционален $1/\sqrt{q}$. С уменьшением рода кривой значение числа точек приближается к границе Хассе – Вейля.

3. Кривая $X^{(q-1)/3} + Y^{(q-1)/3} + Z^{(q-1)/3} = 0$ имеет $N = 2(q-1)^2/9$ F_q -рациональных точек, род $g = (q-4)(q-7)/18$. Точками кривой являются $P_{a,b} = (a:b:1)$, где $a, b \in F_q$, $a \neq 0$, $b \neq 0$ и $a^{(q-1)/3} + b^{(q-1)/3} + 1 = 0$. Базис пространства $L(mP_\infty)$ задается функциями вида $\{x^i \cdot y^j : (i+j)(q-1)/3 \leq m\}$ и универсальное хеширование для сообщения $m = (m_0, m_1, \dots, m_k)$, $m_i \in F_q$ определяется выражением

$$h_{x,y}(m) = \sum_{i \geq 0, j \geq 0, (i+j)(q-1)/3 \leq \rho_k} m_{i,j} \cdot x^i \cdot y^j,$$

где $m_{i,j} \in F_q$ – слова сообщения m , параметр k определяет число слов данных.

Утверждение 5 [10]. Хеширование по рациональным функциям кривой $X^{(q-1)/3} + Y^{(q-1)/3} + Z^{(q-1)/3} = 0$ над полем F_q определяет универсальный хеш класс $\varepsilon - U(2(q-1)^2/9, q^k, q)$, где $2(q-1)^2/9$ – число хеш функций (объем ключевого пространства), q^k – объем пространства сообщений, q – объем пространства хеш кодов. Вероятность коллизии ε определяется соотношениями

$$\varepsilon = 3 \left\lfloor (2k + 1/4)^{1/2} - 1/2 \right\rfloor / (2(q-1)), \text{ если } k < g,$$

где g – род кривой, $\lfloor \cdot \rfloor$ есть округление значения до наибольшего целого.

5. Для кривых Ферма в простом поле для рода $g = 0, 1$ имеем случай проективной прямой $X + Y + Z = 0$ с числом точек $N = q + 1$. Точками прямой являются $P_{a,b} = (a : b : 1)$, где $a \in F_q$ и $a + b + 1 = 0$. Базис пространства $L(kP)$, задается функциями вида $\{x^i : i \leq k\}$ и универсальное хеширование для сообщения $m = (m_0, m_1, \dots, m_k)$, $m_i \in F_q$ определяется выражением

$$h_x(m) = \sum_{i=0}^{k-1} m_i \cdot x^i,$$

где x точки проективной прямой.

Утверждение 6 [11]. Хеширование по проективной прямой $X + Y + Z = 0$ над полем F_q определяет универсальный хеш класс $\varepsilon - U(q, q^k, q)$, где q – число хеш функций (объем ключевого пространства), q^k – объем пространства сообщений, q – объем пространства хеш кодов. Вероятность коллизии ε определяется соотношением $\varepsilon = k/q$.

Параметры строго универсальной композиционной конструкции для хеширования в простом поле представлены утверждениями 7 – 10.

Утверждение 7. Композиционное хеширование по рациональным функциям кривой Ферма $X^{(q-1)/3} + Y^{(q-1)/3} + Z^{(q-1)/3} = 0$ (в первом каскаде конструкции Стинсона) над полем F_q и по ортогональным массивам (во втором каскаде) с отображением $f(x) = \varphi(ax) + z$, $\varphi : F_q \rightarrow F_q$, $a, z \in F_q$ определяет строго универсальный хеш класс $\varepsilon - SU(2q(q-1)^2/9, q^k, q)$ с вероятностью коллизии

$$\varepsilon = 3 \left\lfloor (2k + 1/4)^{1/2} - 1/2 \right\rfloor / (2(q-1)) + q^{-1}, \quad (4)$$

где q^k – объем пространства сообщений, q – объем пространства хеш кодов, $\lfloor \cdot \rfloor$ есть округление значения до наибольшего целого.

Доказательство. В первом каскаде хеширования по кривой Ферма получим хеш результат $h_{x,y}(m) \in F_q$. Второй каскад хеширования с отображением $f(s) = \varphi(as) + z$, $\varphi : F_q \rightarrow F_q$, $a, z \in F_q$, $s = h_{x,y}(m)$ определяет строго универсальный класс по теореме 2 с параметрами $q^{-1} - SU(q^2, q, q)$. По теореме 1 получим требуемый результат (4) с верхней границей для ε .

Утверждение 8. Композиционное хеширование по рациональным функциям кривой Ферма $X^{(q-1)/3} + Y^{(q-1)/3} + Z^{(q-1)/3} = 0$ в первом каскаде конструкции Стинсона над полем

F_q и по ортогональным массивам (во втором каскаде) с отображением $f(x) = \varphi(ax) + z$, $\varphi: F_{q_1} \rightarrow F_{q_2}$, $a \in F_{q_1}$, $z \in F_{q_2}$, определяет почти строго универсальный хеш класс $\varepsilon - ASU(2q_2(q_1 - 1)^3 / 9, q_1^k, q_2)$ с вероятностью коллизии:

$$\varepsilon = 3 \left\lceil (2k + 1/4)^{1/2} - 1/2 \right\rceil / (2(q_1 - 1) + q_2^{-1}),$$

где q_1^k – объём пространства сообщений, q_2 – объём пространства хеш кодов, $\lceil \cdot \rceil$ есть округление значения до наибольшего целого.

Доказательство утверждения аналогично предыдущему. Второй каскад хеширования использует отображение одного простого поля на меньшее $\varphi: F_{q_1} \rightarrow F_{q_2}$. В силу линейности хеш преобразований на первом и втором каскадах результатом является почти строго универсальное хеширование.

Хеширование по проективной прямой приводит к строго универсальным классам с параметрами которые определяются утверждениями 9,10.

Утверждение 9. Композиционное хеширование по проективной прямой с ортогональным массивом во втором каскаде на основе отображения $f(x) = \varphi(ax) + z$, $\varphi: F_q \rightarrow F_q$, $a, z \in F_q$ определяет строго универсальный хеш класс $k/q - SU(q^3, q^k, q)$, где q^k – объём пространства сообщений, q – объём пространства хеш кодов.

Утверждение 10. Композиционное хеширование по проективной прямой с ортогональным массивом (во втором каскаде) на основе отображения $f(x) = \varphi(ax) + z$, $\varphi: F_{q_1} \rightarrow F_{q_2}$, $a \in F_{q_1}$, $z \in F_{q_2}$, определяет почти строго универсальный хеш класс $\varepsilon - ASU(q_1^2 q_2, q_1^k, q_2)$, $\varepsilon = k/q_1 + 2/q_2$, где q_1^k – объём пространства сообщений, q_2 – объём пространства хеш кодов.

Замечание 8.

1. Результаты утверждений 9, 10 определяются соотношениями (2), (3).
2. Отображение $f(x) = \varphi(ax) + z$, $\varphi: F_{q_1} \rightarrow F_{q_2}$, $a \in F_{q_1}$, $z \in F_{q_2}$ не приводит к классическому ортогональному массиву, так как каждая строка массива аутентификатора повторяется самое большее $\lambda = \lceil q_1 / q_2 \rceil$ раз (см. следствие 2).

Выводы

1. Композиционное строгое (почти строгое) универсальное хеширование над простым полем по проективной прямой кривой Ферма определяется трёх кратным увеличением размера ключа. Это является минимальной платой за безусловную аутентификацию.

2. Несколько снижает ключевые затраты вычисления $f(x) = \varphi(ax) + z$ по разным модулям $q_2 < q_1$. Значение q_2 определяет коллизионные оценки второго каскада хеширования. Выбор q_2 можно определить приближительным равенством $\varepsilon_1 \approx 1/q_2$. Вклад по коллизии первого и второго каскадов композиционной схемы будет приблизительно равным. Хеширование по разным модулям снимает избыточность размера хеша по коллизионной оценке. Практические оценки по вероятности коллизии определяются оценками первого каскада.

Список литературы: 1. Mukhopadhyay A.L. Construction of some series of orthogonal array / A.L. Mukhopadhyay // Sankya B43. – 1981. – P.81-92. 2. Bierbrauer J. Bounds on orthogonal arrays and resilient functions / J.Bierbrauer // Journal of Combinatorial Designs. – 1995. – N.3. – P.179-183. 1. Carter J. L. Universal classes of hash functions / J. L.Carter, M.N.Wegman // Journal of Computer and Systems Science. – 1979. – V.18. – P.143-154. 3. Carlitz L. Bounds for exponential sums / L.Carlitz, S.Uchiyama // Duke Mathematical Journal. – 1957. – N.24. – P.37-41. 4. Халимов Г.З. Безусловная аутентификация с использованием слабосмещенных массивов / Г.З.Халимов // Радиотехника. – 2003. – №134. – С.165-171. 5. Stinson D.R. Com-

binatorial techniques for universal hashing / D.R.Stinson // Journal of Computer and Systems Science. – 1994. – V.48. – P.337-346. 6. Carter J. L. Universal classes of hash functions / J. L.Carter, M.N.Wegman // Journal of Computer and Systems Science. – 1979. – V.18. – P.143-154. 7. Халимов Г.З. Аутентификация и универсальное хеширование / Г.З.Халимов, А.А.Кузнецов // Радиотехника. – 2001. – Вып.119. – С. 88-94. 8. Stinson D.R. Universal hashing and authentication codes / D.R.Stinson // Designs, Codes and Cryptography. – 1994. – N.4. – P.369–380. 9. Халимов Г.З. Оценка параметров кривых Ферма для универсального хеширования / Г.З.Халимов // Радиоелектроніка, інформатика, управління. – Запоріжжя : ЗТТУ, 2011. – №1(24). – С.82-86. 10. Халимов Г.З. Универсальное хеширование по алгебраическим кривым в простом поле / Г.З.Халимов // Системи управління, навігації та зв'язку / Міністерство промислової політики України, ДП «Центральний науково-дослідний інститут навігації і управління», Київ, 2011. – Вип. 1(17). – С.156-161. 11. Халимов Г.З. Универсальное хеширование по рациональным функциям кривой Эрмита / Г.З.Халимов, А.Ю.Иохов // Междунар. науч.-практ. конф. «Застосування інформаційних технологій у підготовці та діяльності сил охорони правопорядку» / Академія внутрішніх військ МВС України 17.03.2011. 36 тези доповідей, 2011. – С.48-51.

*Харьковский национальный
университет радиотехники*

Поступила в редколлегию 11.11.2012

МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ УЗЛОВ ЗАМЕНЫ НА ОСНОВЕ ГРАДИЕНТНОГО СПУСКА

Введение

Таблицы замены (S-блоки) являются одним из основных компонентов, определяющих уровень стойкости современных симметричных криптографических примитивов. Как правило, они выполняют отображение n -битного входного блока в выходной длиной m бит. Представление подстановок варьируется в зависимости от задачи. В потоковых шифрах узлы нелинейной замены представлены обычно в виде векторных булевых функций [1]. Перестановки являются подклассом S-блоков и широко используются в блочных шифрах в виде таблиц. S-блок может быть достаточно просто преобразован из одной формы в другую.

Для защиты криптографического примитива от различных типов атак подстановки должны соответствовать ряду критериев [2, 3]. Из-за большого количества существующих критериев, их противоречивости или частичной взаимозависимости сложно сформировать подстановку, удовлетворяющую всем известным требованиям. Поэтому на практике используются подстановки, удовлетворяющие основным критериям, существенным для конкретного симметричного алгоритма. Такие S-блоки принято называть оптимальными [4]. Критерии оптимальности могут варьироваться от шифра к шифру. Генерация перестановок с оптимальными критериями довольно трудоемкая задача, особенно для больших значений n и m .

Эта проблема частично решена с помощью классов векторных булевых функций и расширенно аффинных (РА) и Карлет – Шарпин – Зиновьев (КШЗ) эквивалентностей [1, 5].

Однако большинство найденных функций обладают предельными характеристиками δ -равномерности и нелинейности, при этом не обладают другими свойствами (например, высоким показателем алгебраического иммунитета), необходимыми для симметричных криптопримитивов. Поэтому задача генерации оптимальных подстановок является актуальной.

В статье [6] авторами усовершенствован метод генерации стойких булевых функций, основанный на методе градиентного подъема (HillClimbing) [7].

В данной статье предлагается модифицированный вариант метода градиентного спуска для векторного случая, т.е. для функций из $\mathcal{F}_2^n = GF(2^n)$ в \mathcal{F}_2^m .

Определения и обозначения

Произвольная подстановка может быть представлена, по крайней мере, в трех различных формах: алгебраической нормальной форме (АНФ), над полем \mathcal{F}_2 и в виде таблицы замены. В большинстве блочных алгоритмов S-блоки имеют табличное представление из-за простоты описания и понимания. В то же время произвольная подстановка всегда может быть связана с векторной булевой функцией F принадлежащей $\mathcal{F}_2[x]$. Если подстановка является перестановкой, то функция F определяется однозначно.

Естественный способ представления $F: \mathcal{F}_2^n \mapsto \mathcal{F}_2^m$ в виде алгебраической нормальной формы [1]:

$$\sum_{l \in \{1, \dots, m\}} a_l \left(\prod_{i \in l} x_i \right), a_l \in \mathcal{F}_2^m, .$$

сумма рассчитывается в \mathbb{F}_2^m . Под алгебраической степенью функции F понимается степень её АНФ. F называется аффинной, если она имеет алгебраическую степень не больше 1. При $F(0)=0$ аффинная векторная булева функция является линейной.

Две функции $F, G: \mathbb{F}_2^n \mapsto \mathbb{F}_2^m$ называются расширенно-аффинно (РА) эквивалентными, если существуют такие аффинно-перестановочные функции $A_1(x) = L_1(x) + c_1$, $A_2(x) = L_2(x) + c_2$ и произвольная линейная функция $L_3(x)$, что [1, 5]:

$$F(x) = A_1 \circ G \circ A_2(x) + L_3(x).$$

Если L_3 является константой из векторного пространства \mathbb{F}_2^m , тогда функции F и G называются аффинно-эквивалентными; а при $L_3 = 0, c_1 = 0, c_2 = 0$ – линейно-эквивалентными. Аффинная эквивалентность использовалась для предотвращения появления фиксированных точек ($F(a) = a, \forall a \in \mathbb{F}_2^n$) при генерации подстановки шифра Rijndael [8].

Произвольная векторная булева функция F является δ -равномерной, если для любого $a \in \mathbb{F}_2^n \setminus \{0\}$ и $b \in \mathbb{F}_2^m$ уравнение $F(x) + F(x+a) = b$ имеет не более δ решений [1]. Векторные булевы функции, используемые как узлы нелинейной замены в блочных симметричных шифрах, должны обладать низким значением δ -равномерности для защиты от дифференциальных атак [1, 3].

Критерий нелинейности тесно связан с преобразованием Уолша, которое может быть описано функцией

$$\lambda(u, v) = \sum_{x \in \mathbb{F}_2^n} (-1)^{v \cdot F(x) + u \cdot x},$$

где символ « \cdot » обозначает скалярное произведение в векторных пространствах \mathbb{F}_2^n и \mathbb{F}_2^m . Подстановки с низкими значениями коэффициентов Уолша являются оптимально защищёнными от линейного криптоанализа [1, 3]. S-блоки с предельными значениями $\lambda(u, v)$ существуют лишь для нечётных n .

Эти два критерия являются основными при выборе подстановок для новых шифров. Тем не менее, существует и множество других критериев, таких как: критерий распространения, максимум спектра автокорреляции, корреляционный иммунитет, алгебраический иммунитет, строгий лавинный эффект и т.д. [1, 2, 9]. До сих пор не была доказана необходимость большинства из перечисленных критериев. Например, подстановка используемая в AES не удовлетворяет большинству из них [2].

В данной статье под оптимальной подстановкой понимается перестановка с максимальными показателями алгебраической степени и алгебраического иммунитета с максимальным количеством уравнений; с предельными показателями \square -равномерности и нелинейности; отсутствием фиксированных точек (циклов длиной 1).

Например, для $n=8$ оптимальная подстановка будет иметь алгебраическую степень 7, алгебраический иммунитет 3 с 441 уравнением, иметь δ -равномерность 8 или меньше и нелинейность больше 100; не иметь фиксированных точек.

Генерация подстановок с заданными свойствами

Основная идея метода из [6] состоит в понижении нелинейности заданных бент-последовательностей. Другими словами, в заданной бент-последовательности (таблице истинности) изменяются некоторые биты таким образом, чтобы новая последовательность была сбалансированной, а нелинейность была близкой к нелинейности бент-функции.

В статье предлагается использовать тот же подход, однако с двумя существенными отличиями:

- вместо булевых функций использовать векторные булевы функции;
- вместо бент-функций (последовательностей) использовать векторные булевы функции (подстановки) с максимальными показателями δ -равномерности.

Дополнительно в [6] было показано, что само по себе изменение необходимого количества бит в бент-последовательности не гарантирует достижение нелинейности, близкой к максимальной. Однако для векторного случая в [10] было доказано следующее утверждение.

Утверждение 1. Пусть $F: \mathbb{F}_{2^n} \mapsto \mathbb{F}_{2^n}$. Определим функцию G следующим образом:

$$\begin{cases} G(p_1) = F(p_2), p_1 \neq p_2; \\ G(p_2) = F(p_1); \\ G(x) = F(x), x \neq p_1, p_2. \end{cases}$$

Тогда

$$\begin{aligned} \delta(F) - 4 &\leq \delta(G) \leq \delta(F) + 4, \\ NI(F) - 2 &\leq NI(G) \leq NI(F) + 2. \end{aligned}$$

Функция нелинейности (NI) произвольной векторной функции F вычисляется следующим образом:

$$NI(F) = 2^{n-1} - \frac{1}{2} \max_{u \neq 0, v \in \mathbb{F}_{2^n}} |\lambda(u, v)|.$$

Из утверждения 1 видно, что при обмене местами двух значений в некоторой перестановке значения нелинейности и δ -равномерности будут отличаться на фиксированное значение. На основе описанного выше предлагается новый алгоритм генерации подстановок на основе векторных булевых функций.

Алгоритм принимает на вход перестановочную векторную функцию F с минимальным показателем δ -равномерности и количество значений (NP) функции, которые будут изменяться при оптимизации криптографических показателей.

1. Генерация подстановки S на основе выбранной перестановочной (биективной) векторной булевой функции F .

2. Случайный обмен местами NP значений подстановки S и формирование подстановки S_i .

3. Последовательная проверка соответствия критериям в зависимости от их вычислительной сложности. Если подстановка S_i удовлетворяет всем критериям, кроме цикловых свойств, тогда используется РА-эквивалентность для достижения необходимых свойств. При несоответствии хотя бы одному из критериев переход в п. 2.

4. Выход из алгоритма. Необходимая подстановка будет храниться в S_i .

Практические результаты

Перед разработкой предложенного алгоритма была проверена практическая возможность нахождения подстановок с оптимальными показателями для $n=8$. Задача заключалась в нахождении четырех КШЗ-неэквивалентных подстановок с нелинейностью больше или равной 100. Для реализации данной практической задачи использовался кластер с 4096 процессорами.

Программа генерировала случайную перестановку и проверяла её на оптимальность. После 12 часов работы кластера было найдено 27 оптимальных подстановок, 4 из которых оказались КШЗ-неэквивалентными. Пример одной из подстановок в шестнадцатеричном представлении приведен в табл. 1.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0	14	9D	B9	E7	67	4C	50	82	CA	E5	1D	31	0A	C6	B2	51
1	A2	D8	54	90	D0	CE	2D	7D	C7	7E	D7	94	DF	83	8E	6C
2	66	D2	6F	16	1E	76	FE	CC	AA	5A	8F	17	BD	2C	AC	EA
3	7B	65	A9	10	C0	92	EE	BE	6A	6E	48	96	95	E9	32	BC
4	A1	42	D5	A7	81	B4	5F	E6	C2	5D	AD	3A	B7	0C	8D	01
5	98	FD	12	02	75	13	0F	6B	22	E2	AB	F7	7F	BA	97	D1
6	64	D9	C4	59	AF	23	33	37	DE	AE	60	05	63	A8	52	A5
7	4E	E0	DD	71	F2	24	34	57	47	A4	B3	9E	2F	C1	B8	CB
8	2B	D4	0D	36	91	8B	9C	26	25	61	A3	D6	EB	35	53	F4
9	2E	88	80	E4	30	DB	FC	0E	77	8C	93	A6	78	06	E1	EC
A	F9	03	A0	27	DA	EF	5C	00	7A	45	E8	40	1A	4B	5E	73
B	C3	FF	F5	F3	B0	C5	49	21	FA	11	39	84	43	38	85	07
C	F0	79	46	F8	E3	1F	09	B6	CD	55	1C	1B	FB	7C	ED	6D
D	15	56	86	20	68	4A	41	4F	D3	99	08	F6	3F	89	62	04
E	CF	C8	69	9F	19	5B	44	9B	87	B1	3D	BB	DC	2A	BF	58
F	3C	8A	18	3E	72	0B	28	4D	B5	9A	C9	74	29	F1	3B	70

Данная подстановка обладает следующими характеристиками:

- нелинейность 100;
- абсолютное значение автокорреляции 96;
- минимальная алгебраическая степень 7;
- 8-равномерная;
- алгебраический иммунитет: система из 441 уравнений 3-й степени.

Далее был проведен поиск подстановки с нелинейностью 102. Однако после 48 часов работы кластера, что эквивалентно около 22 лет работы одного однопроцессорного компьютера, ни одной подстановки найдено не было. Таким образом, можно заключить, что с практической точки зрения генерация таких подстановок является вычислительно крайне сложной задачей.

Однако алгоритм, описанный выше, позволяет найти такие подстановки. В качестве примера возьмём функцию $F(x) = x^{-1}$. Увеличивая значения NP (начиная с 1) экспериментальным путем найдено значение $NP=21$, при котором достигаются все необходимые свойства подстановки. Пример такой перестановки представлен в табл. 2.

Данная подстановка обладает следующими характеристиками:

- нелинейность 102;
- абсолютное значение автокорреляции 88;
- минимальная алгебраическая степень 7;
- 8-равномерная;
- алгебраический иммунитет: система из 441 уравнений 3-й степени.

За 12 часов на 8-ядерном компьютере сгенерировалось достаточно подстановок для того, чтобы найти 4 КИЗ-неэквивалентных перестановки, что говорит об эффективности предложенного метода.

Дополнительные тесты показали, что для нелинейности больше 102, подстановки не являются оптимальными по показателю алгебраического иммунитета. Однако существуют перестановки с нелинейностью 104 (106) и алгебраическим иммунитетом 2, в которых количество уравнений системы незначительное (начиная от двух).

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
0	C4	CA	FF	B1	BE	2C	6F	C2	AA	62	3F	84	2B	F0	5C	30
1	86	A5	6B	DA	BF	31	4B	40	52	3B	02	79	27	EA	BA	61
2	BD	69	44	63	0C	72	B0	1A	3C	70	76	E7	CB	19	14	C8
3	7B	22	11	8B	99	9B	B9	20	92	FC	7A	6A	DD	D0	4C	EB
4	74	C1	53	D5	AE	AB	09	34	C0	F1	59	B8	57	F5	D4	DB
5	95	1D	15	A3	E8	A1	D9	C5	88	67	39	A2	E1	96	F2	37
6	A0	41	FB	47	CC	46	4D	56	8D	3A	A6	FE	4A	BB	04	B4
7	D8	94	AD	87	75	33	83	DE	68	06	51	18	0E	BC	A4	E4
8	F9	64	E3	85	8E	66	F7	D3	B5	CF	32	F8	60	CE	17	ED
9	7F	49	8F	4E	5F	E5	E9	1E	B7	0A	7C	4F	A9	0D	C7	0F
A	B6	77	01	5E	13	D1	AF	91	9D	36	2A	48	58	A7	5B	FD
B	D7	D6	16	5D	93	1B	98	80	DC	C3	7E	CD	2F	3E	03	F3
C	54	6C	0B	B3	35	E0	38	E6	C9	EC	5A	7D	73	21	9A	25
D	F6	C6	42	90	6E	12	07	8A	8C	DF	9F	82	29	81	89	EE
E	1C	00	28	05	2E	10	26	43	08	65	9C	9E	78	FA	3D	45
F	EF	AC	A8	71	50	1F	97	2D	24	6D	B2	55	E2	23	D2	F4

Выводы

Предложен метод, позволяющий генерировать подстановки для применения в современных блочных симметричных шифрах с высокими требованиями стойкости к различным типам атак. Новый метод основан на уже известном методе градиентного спуска. Предложенный алгоритм ориентирован на векторный случай. Он позволяет находить подстановки с заданными свойствами, в отличие от предыдущего, где находились лишь отдельные булевы функции.

Список литературы: 1. *Y. Crama and P.L. Hammer. Boolean Models and Methods in Mathematics, Computer Science, and Engineering. Encyclopedia of Mathematics and its Applications v. 2. Cambridge University Press, 2010. isbn: 9780521847520.* 2. *Oliyunkov R. An Impact Of S-Box Boolean Function Properties To Strength Of Modern Symmetric Block Ciphers / R. Oliyunkov, O. Kazymyrov // Радиотехника. – 2011. – Вип. 166. – С. 11-17.* 3. *Vincent Rijmen. “Cryptanalysis and design of iterated block ciphers”. Doctoral thesis. K.U.Leuven, 1997.* 4. *Казимиров А.В. Использование векторных функций при генерации подстановок для симметричных криптографических преобразований / А.В. Казимиров, Р.В. Олейников // Прикладная радиоэлектроника. – 2012.* 5. *Budaghyan L. Verification of Restricted EA-Equivalence for Vectorial Boolean Functions / L. Budaghyan, O. Kazymyrov // Arithmetic of finite Fields. 4th International Workshop, WAIFI 2012.* 6. *Кузнецов А.А. Построение криптографических функций с использованием метода градиентного спуска / А.А. Кузнецов, Ю.А. Избенко, И.В. Московченко // Системи озброєння і військова техніка. – X. : ХУПС, 2006. – Вип. 4 (8). – С. 70-74.* 7. *W. Millan, A. Clark, E. Dawson. Smart Hill Climbing Finds Better Boolean Functions, In Proceedings of the Workshop on Selected Areas on Cryptography, SAC'97. Springer-Verlag (1997), 50-63.* 8. *J. Daemen and V. Rijmen. “AES proposal: Rijndael”. In: First Advanced Encryption Standard (AES) Conference. 1998.* 9. *О. А. Логачев, А. А. Сальников, В. В. Яценко. Булевы функции в теории кодирования и криптологии. – М. : МЦНМО, 2004. – 470 с.* 10. *Yuyin Yu Constructing differential 4-uniform permutations from know ones / Yuyin Yu, Mingsheng Wang, Yongqiang Li. Electronic form: <http://eprint.iacr.org/2011/047.pdf>*

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 10.11.2013

СПЕЦІАЛІЗОВАНІ ПРОЦЕСОРИ ШИФРУВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ БЕЗ ПОПЕРЕДНЬОГО РОЗПОДІЛУ КЛЮЧІВ НА ОСНОВІ РЕКУРЕНТНИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ

Вступ

Проблема розподілу ключів займає важливе місце в криптографічних системах. В симетричних криптосистемах [1, 2] ця проблема є більш гострою і полягає в необхідності обміну секретними ключами перед безпосереднім шифруванням інформації, причому таким чином, щоб ключ обміну став відомий лише учасникам обміну. В асиметричних системах [1-4] ця проблема по суті виключається, оскільки розповсюдженню підлягає лише відкритий ключ, який є доступним будь-кому, хто бажає послати повідомлення адресату, але і в цьому випадку сама необхідність попереднього передавання ключів залишається.

Під час реалізації криптографічних систем виникають випадки, коли необхідно здійснювати шифрування інформації без попереднього розповсюдження ключів [1, 2]. В таких випадках застосовують протоколи шифрування без попереднього розподілу ключів. Вперше такий протокол був запропонований Шаміром [5] і має назву трьохетапний протокол Шаміра. В протоколі передавач і приймач виконують обчислення над даними по два рази на кожному боці, здійснюючи при цьому три передавання даних: два від передавача до приймача і одне від приймача до передавача. З точки зору обчислювальної складності метод є недостатньо ефективним, оскільки крім необхідності виконання трьохетапної процедури передавання, ще й необхідно під час обчислень здійснювати піднесення до степеня над числами великої розрядності.

Виходячи з цього, актуальним є побудова методів шифрування без попереднього розподілу ключів на основі таких математичних апаратів, які б могли забезпечувати спрощення обчислень. В цьому зв'язку певний інтерес викликає апарат на основі рекурентних послідовностей [6], який дозволяє за певних умов спрощувати обчислення в криптографічних застосуваннях, що базуються на його основі.

Особливість методів, що використовують технологію відкритого ключа, полягає в тому, що в них необхідно виконувати обчислення над числами великої розрядності (1024–4096 двійкових розрядів), тому програмна реалізація алгоритмів шифрування вимагає великого часу і для деяких застосувань є непридатною. Потрібна в цих випадках швидкість шифрування може бути досягнута за рахунок апаратної реалізації методу шифрування. Тому розглядається можливість побудови спеціалізованих процесорів шифрування та дешифрування інформації без попереднього розподілу ключів на основі рекурентних послідовностей.

Постановка задач досліджень

Розглянути математичний апарат рекурентних послідовностей з точки зору побудови швидкісних методів шифрування інформації без попереднього розподілу ключів та розробити принципи побудови спеціалізованих процесорів на їх основі. Дослідити запропоновані процесори щодо швидкості їх роботи і порівняти з відповідними процесорами, що реалізують відомі методи-аналоги.

Шифрування інформації без попереднього розподілу ключів на основі рекурентних послідовностей

Рекурентні послідовності в загальному вигляді породжуються співвідношенням [6]

$$u_n = a_1 \cdot u_{n-1} + a_2 \cdot u_{n-2} + \dots + a_k \cdot u_{n-k},$$

де a_1, a_2, \dots, a_k – коефіцієнти, k – порядок послідовності, виходячи з початкових елементів u_0, u_1, \dots, u_k .

Назвемо послідовність чисел, що обчислюються за формулою

$$v_{n,k} = g_k v_{n-1,k} + g_1 v_{n-k,k} \quad (1)$$

для початкових значень $v_{0,k} = 1, v_{1,k} = g_2$ для $k = 2$; $v_{0,k} = v_{1,k} = \dots = v_{k-3,k} = 0, v_{k-2,k} = 1, v_{k-1,k} = g_k$ для $k > 2$; де g_1, g_k – цілі числа; n і k – цілі додатні – V_k^+ -послідовністю.

Формула (1) дозволяє отримувати значення для зростаючих n , починаючи з $n = 0$. Можлива і зворотна процедура, коли елементи послідовності обчислюються для спадних n , починаючи з деякого значення $n = l$. Обчислення елементів такої послідовності буде здійснюватись таким чином

$$v_{n,k} = \frac{v_{n+k,k} - g_k \cdot v_{n+k-1,k}}{g_1} \quad (2)$$

Обчислення за формулою (2) може продовжуватись і для $n < 0$, тобто існує два види послідовностей. Перший вид послідовностей формується для n – додатних за формулою (1). Другий вид послідовностей формується для n – від’ємних за формулою (2).

Назвемо V_k^- -послідовністю послідовність чисел, що обчислюються за формулою (2) для n – від’ємних при початкових значеннях $v_{-1,k} = 0, v_{-2,k} = g_1^{-1}$ для $k = 2$; $v_{-1,k} = 0, v_{-2,k} = g_1^{-1}, v_{-3,k} = v_{-4,k} = \dots = v_{-k,k} = 0$ для $k > 2$.

Тоді послідовність чисел, яка складається з V_k^+ -послідовності та V_k^- -послідовності назвемо V_k -послідовністю.

V_k – послідовність є окремим випадком більш узагальненої послідовності, оскільки значення більшості початкових елементів нульові. Якщо дозволити, щоб ці початкові елементи приймали будь-які значення, то отримаємо такий варіант узагальненої послідовності.

Назвемо послідовність чисел, що обчислюються за формулою

$$u_{n,k} = g_k u_{n-1,k} + g_1 u_{n-k,k} \quad (3)$$

для початкових значень $u_{0,k} = g_1, u_{1,k} = g_2, u_{2,k} = g_3, \dots, u_{k-1,k} = g_k$; де $g_1, g_2, g_3, \dots, g_k$ – цілі числа; n і k – цілі додатні числа – U_k -послідовністю.

Для будь-яких цілих додатних n, m та k отримано таку аналітичну залежність

$$u_{n+m,k} = v_{m+(k-2),k} \cdot u_{n,k} + g_1 \cdot \sum_{i=1}^{k-1} v_{m+(k-2)-i,k} \cdot u_{n-k+i,k} \quad (4)$$

Для будь-яких цілих додатних n та k , таких що $n \geq k$, отримано залежність, яка дозволяє обчислювати елементи U_k -послідовності тільки на основі елементів V_k^+ – послідовності

$$u_{n,k} = g_k \cdot v_{n-1,k} + g_1 \cdot \sum_{i=1}^{k-1} g_i \cdot v_{n-i-1,k} \quad (5)$$

Виходячи з формули (3) вираз для обчислення елементів $u_{n,k}$ для спадних n , починаючи з деякого $n = l$, має такий вигляд

$$u_{n,k} = \frac{u_{n+k,k} - g_k u_{n+k-1,k}}{g_1} \quad (6)$$

Для будь-яких цілих додатних n і m , таких що $1 \leq m < n$ та будь-якого цілого додатного k отримано таку залежність

$$u_{n-m,k} = v_{-m+(k-2),k} \cdot u_{n,k} + g_1 \cdot \sum_{i=1}^{k-1} v_{-m+(k-2)-i,k} \cdot u_{n-k+i,k} \quad (7)$$

Ідея методу шифрування інформації без попереднього розподілу ключів базується на послідовному використанні спочатку аналітичної залежності (4) обчислення елемента $u_{n+m,k}$, а потім залежності (7) обчислення елемента $u_{n-m,k}$. Таким чином, якщо порівнювати з відомим методом Шаміра, здійснюється заміна модулярного піднесення до степеня обчисленням за модулем елемента U_k -послідовності з певним індексом.

Загальна процедура шифрування даних без попереднього розподілу ключів згідно методу, що пропонується, представлена на рис. 1.

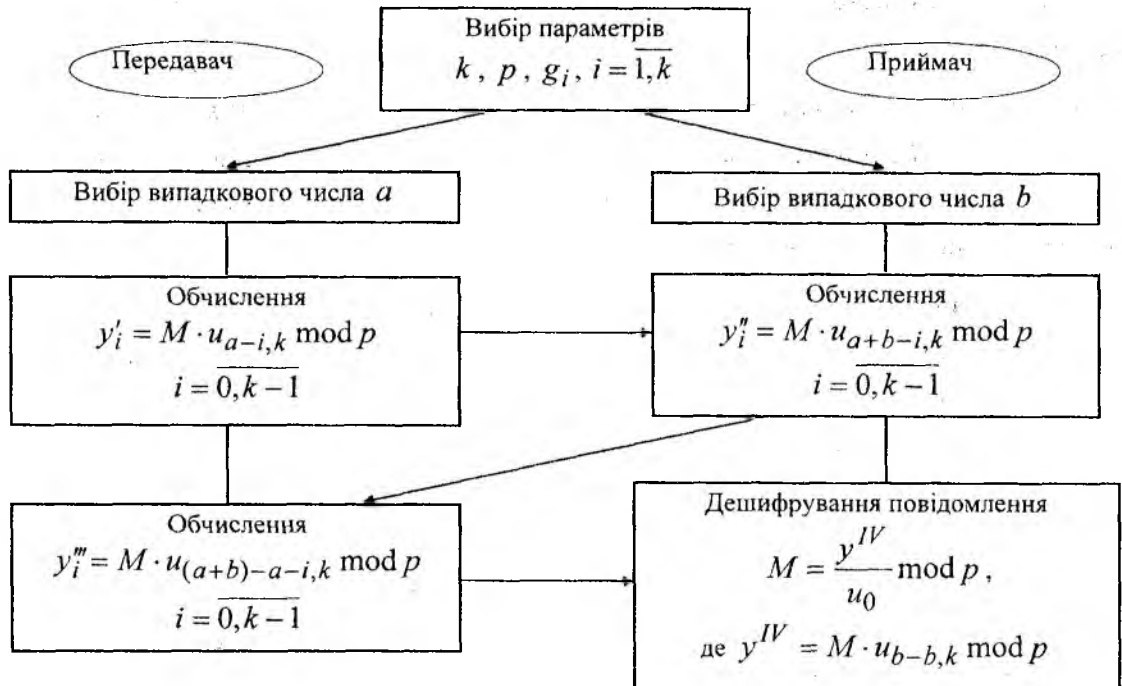


Рис. 1. Процедура шифрування даних без попереднього розподілу ключів на основі елементів U_k -послідовності

Згідно із запропонованим методом шифрування основні обчислення виконуються згідно залежностей (4) і (7). Для обчислення елементів $u_{n+m-i,k}$, $i = \overline{0, k-1}$ згідно залежності (4) потрібні елементи $v_{m+i,k}$, $i = \overline{-k, k-2}$ та елементи $u_{n-i,k}$, $i = \overline{0, k-1}$, а для обчислення елементів $u_{n-m-i,k}$, $i = \overline{0, k-1}$ згідно залежності (7) потрібні елементи $v_{-m+i,k}$, $i = \overline{-k, k-2}$ та елементи $u_{n-i,k}$, $i = \overline{0, k-1}$. Обчислення елементів $u_{n-i,k}$, $i = \overline{0, k-1}$ здійснюється Передавачем за формулою (5). При цьому потрібно мати елементи $v_{n+i,k}$, $i = \overline{-2k+1, -1}$.

Звідси виходить, що всього для обчислення елемента $u_{n+m,k}$ згідно залежності (4) та елемента $u_{n-i,k}$, $i = \overline{0, k-1}$ за формулою (5) потрібно мати елементи $v_{n+i,k}$, $i = \overline{-2k+1, k-2}$, V_k -послідовності. Частина елементів цього набору для $i = \overline{-(k-1), k-2}$ отримаємо за алго-

ритмом прискореного обчислення елементів V_k^+ -послідовності, який може бути реалізований на основі відомого бінарного методу піднесення до степеня [7, 1]. Іншу частину, для $i = \overline{-2k+1, -k}$, отримаємо за формулою (2), використовуючи дані отримані в цьому алгоритмі. В результаті невизначеним залишається лише обчислення елементів $v_{-m+i,k}$, $i = \overline{-k, k-2}$, що використовуються в залежності (7), і які можуть бути обчислені за алгоритмом прискореного обчислення елементів $v_{n,k}$ для від'ємних значень n на основі того самого бінарного методу піднесення до степеня.

Проведено дослідження теоретичної криптостійкості та складності обчислень за даним методом, а також порівняння з відомим методом Шаміра. Показано, що розглянутий метод має не менший рівень криптостійкості, ніж відомий метод, але при цьому значно меншу складність обчислень у порівнянні з відомим.

Розробка принципів побудови спеціалізованих процесорів шифрування інформації без попереднього розподілу ключів

В розглянутому методі основними є обчислення за модулем V_k та U_k -послідовностей, а саме елементів $v_{n+i,k}$, $i = \overline{-2k+1, k-2}$, для додатних значень n , $v_{n+i,k}$, $i = \overline{-k, k-2}$, для від'ємних n , а також елементів $u_{n-i,k}$, $u_{n+m-i,k}$, $u_{n-m-i,k}$ для $i = \overline{0, k-1}$. Всі ці обчислення пропонується здійснювати на одному пристрої обчислення елементів V_k та U_k -послідовностей, роботу якого організуємо в п'яти режимах. В першому режимі будемо здійснювати обчислення елементів $v_{n+i,k}$, $i = \overline{-2k+1, k-2}$, для додатних значень n . Другий режим роботи пристрою буде забезпечувати обчислення елементів $v_{n+i,k}$, $i = \overline{-k, k-2}$, для від'ємних значень n . Третій, четвертий та п'ятий режими роботи пристрою будуть забезпечувати відповідно обчислення елементів $u_{n-i,k}$, $u_{n+m-i,k}$, $u_{n-m-i,k}$ для $i = \overline{0, k-1}$ згідно формули (5) та залежностей (4) і (7).

Визначено, що час обчислення елементів V_k -послідовності в першому і другому режимах дорівнює

$$T_V = Hq \cdot (k^2 + k) \cdot T_{\text{мн.Монт.}}$$

де H – кількість машинних одиниць інформації для зберігання великого числа,
 q – кількість розрядів машинної одиниці інформації,

$T_{\text{мн.Монт.}}$ – час множення за модулем за методом Монтгомері, а час обчислення елементів

U_k -послідовності в третьому, четвертому і п'ятому режимах; $T_U = (k^2 + k) \cdot T_{\text{мн.Монт.}}$

Для реалізації шифрування інформації без попереднього розподілу ключів згідно представленого методу пропонується процесор, схему якого наведено на рис. 2.

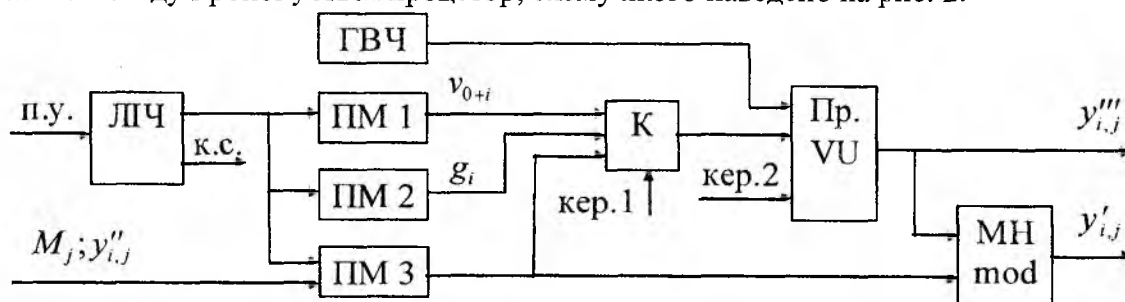


Рис. 2. Структурна схема процесора шифрування без попереднього розподілу ключів (варіант 1)

Процесор містить генератор випадкових чисел ГВЧ; пристрій обчислення елементів V_k та U_k – послідовностей Пр.VU; блок множення за модулем МН mod; блоки пам'яті ПМ 1 та ПМ 2, призначені для зберігання відповідно елементів $v_{0+i,k}$, $i = \overline{-(k-1), 0}$, та коефіцієнтів рекурентного співвідношення g_i , $i = \overline{1, k}$; блок пам'яті ПМ 3, призначений для зберігання кодового блоку відкритого повідомлення M_j , а також елементів $y''_{i,j}$, $i = \overline{0, k-1}$, що отримуються від Приймача під час шифрування інформації; комутатор К; лічильник ЛПЧ.

Шифрування інформації здійснюється таким чином.

Генератор ГВЧ формує випадкове число a , яке разом з даними, що знаходяться в блоці пам'яті ПМ 1 подаються на відповідні входи пристрою Пр.VU. Цей пристрій, здійснюючи свою роботу в першому та другому режимах, обчислює відповідно елементи $v_{a+i,k}$, $i = \overline{-2k+1, k-2}$, для додатних значень n та елементи $v_{a+i,k}$, $i = \overline{-k, k-2}$, для від'ємних n та зберігає обчислені елементи у своєму блоці пам'яті протягом всього процесу шифрування – дешифрування одного блоку інформації.

Далі на пристрій Пр.VU надходять дані з блоку пам'яті ПМ 2 і він, здійснюючи свою роботу в третьому режимі, обчислює елементи $u_{a-i,k}$, $i = \overline{0, k-1}$. Отримані дані разом з кодовим блоком відкритого повідомлення M_j , що знаходиться в ПМ 3, послідовно поступають на блок множення МН mod, а з нього результат множення за модулем – $y'_{i,j}$, $i = \overline{0, k-1}$, передається Приймачу.

Після цього в блок пам'яті ПМ 3 записуються дані $y''_{i,j}$, $i = \overline{0, k-1}$, а звідти вони подаються на пристрій Пр.VU, який, здійснюючи свою роботу в п'ятому режимі, обчислює $y'''_{i,j}$, $i = \overline{0, k-1}$. Після передачі отриманих даних Приймачу завершується шифрування одного блоку інформації.

Зазначимо, що процесор шифрування може бути побудований таким чином, що замість блоку множення за модулем МН mod буде використовуватись аналогічний пристрій, що застосовується в пристрої Пр.VU.

Враховуючи це, для реалізації процесору шифрування інформації згідно представленого методу необхідно 4 суматора, один пристрій множення та пам'ять ємністю $(H+2) \cdot [2 \cdot (Hq+1) \cdot (2k-1) + 10 \cdot (k+1)] + 4$ машинних одиниць інформації. Час шифрування на цьому процесорі буде дорівнювати

$$T_{\text{ш}} = (Q + 2Hq) \cdot (k^2 + k) \cdot T_{\text{МН.Монт.}},$$

де Q – кількість кодових блоків відкритого повідомлення M .

Для реалізації дешифрування згідно представленого методу пропонується процесор, структурна схема якого представлена на рис. 3.

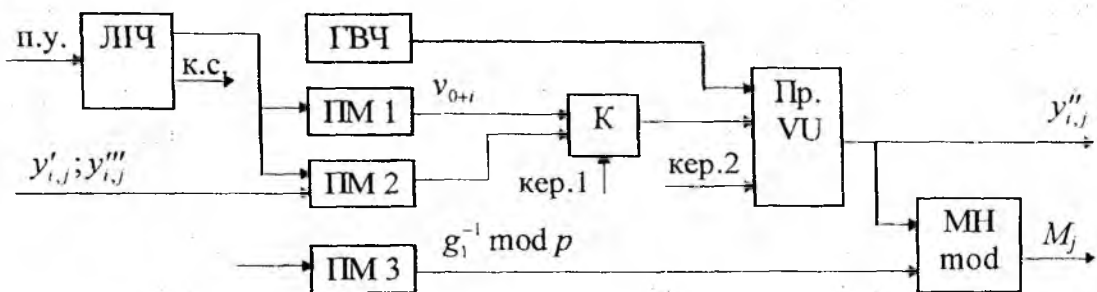


Рис. 3. Структурна схема процесора дешифрування без попереднього розподілу ключів (варіант 4)

Процесор містить генератор випадкових чисел ГВЧ; пристрій обчислення елементів V_k та U_k - послідовностей Пр.VU; блок множення за модулем МН mod; блок пам'яті ПМ 1, призначений для зберігання елементів $v_{0+i,k}$, $i = \overline{-(k-1), 0}$; блок пам'яті ПМ 2, призначений для зберігання даних $y'_{i,j}$ та $y'''_{i,j}$, $i = \overline{0, k-1}$, що поступають на відповідних етапах дешифрування інформації від Передавача; блок пам'яті ПМ 3, що використовується для зберігання значення $g_1^{-1} \text{ mod } p$; комутатор К; лічильник ЛЧ.

Дешифрування інформації здійснюється таким чином.

Генератор ГВЧ формує випадкове число b , яке разом з даними, що знаходяться в блоці пам'яті ПМ 1 поступають на пристрій Пр.VU, який, під час своєї роботи в першому режимі, обчислює елементи $v_{b+i,k}$, $i = \overline{-2k+1, k-2}$, та зберігає їх в своєму блоці пам'яті протягом всього етапу дешифрування одного блоку інформації.

Далі дані $y'_{i,j}$, $i = \overline{0, k-1}$, що приймаються від Передавача, записуються в блок пам'яті ПМ 2, а звідти поступають на пристрій Пр.VU, який, здійснюючи свою роботу в четвертому режимі, обчислює елементи $y''_{i,j}$, $i = \overline{0, k-1}$, і отримані дані передаються до Передавача.

Потім дані $y'''_{i,j}$, $i = \overline{0, k-1}$, що надходять від Передавача, записуються в блок пам'яті ПМ 2, а звідти подаються на пристрій Пр.VU. Останній, здійснюючи свою роботу в п'ятому режимі, обчислює значення y^{IV} , яке разом зі значенням $g_1^{-1} \text{ mod } p$, що знаходиться в блоці пам'яті ПМ 3, поступає на пристрій множення МН mod. Після виконання пристроєм МН mod операції множення за модулем, отримується кодовий блок відкритого повідомлення M_j .

Слід зазначити, що пристрій дешифрування інформації може бути побудований таким чином, щоб остання операція множення за модулем виконувалась відповідним пристроєм, що використовується в пристрої Пр.VU.

З урахуванням цього, для реалізації процесора дешифрування інформації згідно представленого методу необхідно чотири суматора, один пристрій множення та пам'ять ємністю $(H+2) \cdot [2 \cdot (Hq+1) \cdot (2k-1) + 9k+11] + 4$ машинних одиниць інформації. Час дешифрування на цьому процесорі буде дорівнювати

$$T_{\text{дш}} = [Q(k+1) + Hqk] \cdot (k+1) \cdot T_{\text{мн.Монт.}}$$

Аналіз представленого методу шифрування без попереднього розподілу ключів показує, що обчислення $y'_{i,j}$ та $y'''_{i,j-1}$ для $i = \overline{0, k-1}$ при шифруванні інформації, а також $y''_{i,j}$ та M_{j-1} для $i = \overline{0, k-1}$ при дешифруванні можна виконувати водночас.

Це дозволяє при шифруванні (дешифруванні) використовувати два пристрої Пр.VU для побудови процесорів конвеєрного типу.

Структурна схема процесора для шифрування наведена на рис. 4.

Процесор для шифрування, на відміну від того, що наведений на рис. 2, містить два пристрої для обчислення елементів V_k та U_k - послідовностей Пр.VU 1 та Пр.VU 2.

Робота процесорів також аналогічна. Відмінність полягає в тому, що шифрування інформації відбувається водночас для двох кодових блоків відкритого повідомлення M_j та M_{j-1} . При цьому обчислення $y'_{i,j}$, $i = \overline{0, k-1}$, здійснюється за допомогою пристроїв Пр.VU 1 та МН mod, а обчислення $y'''_{i,j-1}$, $i = \overline{0, k-1}$, - за допомогою пристрою Пр.VU 2.

Також зазначимо, що після обчислення пристроєм Пр.VU 1 елементів V_k - послідовностей, вони з блоку пам'яті ПМ 4 цього пристрою переписуються в такий же блок пам'яті пристрою Пр.VU 2.

Для реалізації процесору, схема якого наведена на рис. 4, необхідно 8 суматорів, два пристрої множення та пам'ять ємністю $(H+2) \cdot [4 \cdot (Hq+1) \cdot (2k-1) + 17k + 20] + 8$ машинних одиниць інформації.

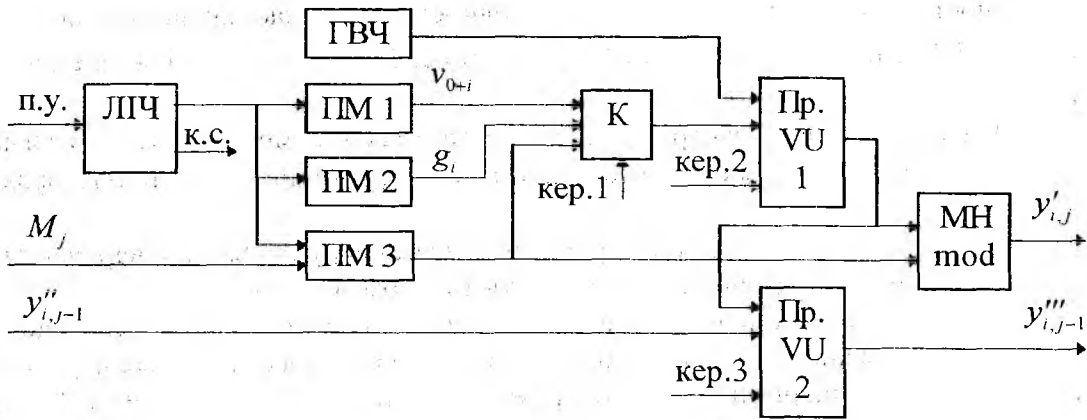


Рис. 4. Структурна схема процесора шифрування без попереднього розподілу ключів (варіант 2)

Час шифрування кожної частини відкритого повідомлення M_j буде вдвічі швидше, ніж на процесорі, що представлений на рис. 2, тобто

$$T'_{\text{ш}} = [(Q/2) + 2Hq] \cdot (k^2 + k) \cdot T_{\text{мн.Монт.}}$$

Для дешифрування інформації пропонується процесор, структурна схема якого наведена на рис. 5.

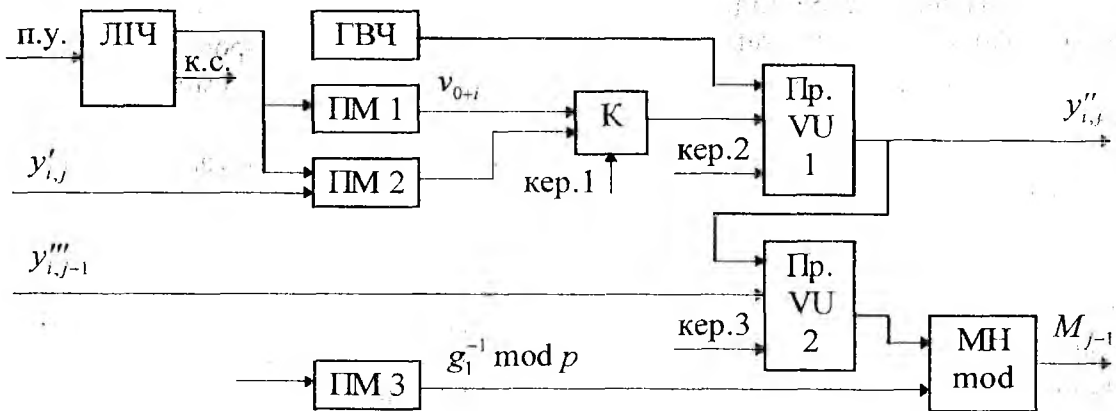


Рис. 5. Структурна схема процесора дешифрування без попереднього розподілу ключів (варіант 2)

Цей процесор аналогічний процесору, схема якого наведена на рис. 3. Відмінність полягає у використанні двох пристроїв обчислення елементів V_k та U_k - послідовностей, замість одного, а також в тому, що одночасно відбуваються обчислення $y''_{i,j}$, $i = \overline{0, k-1}$, за допомогою пристрою Пр.VU1 та дешифрування M_{j-1} за допомогою пристроїв Пр.VU2 та МНmod.

Слід також зазначити, що після отримання пристроєм Пр.VU 1 елементів $v_{n+i,k}$, $i = \overline{-k, k-2}$, вони записуються в блок пам'яті ПМ 4 пристрою Пр.VU 2 з такого ж блоку пам'яті пристрою Пр.VU 1.

Для реалізації процесора, структурна схема якого наведена на рис. 5, потрібно 8 суматорів, два пристрої множення та пам'ять ємністю $(H+2) \cdot [4 \cdot (Hq+1) \cdot (2k-1) + 16k + 21] + 8$ машинних одиниць інформації. Час дешифрування кожного кодового блоку на цьому процесорі буде вдвічі швидше, ніж на процесорі, що представлений на рис. 3, тобто

$$T'_{\text{дш}} = [(Q/2)(k+1) + Hqk] \cdot (k+1) \cdot T_{\text{мн.Монт.}}$$

Аналіз роботи розглянутих процесорів показує, що за допомогою пристрою Пр.VU 2 (рис. 5) обчислюється один елемент U_k – послідовності, в той час, як за допомогою інших пристроїв Пр.VU 1, Пр.VU 2 (рис. 4) та Пр.VU 1 (рис. 5) обчислюється k елементів U_k – послідовності.

Тобто при дешифруванні пристрій Пр.VU 2 завантажений менше, але, незважаючи на це, шифрування – дешифрування буде виконуватись вдвічі швидше, ніж в процесорах, схеми яких наведені на рис. 2, 3.

Проведемо порівняння розроблених процесорів для шифрування–дешифрування інформації зі спеціалізованими процесорами, що реалізують відомі методи.

Основна операція, що виконується у відомому методі Шаміра, – піднесення до степеня за модулем – може здійснюватись за методом Монтгомері [1], який має меншу складність обчислень, ніж відомий бінарний метод [1, 7]. Метод піднесення до степеня за Монтгомері оснований на множенні за методом Монтгомері, що дозволяє використати пристрій множення за Монтгомері для реалізації пристрою піднесення до степеня за Монтгомері.

Виходячи з цього, маємо пристрій піднесення до степеня за Монтгомері, який потребує для своєї реалізації, на рівні машинних одиниць інформації, $10(H+2)+3$ регістрів пам'яті, три суматори та один пристрій множення. Час виконання піднесення до степеня за модулем на цьому пристрої дорівнює

$$T_{\text{ПДСmod}} = 2(Hq+1) \cdot T_{\text{мн.Монт.}}$$

Використовуючи пристрій піднесення до степеня за модулем, маємо процесор для шифрування (дешифрування) за відомим методом Шаміра. Кожен з цих процесорів потребує для своєї реалізації три суматори, один пристрій множення та пам'ять ємністю $13(H+2)+3$ машинних одиниць інформації.

Шифрування інформації на процесорі для шифрування (дешифрування) інформації за відомим методом Шаміра має однаковий час з дешифруванням:

$$T_{\text{Ш,ш}} = T_{\text{Ш,дш}} = 4Q(Hq+1) \cdot T_{\text{мн.Монт.}}$$

Аналіз апаратурних витрат процесорів для шифрування–дешифрування за відомим та процесорів для шифрування–дешифрування згідно запропонованого методу Шаміра показує, що перші потребують менших апаратурних витрат, ніж останні.

Для порівняння часу роботи процесорів за відомими та запропонованими методами введемо відносну оцінку. В результаті маємо

$$\delta = \frac{8Q(Hq+1)}{Q(2k^2+3k+1)+3Hq(k^2+k)}$$

Значення δ для різних значень Hq , Q та k наведені в таблиці:

k	Q	Hq	δ	k	Q	Hq	δ
2	100	1024	41.1399	3	100	1024	20.6737
		2048	42.7276			2048	21.4196
		4096	43.5689			4096	21.8134
	1000	1024	245.2740		1000	1024	126.4184
		2048	316.0574			2048	161.1356
		4096	369.3986			4096	186.8047

Аналіз відносних оцінок, наведених в таблиці, показує, що час шифрування – дешифрування на процесорах, що реалізують запропонований метод менше для будь-якого k , ніж на процесорах, що реалізують відомий метод Шаміра, причому більш ніж у 10 разів для $Q = 100$ і більш ніж у 10^2 разів для $Q = 1000$.

Висновки

Розглянуто математичний апарат рекурентних V_k – та U_k – послідовностей та їх аналітичних залежностей. На основі цього апарату представлено метод шифрування інформації без попереднього розподілу ключів, суть якого полягає в заміні піднесення до степеня обчисленням певного елемента U_k – послідовності.

Представлений метод шифрування дозволяє виконувати певні обчислення як послідовно, так і паралельно. Тому його апаратна реалізація може здійснюватись або у вигляді процесора з одним пристроєм для обчислення елементів V_k та U_k – послідовностей, або процесора конвеєрного типу з двома пристроями для обчислення елементів V_k та U_k – послідовностей. Перший варіант вимагає менше апаратних витрат, ніж другий варіант, але наявність двох рівнів конвеєру забезпечує останньому продуктивність вдвічі більшу, ніж для першого варіанту.

Процесори, що реалізують запропонований метод, потребують більше апаратних витрат, ніж процесори, що реалізують відомий метод Шаміра, але забезпечують більш ніж у k разів для будь-якого порядку послідовності k менший час шифрування – дешифрування.

Список літератури: 1. *Menezes A.J., van Oorschot P.C., Vanstone S.A.* Handbook of Applied Cryptography. – CRC Press, 2001. – 816 p. 2. *Шнайер Б.* Прикладная криптография. Протоколы, алгоритмы, исходные тексты на языке Си. – М. : Триумф, 2002. – 816 с. 3. *Молдовян Н.А., Молдовян А.А.* Введение в криптосистемы с открытым ключом. – Спб. : БХВ-Петербург, 2005. – 288 с. 4. *Саломаа А.* Криптография с открытым ключом. – М. : Мир, 1995. – 318 с. 5. *Месси Д.Л.* Введение в современную криптологию // ТИИЭР. – Т.76. – 1988. – №5. – С. 24 – 42. 6. *Маркушевич А.И.* Возвратные последовательности. – М. : Наука, 1975. – 48 с. 7. *Кнут Д.* Искусство программирования для ЭВМ. – Т.2. Полуполучисленные алгоритмы. – М. : Вильямс, 2004. – 832 с.

Вінницький національний
технічний університет

Поступила в редколлегию 15.10.2013

ANOTHER DYNAMIC MODEL OF MARKOVIAN HUMAN-MACHINE-ENVIRONMENT SYSTEM THAT IS EFFECTED BY SOME HAZARD

Introduction

This work continues the series of works on modeling systems and processes for protection of operators and public from exposure to electromagnetic radiation in radio systems. The general problem and classification of models for radio protection are given in [1], and for the first time such a model is proposed in the paper [2].

It is based on the assumption that accidents and disasters (hereinafter – the "events") have the Markov property. The corresponding mathematical apparatus is for the first time systematically set out in the work of Khinchin [3], and further developed in queuing theory [4]. Currently, this model is extended to the case of different types of harmful effects and non-classical flow of events that is now more important than just protection from the effects of electromagnetic radiation.

The aim of this work is to assess the dynamic and steady-state (limiting) probability for all possible states of the system, that has a multi-stage recovery subsystem, including humans.

In accordance with the statement of the problem in this paper we consider Human-Machine-Environment systems of three types: with simplest flow of events, with Erlang flow and with a non-homogeneous flow. The reaction time to the events of the subsystems "machine" and "environment" by "operator person" is exponentially distributed with parameter μ . All these types of events lead with a certain probability to a change in the system state. The probabilities of the states at the given time, finite or infinite, are of interest. This work is based on general approach and formulas from the paper [5].

Time and quality of operations at the accident depends on the state of human operator's health, which, in turn, depends on the state of the system (and the harmful effects, or stress). We assume that the operator can be in two states, relatively speaking, "fully functional" and "partially functional". Probability of recovery efficiency in the process of liquidation of the accident is zero, and the probability of a working state when performing i -th operations is equal to b_i . After finishing the work, performance of operator is restored or he is replaced. Then the transition probabilities for each pair of states $i+1$ and $(i+1)_b$ with full and partial capability of the operator, respectively, are $(1-b_i)\mu_i$ and $b_i\mu_i$. System status, intensity and probability of recovery work with incomplete capability of the operator, respectively, are i_b , μ^b and P_{ib} .

System diagram of the possible states and transitions is shown in Fig. 1, similar to [5].

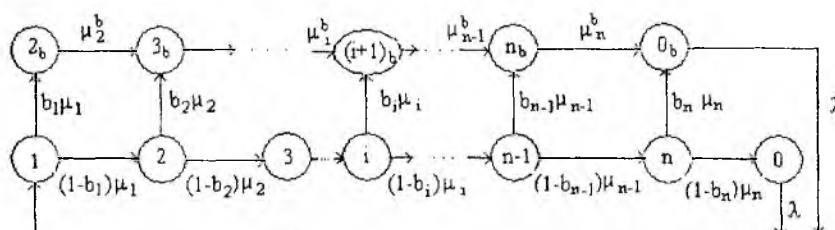


Figure 1

Note that the probability of disease of the human operator in the execution of the first function is not known and will be determined using the "principle of maximum information entropy". Stationary system of equations for the probabilities of the states has the form:

$$\begin{cases}
 \lambda P_{0b} + \lambda P_0 = \mu_1 P_1; \\
 (1 - b_1) \mu_1 P_1 = \mu_2 P_2; \\
 b_1 \mu_1 P_1 = \mu_2^b P_{2b}; \\
 (1 - b_2) \mu_2 P_2 = \mu_3 P_3; \\
 \mu_2^b P_{2b} + b_2 \mu_2 P_2 = \mu_3^b P_{3b}; \\
 \dots \\
 (1 - b_i) \mu_i P_i = \mu_{i+1} P_{i+1}; \\
 \mu_i^b P_{ib} + b_i \mu_i P_i = \mu_{i+1}^b P_{i+1,b}; \\
 \dots \\
 (1 - b_n) \mu_n P_n = \lambda P_0; \\
 \mu_n^b P_{nb} + b_n \mu_n P_n = \lambda P_{0b}.
 \end{cases} \quad (1)$$

And also

$$\sum_{i=0}^n P_i + \sum_{i=2}^n P_{ib} + P_{0b} = 1. \quad (2)$$

Of practical interest are the values of $P_i^* = P_i + P_{ib}, 1 - P_0^*$ and P_{0b} .

From the recurrence relations (1), using (2) we denote for $(k = 2 \dots n)$:

$$B_k = \prod_{j=1}^{k-1} (1 - b_j), \quad A_k = 1 - B_k, \quad A_0 = A_1 = 0, \quad B_0 = B_1 = 1;$$

$$\Sigma_1 = \sum_0^n B_k / \mu_k, \quad \Sigma_2 = \sum_0^n A_k / \mu_k^b, \quad P_k = \frac{\Sigma_1}{(\Sigma_1 + \Sigma_2)} \quad \text{and} \quad P_{k,b} = \frac{\Sigma_2}{(\Sigma_1 + \Sigma_2)}.$$

So,

$$P_k = \frac{B_k}{\mu_k (\Sigma_1 + \Sigma_2)}, \quad P_{k,b} = \frac{A_k}{\mu_k^b (\Sigma_1 + \Sigma_2)}, \quad \text{where } k = 1 \dots n,$$

and

$$P_0 = \frac{B_{n+1}}{\lambda (\Sigma_1 + \Sigma_2)}, \quad P_{0,b} = \frac{A_{n+1}}{\lambda (\Sigma_1 + \Sigma_2)}, \quad P_0^* = \frac{1}{\lambda (\Sigma_1 + \Sigma_2)}.$$

Now we model the behavior of the system when the intensity of the incoming stream of events depends on time $\lambda(t)$. For this case the system of Kolmogorov equations is set up. We find the probability b_i using the maximum information entropy principle, by solving the optimization problem.

Thus, suppose that, to eliminate the accident, an operator must perform five operations in sequence, that is $n = 5$.

The system of Kolmogorov equations[3] for this model looks as:

$$\begin{aligned}
\lambda(t)P_0(t) + \lambda(t)P_{0b}(t) - \mu_1 P_1(t) &= P_1'(t) \\
(1 - b_1)\mu_1 P_1(t) - \mu_2 P_2(t) &= P_2'(t) \\
(1 - b_2)\mu_2 P_2(t) - \mu_3 P_3(t) &= P_3'(t) \\
(1 - b_3)\mu_3 P_3(t) - \mu_4 P_4(t) &= P_4'(t) \\
(1 - b_4)\mu_4 P_4(t) - \mu_5 P_5(t) &= P_5'(t) \\
(1 - b_5)\mu_5 P_5(t) - \lambda(t)P_0(t) &= P_0'(t) \\
b_1\mu_1 P_1(t) - \mu_2^b P_{2b}(t) &= P_{2b}'(t) \\
b_2\mu_2 P_2(t) + \mu_2^b P_{2b}(t) - \mu_3^b P_{3b}(t) &= P_{3b}'(t) \\
b_3\mu_3 P_3(t) + \mu_3^b P_{3b}(t) - \mu_4^b P_{4b}(t) &= P_{4b}'(t) \\
b_4\mu_4 P_4(t) + \mu_4^b P_{4b}(t) - \mu_5^b P_{5b}(t) &= P_{5b}'(t) \\
b_5\mu_5 P_5(t) + \mu_5^b P_{5b}(t) - \lambda(t)P_{0b}(t) &= P_{0b}'(t)
\end{aligned} \tag{3}$$

In equilibrium case for this equations we obtain

$$\begin{aligned}
\lambda(t)P_0(t) + \lambda(t)P_{0b}(t) &= \mu_1 P_1(t) \\
(1 - b_1)\mu_1 P_1(t) &= \mu_2 P_2(t) \\
(1 - b_2)\mu_2 P_2(t) &= \mu_3 P_3(t) \\
(1 - b_3)\mu_3 P_3(t) &= \mu_4 P_4(t) \\
(1 - b_4)\mu_4 P_4(t) &= \mu_5 P_5(t) \\
b_1\mu_1 P_1(t) &= \mu_2^b P_{2b}(t) \\
b_2\mu_2 P_2(t) + \mu_2^b P_{2b}(t) &= \mu_3^b P_{3b}(t) \\
b_3\mu_3 P_3(t) + \mu_3^b P_{3b}(t) &= \mu_4^b P_{4b}(t) \\
b_4\mu_4 P_4(t) + \mu_4^b P_{4b}(t) &= \mu_5^b P_{5b}(t) \\
(1 - b_5)\mu_5 P_5(t) &= \lambda(t)P_0(t) \\
b_5\mu_5 P_5(t) + \mu_5^b P_{5b}(t) &= \lambda(t)P_{0b}(t)
\end{aligned} \tag{4}$$

In the system (3), the intensity of input is λ , as well as this situation all state probabilities are functions of the time.

Now we determine the type of function $\lambda(t)$. Obviously, $\lambda(t)$ depends on the type of disaster or any other external influences that cause accidents, or crash of the system. Consider an abstract external action (catastrophe) that causes the operations for accident liquidation. Suppose we only know that the intensity of the impact changes in the following way: during the first two hours there is an increase of the intensity about two-fold (from 0.01 to 0.02), and within twelve hours the intensity increases sharply to its maximum (0.8), then in five to ten days, it gradually decreases to near the initial value. We normalize the time interval so, that the quantity t that describes time varies from 0 to 100. Here we consider a time unit that corresponds to approximately two hours in the field. Under the given conditions using a package Matlab we define the function $\lambda(t)$ as follows:

$$\lambda(t) = \begin{cases} 0.79e^{-0.12137354(x-7)^2} + 0.01, & 0 \leq t \leq 7, \\ 0.78e^{-0.005(x-7)^{1.8}} + 0.02, & 7 < t \leq 100. \end{cases}$$

Coefficients and the exact form of the function selected in such a way as to meet the above requirements and to ensure sufficient smoothness for the numerical methods used in Matlab. Thus if $t=0$ $\lambda(t) \approx 0.01$, for $t=1$ (that is, two hours after the start of the interval) $\lambda(t) = 0.02$, and at $t = 7$ $\lambda(t) = 0.8$ – this is the maximum. Graph of the function $\lambda(t)$ is shown in Fig. 2.

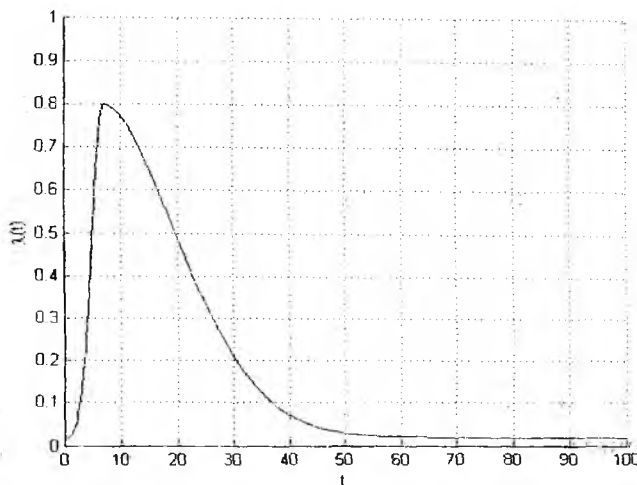


Figure 2

Now consider the intensity of a human operator in accident's elimination procedure. It can be assumed that the maximum efficiency of the operator responsible for about the middle of the shift. Then gradual decline starts to its initial level. By the end of shift efficiency can rise again, due to the haste and desire to get the job done quickly. Based on these considerations, we define the function of the intensity of operations to eliminate the accident as shown in Fig.3

This function $\mu(x)$ is given as follows:

$$\mu(x) = \begin{cases} 0.4, & 0 \leq x \leq 5 - \pi, \\ 0.2 \cos(x - 5) + 0.6, & 5 - \pi < x \leq 10. \end{cases}$$

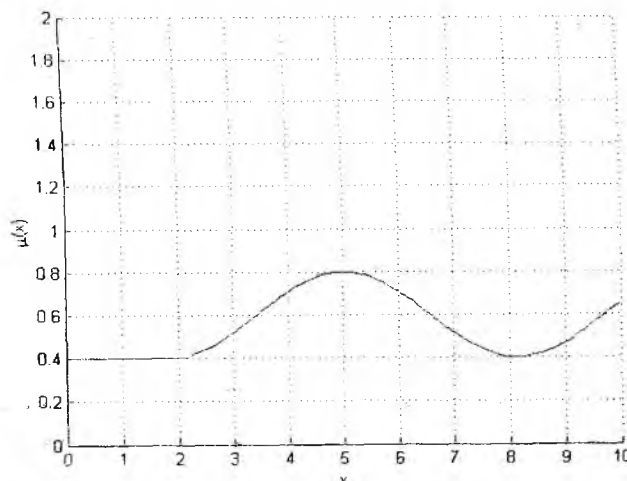


Figure 3

To get the values of coefficients for $\mu_i, i = \overline{1,5}$, take values at characteristic points:

$$\mu(0) = 0.4, \quad \mu(2.5) = 0.439, \quad \mu(5) = 0.8, \quad \mu(7.5) = 0.439, \quad \mu(10) = 0.657.$$

Since we consider the abstract system, the data on the relationship between the intensity of the operator in the healthy and diseased states do not exist. We therefore use the preliminary assumption that $\square_{ib} = 0.75 \square_i$.

To find the probability b_i , we use the principle of maximum information entropy and form the optimization problem:

$$S_I = -\sum_{i=1}^2 p_i \ln p_i, \quad p_i > 0, \quad p_1 + p_2 = 1, \quad 36.5p_1 + 38p_2 \leq 37.$$

We solve this problem by using Matlab with tolerance up to 3 decimals and obtain the following values:

$$p_1 = 0.667, \quad p_2 = 0.333; \quad \text{here } p_2 = b_i, \quad i = \overline{1,5}.$$

Now we obtain all the values necessary for the solution of (3). The result is a graph of time for probability of finding the system in each of the possible states. Time dependency of probability graphs are presented in Figures 4 – 14. The calculations show that when the intensity $\lambda(t)$ of the incoming stream of events is no longer change with time, the system reaches a steady state, that is, the probability of states P_i and P_{ih} become permanent.

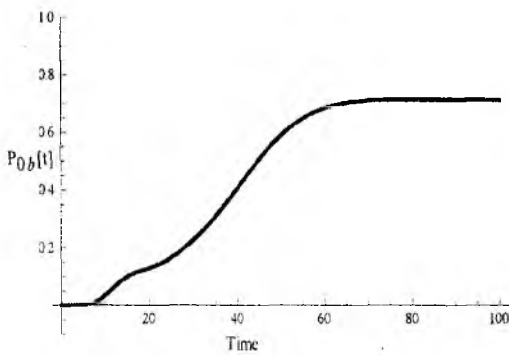


Figure 4

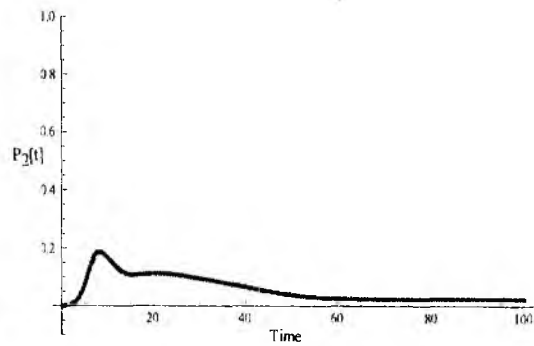


Figure 5

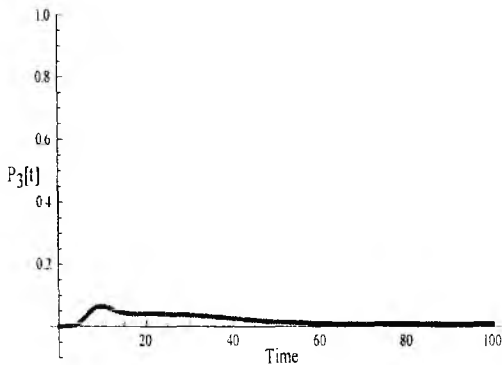


Figure 6

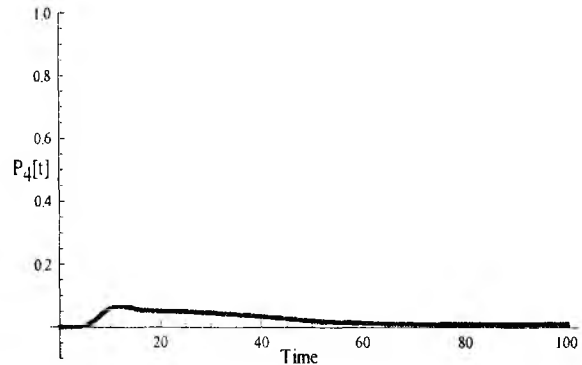


Figure 7

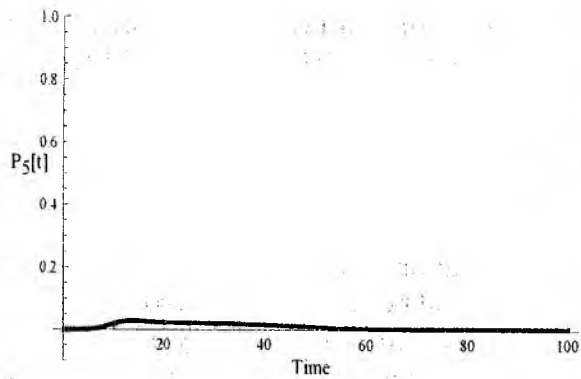


Figure 8

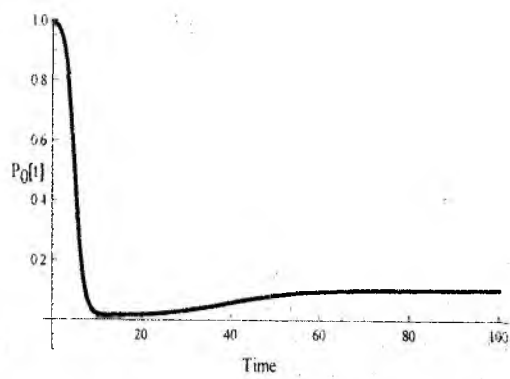


Figure 9

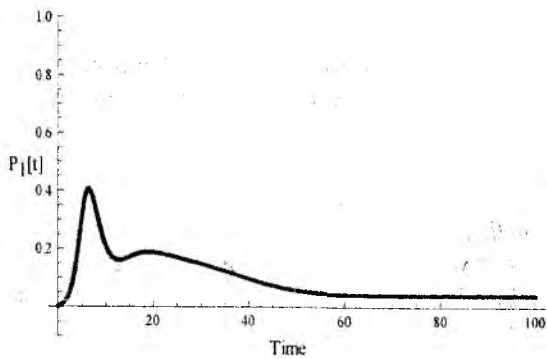


Figure 10

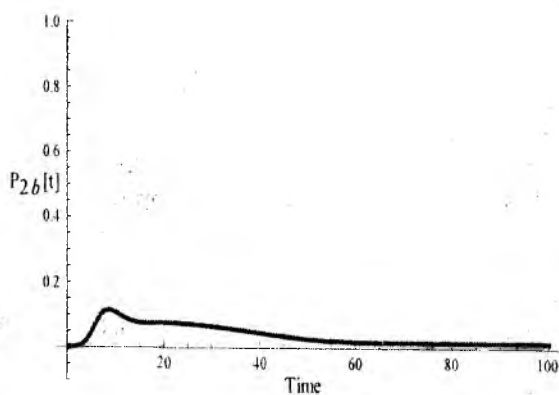


Figure 11

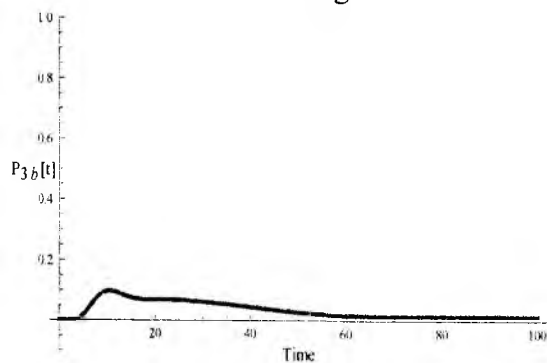


Figure 12

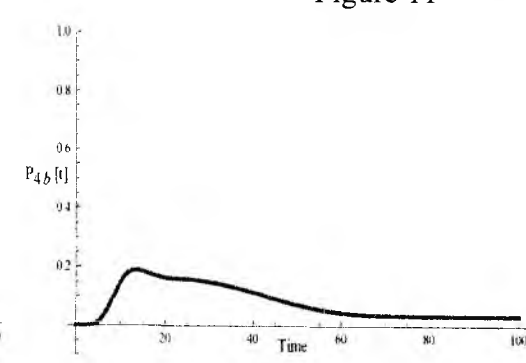


Figure 13

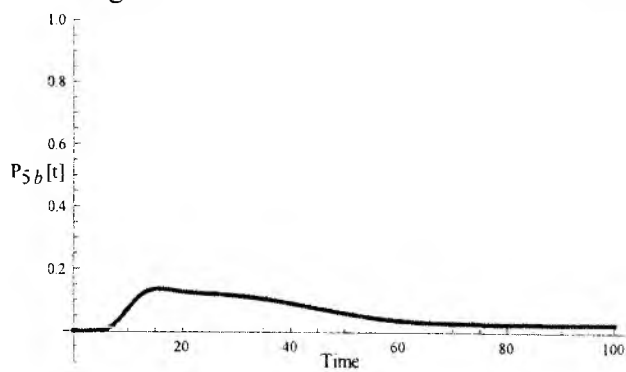


Figure 14

At the end of the considered time interval (system output in the steady state) the state probabilities are equal to: $P_0=0.104$, $P_{0b}=0.712$, $P_1=0.040$, $P_2=0.025$, $P_{2b}=0.017$, $P_3=0.009$, $P_{3b}=0.015$, $P_4=0.011$, $P_{4b}=0.035$, $P_5=0.005$, $P_{5b}=0.027$.

Conclusion

Within the given conditions of the system's configuration and the flow of incoming events, the probability that the operator performed all the operations and became hurt – $P_{0b}=0.712$ is the greatest; together with P_0 it gives 0.816 – probability that the accident is successfully eliminated. But the opposite event is rather probable too (~18%), so we cannot consider the situation safe. The only one parameter of the system, that we can impact to improve the situation, is $\mu(t)$. Or else, the general structure of the system must be changed.

References: 1. *Структуры и типы моделей систем "человек–машина–среда"* / Дзюндзюк Б.В., Наумейко И.В., Сердюк Н.Н., Стыценко Т.Е. // Автоматизированные системы управления и приборы автоматики. – Харьков, 2007. – Вып. 138. – С. 47-50. 2. *Марковские модели систем "человек – машина – среда"* / Наумейко И.В., Сердюк Н.Н. // Электроника и информатика. – Харьков, 2005. Вып. 4. 3. *Хинчин А. Я. Работы по математической теории массового обслуживания* / Под ред. Б. В. Гнеденко. – М. : Физматгиз, 1963. – 236 с. 4. *Ивченко Г.И., Каштанов В.А., Коваленко И.Н. Теория массового обслуживания*. – М. : Высш. шк., 1982. – 256 с. 5. *К расчету марковской модели эргатической системы* / Наумейко И.В., Сова А.В. // Сб.науч.труд. 5-й Юбилейной Междунар. науч. конференции "Функциональная база нанозлектроники". – Харьков-Крым, 2012. – С. 236-239.

*Харьковский национальный
университет радиозлектроники*

Поступила в редколлегию 19.01.2013

*Б. П. ЕФИМОВ, д-р техн. наук, А. Н. КУЛЕШОВ, канд. физ.-мат. наук,
А. О. ПУЗАНОВ, канд. физ.-мат. наук, М. О. ХОРУНЖИЙ*

ФАКЕЛЬНЫЙ СВЧ РАЗРЯД В ОДНОПРОВОДНОЙ ЛИНИИ: ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Существование поверхностных электромагнитных волн в линиях передачи показано в ряде теоретических работ, опубликованных в начале прошлого века. В то время решались задачи распространения радиоволн вдоль поверхности диэлектрической среды с потерями. Теоретически было установлено, что амплитуда поверхностных волн экспоненциально убывает с расстоянием от поверхности как вглубь диэлектрика, так и в сторону граничащего с нею вакуума. Было показано, что на границе двух изотропных сред поверхностные волны возбуждаются при условии, если хотя бы одна из смежных сред обладает отрицательной диэлектрической или магнитной проницаемостью. Наибольший вклад в решение этих задач внесли Арнольд Зоммерфельд [1] и Дж. Ценнек [2].

В последние годы возрос интерес к освоению терагерцевого диапазона частот – одного из интенсивно развивающихся направлений современной прикладной радиофизики [1 – 8]. В большинстве случаев при разработке теоретических моделей и при постановке экспериментов используют результаты, относящиеся к световому и инфракрасному диапазонам частот, тогда как длинноволновым участкам спектра, в частности сантиметровому диапазону длин волн, уделяется недостаточно внимания. Исследования распространения поверхностных волн в этом диапазоне частот расширяют физические представления об особенностях передачи СВЧ энергии в линиях передачи и позволяют найти новые области применения волноводов поверхностных волн.

Анализ распространения электромагнитных волн в однопроводной линии приводит к рассмотрению поверхностных волн Зоммерфельда – Ценнека (Sommerfeld – Zenneck) [1, 8]. Потери в однопроводных линиях обусловлены омическими потерями в скин-слое и излучением. В частности, на неоднородностях волноведущего тракта происходит трансформация поверхностной волны в объемное излучение. Дополнительные потери возникают при наличии диэлектрического или полупроводникового (оксидного) покрытия металлических проводников.

Этим вопросам уделено внимание в работах [9, 10], в которых исследованы поверхностные волны в однопроводной линии и предложены возможные области ее использования. В частности, были проанализированы режимы, при которых в линии происходит СВЧ пробой и возникает эрозионный факельный разряд.

Существует множество способов возбуждения СВЧ разрядов под воздействием электромагнитной волны, например, в волноводах, в вакуумных резонаторах или в трубках с газовым наполнением. Для инициирования СВЧ разрядов используются диэлектрические линзовые концентраторы полей, внешние источники ионизирующего излучения и пучки свободных электронов [11 – 13].

Исследованиям свойств разрядов в газовых средах при различных давлениях посвящена серия наших работ. В их числе: создание установки для возбуждения факельного разряда в открытом воздушном пространстве под воздействием СВЧ энергии, оптимизация отдельных узлов установки – волноводной и коаксиальной линий, возбуждение факельного разряда на конце однопроводной линии, исследование свойств эрозионного факельного разряда и особенностей передачи в него энергии по однопроводной линии.

В близкой постановке в работе [14] рассматривался разряд, инициированный на конце антенны типа несимметричного четвертьволнового вибратора (внутренний проводник коаксиала выступал наружу на четверть длины волны). Вибратор был помещен в струю аргона, вытекающего в свободное пространство из коаксиального трехсантиметрового СВЧ плазмотрона. Был возбужден факельный разряд, радиус сферы которого сравним с глубиной скин-

слоя. Этот разряд трактовался авторами работы как «огонь святого Эльма», что вступает в противоречие с общепринятой терминологией, согласно которой называемое так свечение наблюдается в статических полях атмосферного электричества.

В [15] описан шаровой СВЧ разряд, инициированный генератором на частоте 2,45 ГГц. Разряд возникал на конце антенны в металлической камере, размеры которой существенно превосходили объем светящейся области плазмы. Утверждается, что структура поля на поверхности разряда соответствует поверхностной волне. Как следует из этой работы, вид разряда и его форма существенно зависят от параметров возбуждаемого СВЧ контура – связанной СВЧ системы, включающей в себя камеры, линии передачи, подстроечные поршни и пр.

Данная работа является логическим продолжением экспериментальных исследований свойств поверхностных электромагнитных волн при помощи специально разработанного нами устройства – волноводного СВЧ модуля с рабочей длиной волны 12 см. Модуль возбуждает отрезок однопроводной линии, расположенной вертикально. Система может работать в двух режимах: как штыревая антенна (назовем этот режим докритическим – по уровню подводимой СВЧ мощности) и в режиме поверхностных волн с образованием факельного разряда – когда СВЧ мощность превышает пороговое значение, вследствие чего и возникает пробой. Дальнейшим исследованиям факельного разряда и посвящена настоящая работа.

Описание установки (СВЧ модуля)

Схема разработанной нами СВЧ установки представлена на рис. 1. Генератор 1 – промышленный магнетрон М105 непрерывного действия с выходной мощностью порядка 700 Вт и длиной волны 12 см. Через П-образную диафрагму (окно связи) возбуждается резонатор, представляющий собою отрезок прямоугольного волновода 2 сечением 90x45 мм². Волновод коротко замкнут подвижным поршнем 3 с противоположной стороны волновода. Нижняя (широкая) стенка резонатора выполнена в виде усеченной пирамиды. Ее образующая плавно уменьшает сечение волновода вдоль его узкой стенки с 45 до 25 мм. Это обеспечивает согласование и снижение уровня вносимых потерь. С широкой стенкой прямоугольного резонатора соединяется отрезок коаксиальной линии 4 длиной l_1 . Ее внутренний проводник 5 длиной l_2 переходит в однопроводную линию 6 длиной l_3 . С помощью согласующих диафрагм и подвижного поршня, а также путем подбора величин l_1 и l_2 достигается режим максимальной передачи СВЧ мощности от генератора в линию.

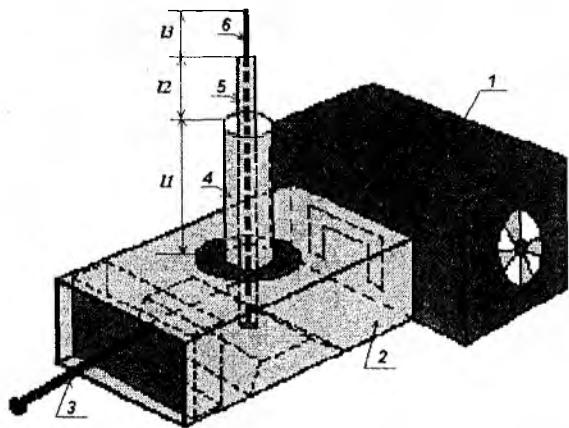


Рис. 1

Согласующая диафрагма в прямоугольном волноводе изначально была классической – прямоугольной. Однако впоследствии, во избежание электрического пробоя внутри щели, диафрагма была заменена на П-образную. Это,

как показано в работе [16], обеспечило такой же коэффициент связи, но с большим (в несколько раз) зазором щели.

Для удобства внешняя оболочка коаксиальной линии 4 (рис. 1) впоследствии была нами вовсе удалена, а ее внутренний проводник 5 (медная трубка внешним диаметром 3 мм) телескопически соединен с вольфрамовым проводником 6 через круглое окно связи в волноводе 2. Это позволило добиться жесткости конструкции в сочетании с простотой изменения длины и формы проводника линии.

Для возбуждения факельного разряда необходимо, чтобы величина модуля электрической компоненты электромагнитной волны E_0 (В/см) превышала пробойное значение. Поэтому внутренний проводник коаксиальной линии помещен внутрь волновода до контакта

с его широкой стенкой. Это позволило существенно увеличить напряженность поля на конце линии.

В качестве материала линии нами использовались различные металлы, в том числе тугоплавкие (температуры плавления даны в скобках): W (3380° С); Ta (3000° С); Mo (2623° С); Ni (1455° С); Cu (1083,4° С) и др. Основная часть наших экспериментов проводилась с вольфрамом и медью. Для вольфрама температура кипения составляет 5930° С, теплота испарения – 1183 кал/грамм, а удельное сопротивление – $5,1 \cdot 10^{-8}$ Ом·м.

Результаты экспериментов показали, что условия возникновения факельного разряда в атмосфере определяются, прежде всего, свойствами металла и, в частности, температурой его плавления. Чем последняя выше, тем большую СВЧ мощность необходимо ввести в линию от магнетрона. От материала проводника линии зависит цвет разряда: красноватый для меди, белый – для вольфрама.

В момент выключения установки на конце линии, как правило, образуется «капля» окисла в форме шарика. Перед повторным возбуждением СВЧ разряда «каплю» необходимо удалить. Чем выше температура плавления материала проводника, тем меньшим оказывается диаметр «капли».

Визуальное наблюдение плазмоида возможно только с использованием светофильтров. Для кинетографии разрядного процесса нами используется светофильтр ФС-6 с толщиной стекла в 1 мм. В диапазоне длин волн 240 – 480 μm , 750 μm и выше его показатель поглощения K_{λ} составляет 0,32-0,05, а в диапазоне 500 – 700 μm – от 1,49 до 1,54.

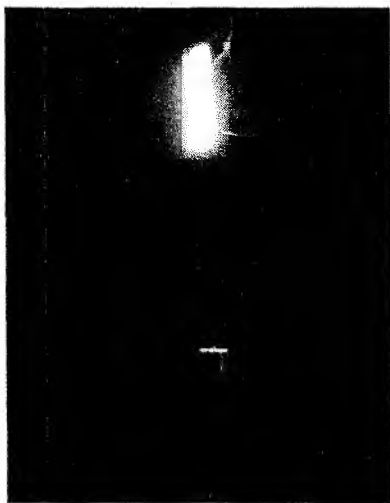


Рис. 2

На рис. 2 показан кадр видеозаписи типичного разряда, возбужденного в воздухе при помощи описанного СВЧ модуля. Следует отметить, что материал проводника расходуется весьма быстро; в наших экспериментах скорость его сгорания составляла порядка 1 см/мин.

Температура факельного разряда может быть измерена двумя методами: пирометрическим и методом обращения спектральных линий.

На основании опытных данных установлено, что разряд создает существенные шумовые помехи в сантиметровом, световом и промежуточном диапазонах. В связи с этим применение метода обращения спектральных линий при использовании монохроматора становится затруднительным. Поэтому для измерений нами применен лабораторный оптический пирометр ЭОП-66, построенный по классической схеме с исчезающей нитью накала. Он позволяет проводить измерение яркостных

температур по тепловому излучению в видимой части спектра на длине волны 0,65 μm . Благодаря поглощающим стеклам, диапазон измеряемых температур прибора простирается вплоть до 10 000° С. Поскольку градуировка пирометра производится по излучению черного тела, то измеряемая так называемая яркостная температура в действительности оказывается несколько ниже истинной: ввиду того, что степень черноты $\epsilon_{\lambda, n}(T)$ меньше единицы, тепловое излучение оказывается меньшим. Температура спирального вольфрамового проводника, измеренная оптическим пирометром ЭОП-66, составила 2000° С.

В эксперименте были опробованы несколько конфигураций проводника б: «крючок», «синусоида», спираль, «зигзаг». Поджечь разряд удавалось для всех перечисленных форм проводника. Особый интерес, на наш взгляд, представляет проводник, свитый в спираль. С его помощью в линии можно возбудить поверхностную волну до появления факельного разряда. В этом случае электромагнитное поле распространяется вдоль оси волноведущей структуры, и поэтому добиться возникновения факельного разряда по энергозатратам становится значительно легче.

Тип разряда чаще всего относится к эрозионному. Металл проводника под действием высокой температуры испаряется в атмосферу, минуя жидкую фазу. Этот процесс известен из литературы [17], как резистивное распыление. Если оно осуществляется в воздухе или кислороде, то часть распыленного соединения составляет окисел. Описанный метод распыления примечателен простотой и возможностью создания с его помощью тонких пленок на подложках. Это качественные мелкодисперсные покрытия. Их полезные свойства определяются особенностями напыляемых металлов и/или образовавшихся из них окислов.

Для получения чистой от окислов металлической пленки напыление можно осуществлять, например в среде азота. Хорошая адгезия достигается путем подбора материала подложки для конкретного сорта распыляемого материала.

Особенности передачи СВЧ энергии по однопроводной линии и явление пробоя

До возникновения факельного разряда однопроводную линию можно рассматривать как штыревую антенну – несимметричный вибратор [7]. Этот случай имеет место, когда подводимой от магнетрона СВЧ мощности недостаточно для возникновения пробоя. Но однопроводная линия может работать и в режиме передачи поверхностных волн, когда СВЧ мощность превышает пробойное значение и на конце проводника возникает факельный разряд.

Важную роль играет пространственное расположение линии, а также ее согласование с источником возбуждения – СВЧ генератором. В нашем случае линия одним концом соединена с широкой стенкой волновода и возбуждается электрической компонентой электромагнитного поля. Согласование с волноводом осуществляется через отрезок коаксиальной линии, проходящей через окно связи. Увеличение или уменьшение электрической длины линии может быть скомпенсировано согласующими элементами – катушками индуктивности или конденсаторами. Если длина проводника составляет несколько четвертей длины волны, то диаграмма направленности (ДН) имеет многолепестковую форму; вид ДН также зависит от высоты расположения антенны по отношению к земле.

Для возбуждения на конце линии СВЧ разряда к ней необходимо подвести достаточный уровень мощности. Этого можно добиться путем подбора:

- режима работы магнетрона (одно- или двухполупериодный);
- размера окна связи с нагрузкой;
- фазы стоячей волны в волноводе с помощью короткозамыкающего поршня;
- диаметра провода линии.

Максимально допустимая для фидера мощность определяется электрической прочностью изоляторов и воздуха (при конкретной влажности и температуре окружающей среды). Как только напряженность поля превзойдет допустимое значение (обычно ≈ 30 кВ/см), воздух начинает ионизироваться и происходит электрический пробой. Заметим также, что пробойная напряженность поля зависит от частоты. Допустимой для линии передачи принята амплитуда напряженности поля $E_a = 6-7$ кВ/см.

Суть явления пробоя состоит в следующем. Вблизи поверхности проводников находятся свободные электроны. Чем выше напряженность поля у поверхности проводника, тем выше скорости электронов. Поэтому при больших напряженностях поля ионизация нейтральных молекул воздуха происходит чаще: электроны выбиваются из своих орбит, что способствует ускорению ионизации. Положительные ионы, обладающие избытком положительных зарядов, в результате бомбардировки отрицательно заряженного проводника инициируют новый приток электронов с поверхности проводников в воздух. По этой причине, а также вследствие непосредственного воздействия ионов на нейтральные частицы ионизация снова дополнительно возрастает [19].

Ионизацию сопровождает процесс рекомбинации и отчасти рассеяние свободных заряженных частиц. При малой напряженности поля начавшийся процесс ионизации быстро прекращается. Большие напряженности поля, напротив, ионизацию поддерживают, и тогда в воздухе, окружающем проводник, возникают стабильные объемы ионизированного воздуха.

Ионизация молекул сопровождается излучением электромагнитных волн оптического диапазона, а ионизированный объем воздуха начинает светиться [19].

В однопроводной линии подводимая энергия перераспределяется между объемными волнами, излучаемыми в окружающее пространство, и поверхностными волнами в линии как волноведущей структуре.

В однопроводной линии распространяются частично продольные [21] электромагнитные волны ТМ-типа, или поверхностные волны Зоммерфельда ([20, § 62; 21 – 23]). Эти волны могут быть возбуждены на границе диэлектрика и поверхностно-активной среды (в частности, металла) с отрицательной диэлектрической проницаемостью, большей по модулю, чем у диэлектрика [20 – 23]. Электромагнитное поле поверхностных волн неразрывно связано со свободными носителями заряда в поверхностно-активной среде [21 – 23], которая играет роль открытого волновода. Важной особенностью этих волн является наличие продольной компоненты вектора электрического поля, благодаря которой энергия циркулирует через границу раздела [23] из одной среды в другую. Затухание поверхностных волн в граничащих средах может быть недиссипативным, то есть обусловлено не потерями энергии вследствие поглощения, а «вытеснением» поля волны [23] из объема сред к поверхности раздела.

Теория поверхностных волн построена Зоммерфельдом в предположении, что волна возбуждается неким сторонним источником при том, что проводник линии имеет бесконечную длину и находится в пустоте. Однако в действительности мы имеем дело не с абстракцией, а с однопроводной линией конечной длины, расположенной на некотором расстоянии от поверхности земли и в окружении прочих проводящих поверхностей. Это свидетельствует о присутствии емкостной связи с землей (или корпусом СВЧ модуля), то есть наличии потерь на излучение.

В радио- и СВЧ диапазонах фазовая скорость поверхностных волн, распространяющихся по поверхности металла, близка к скорости света, а потери в скин-слое весьма малы. Поэтому в этих диапазонах частот поверхностные волны распространяются на значительные расстояния и испытывают весьма малое замедление, причем поперечная компонента в электрическом поле доминирует. Это случай так называемого *фотонподобного возбуждения*, когда дисперсионная кривая близка к световой линии [22].

Зоммерфельд установил [20, § 62], что на частоте 1 ГГц ($\lambda = 30$ см) продольное волновое число h волны, распространяющейся вдоль медного провода радиуса 1 мм, имеет значение $h = k[1 + (6 + i6,4) \cdot 10^{-5}]$, где $k = \omega/c$ - волновое число фотона. Из этого примера видно, что в сантиметровом диапазоне длин волн фазовая скорость поверхностных волн очень мало отличается от скорости света, а затухание вдоль проводника чрезвычайно мало. По значению мнимой части h можно определить расстояние (отсчитываемое вдоль оси проводника), на котором амплитуда волны уменьшается в e раз.

Поперечное волновое число показывает скорость радиального убывания поля. Однако на практике целесообразнее использовать значение радиуса $r(P/P_0)$ цилиндра, коаксиального проводу [20, § 62], через поперечное сечение которого проходит заданная часть P/P_0 полной мощности поверхностной волны P_0 . Результаты расчетов значений $r(P/P_0)$ для медных проводников радиусов $a=1$ мм и $a=5$ мм приведены в монографии Л.А. Вайнштейна [20, § 62]. Из этих расчетов следует, что в диапазоне дециметровых и сантиметровых волн радиальная протяженность поля поверхностной волны, распространяющейся вдоль одиночного провода, не превышает нескольких длин волн.

В оптическом диапазоне частот поверхностные волны Зоммерфельда математически описываются, в сущности, так же, как в радио- и СВЧ диапазонах (см. [20, § 62; 21, п. 4]), но согласно принятой терминологии, обычно называются поверхностными плазмон-поляритонами – сильно выраженной «самосогласованной комбинацией электромагнитной волны и перемещающихся зарядов» [21] или, что то же самое, «комбинированным возбуждением, состоящим из плазмона и фотона» [22]. Затухание и замедление волн Зоммерфельда

в этом диапазоне существенно выше, чем в диапазоне СВЧ [22]. Поскольку продольное волновое число плазмон-поляритонов больше волнового числа фотона, световое излучение, падающее из свободного пространства на поверхность проводника, возбудить поверхностную волну не может. Для ее «захвата» применяются специальные устройства, в частности – призмы или дифракционные решетки [21 – 23].

При дальнейшем увеличении частоты плазмон-поляритоны вырождаются в колебания локализованных поверхностных плазмонов – электронной плазмы вблизи поверхности металла. Это случай *плазмоноподобного возбуждения*, когда поперечная и продольная компоненты электрического поля сопоставимы [22].

До появления факельного разряда эквивалентную схему рассматриваемой электродинамической цепи можно представить в виде последовательного соединения сопротивления излучения линии как антенны – $R_{\Sigma л.}$, активного сопротивления потерь – R_n и реактивного сопротивления линии – $iX_{л.}$ (рис. 3, а – см. работу [24, § 1.3]).

Возникший факельный разряд является для линии поглощающей нагрузкой и можно записать: $R_n \approx R_{ф.р.} \gg R_{\Sigma л.}$ (рис. 3, б). То есть в режиме разряда потери на излучение столь малы, что сопротивлением $R_{\Sigma л.}$ можно пренебречь. Подчеркнем, что это не строгие, а качественные рассуждения; в действительности, некоторая СВЧ мощность линией все же излучается. Поэтому в определенных случаях сопротивление $R_{\Sigma л.}$, входящее во входное сопротивление линии, все-таки следует учитывать.

Горящий факел представляет собою ионизированный объем газа, обладающий некоторой емкостью по отношению к земле. Обозначим эту емкость, как $C_{ф.р.-з.}$ (рис. 3, б). Можно сказать, разряд замыкается на землю емкостным током, необходимым для поддержания горения. Предположение об этом первый высказал М. С Нейман [25, 26]. Очевидно, ток смещения, протекающий между разрядом и землей, обуславливает излучение электромагнитной энергии. К сожалению, на фоне доминирующего излучения факела становится проблематичным экспериментально сопоставить значения мощностей, излучаемых линией и факельным разрядом по отдельности.

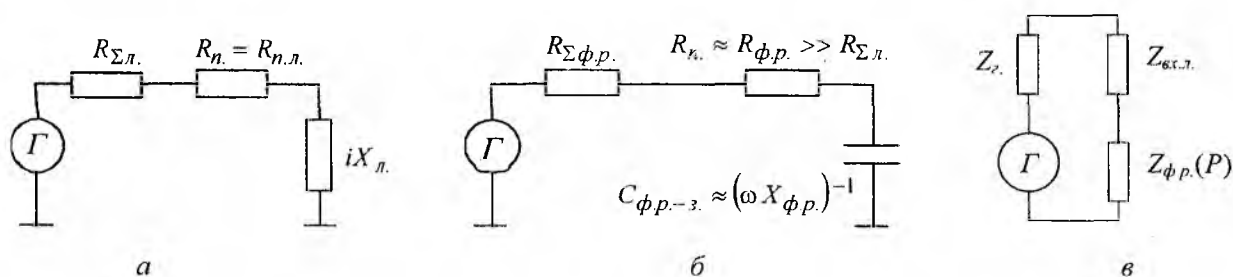


Рис. 3

В общем случае (после появления факельного разряда, с учетом внутреннего сопротивления генератора, излучения линией и разрядом) рассматриваемая электродинамическая цепь может быть представлена в виде блок-схемы, изображенной на рис. 3, в. Здесь Γ – генератор (магнетрон); $Z_г.$ – внутренний (выходной) импеданс генератора; $Z_{вх.л.}$ – входной импеданс линии; $Z_{ф.р.}(P)$ – импеданс факельного разряда; все эти три величины – комплексные: $Z_{вх.л.} = R_{\Sigma л.} + R_{н.л.} + iX_{л.}$, $Z_{ф.р.}(P) = R_{\Sigma ф.р.} + R_{н.ф.р.} + iX_{ф.р.}$. (Суммарное сопротивление потерь R_n определяется потерями в линии и в факельном разряде: $R_n = R_{н.л.} + R_{н.ф.р.}$).

Приведенная на рис. 3, в эквивалентная схема помогает дополнить проводимое нами качественное описание процессов в режиме факельного разряда.

Очевидно, для такой цепи можно рассматривать два способа согласования. Первый способ – согласование с однопроводной линией как антенной (если не пренебрегать излучением линии), а второй – согласование с факельным разрядом. В первом случае можно записать: $Z_2 + Z_{ф.р.}(P) \rightarrow Z_{вх.л.}$, где P – потребляемая цепью мощность. Во втором случае: $Z_2 + Z_{вх.л.} \rightarrow Z_{ф.р.}(P)$.

Обратим внимание на то, что в этих выражениях импеданс факельного разряда $Z_{ф.р.}$ является функцией мощности возбуждения P , влияющей на концентрацию частиц в плазме разряда. Таким образом, от величины приложенной мощности зависит значение диэлектрической проницаемости разрядного канала и, следовательно, электрическая длина разряда как антенны и его входной импеданс. Изменение концентрации частиц факельного разряда, в свою очередь, оказывает влияние на значение КСВ в однопроводной линии. Справедливость рассматриваемой блок-схемы подтверждается экспериментом: в зависимости от мощности возбуждения изменяются ДН однопроводной линии и разряда как излучателей и мощность, расходуемая на излучение.

Итак, в режиме горения факельного разряда потери в однопроводной линии на излучение уменьшаются; большая часть подводимой СВЧ энергии передается по линии в разряд как в нагрузку посредством поверхностной волны [27]. Об этом также свидетельствует следующий, проведенный нами, эксперимент.

Однопроводная линия была окружена слоем воды объемом 0,5 л (см. рис. 4). Ее нагрев производился в течение одной минуты в двух случаях – во время горения факельного разряда и после его погашения. В обоих случаях к линии подводилось одинаковое значение СВЧ мощности. Было зарегистрировано, что во время горения факельного разряда температура указанного объема воды за одну минуту возрастает с 19,5° С до 20,5° С, а при отсутствии разряда (когда линия излучает преимущественно в поперечном направлении) – с 20,5° С до 23,5° С.

Поскольку линия может оказаться согласованной с плазмодом не идеально, в общем случае волны в линии нельзя назвать чисто бегущими. Измерение распределения поля вдоль линии выполнялось нами путем перемещения вдоль провода приемной антенны-зонда с кристаллическим детектором и микроамперметром на выходе. Для наблюдения качественной картины распределения поля нами использовался индикатор в виде неоновой лампочки NH-3.

Мера отклонения от режима бегущей волны, как известно, определяется коэффициентом стоячей волны (КСВ): $КСВ = E_{\max}/E_{\min}$. Здесь E_{\max} и E_{\min} – соответственно, напряженности электрического поля в точках сечений с максимальной и минимальной интенсивностью. Ток детектора при слабых сигналах пропорционален квадрату напряженности электрического поля, или же интенсивности волны. Если a_{\min} и a_{\max} – показания токового прибора в точках максимума и минимума интенсивности, то КСВ определяется из выражения: $\sqrt{a_{\max}/a_{\min}}$.

В результате измерений было установлено, что в наихудшем случае КСВ не превышает двух-трех; однако в части экспериментов, проведенных нами для различных материалов линии и диаметров проводников, наблюдалась практически чисто бегущая волна.

К сожалению, нам не удалось достоверно определить показатель экспоненты поперечной компоненты электрического поля в линии. Причиной тому явились сильные помехи, обусловленные излучением факела. В будущем мы надеемся получить более качественные результаты за счет экранирования датчика и всей измерительной цепи [19].

Практические приложения полученных результатов

Описанный СВЧ модуль может найти практическое применение наряду с широко известными плазмотронами, принцип работы которых основан на использовании явления

СВЧ пробоя в коаксиальной линии в газовой среде. Высокотемпературный факельный разряд, возбужденный на конце однопроводной линии, может быть применен для экспериментов по поджигу плазмы, изучения свойств металлов, диэлектриков и полупроводниковых структур, напыления тонких пленок, утилизации отходов, в частности, для поджига водугольного топлива в топочных устройствах котельных малой энергетики и т. д.

Выводы

Анализ полученных экспериментальных данных позволяет установить особенности распространения волны вдоль линии передачи в режиме разряда:

а) после возникновения факельного разряда потери в однопроводной линии на излучение снижаются и большая часть энергии передается в разряд как в нагрузку посредством поверхностной электромагнитной волны. Вследствие этого на конце линии создается высокая напряженность электромагнитного поля и происходит пробой с образованием факельного разряда;

б) в процессе переноса энергии от источника возбуждения к нагрузке (факельному разряду) поверхность проводника накаляется до высокой температуры и от этого покрывается окалиной. Это осложняет повторное возбуждение разряда (возможно, сложности эти подобны тем, которые связаны с «захватом» плазмон-поляритона в оптическом диапазоне [21 – 23]). Разогрев поверхности проводника, приводит к его испарению и появлению на границе раздела «металл-воздух» термоэлектронов [28, 29];

в) при напылении оксидно-металлической пленки на заземленную металлическую подложку расход материала, а также яркостная температура распыления и горения (окисления) проводника однопроводной линии определяются его свойствами и мощностью накачки.

Авторы выражают благодарность проф. А. А. Булгакову за интерес к работе и плодотворные обсуждения полученных результатов.

Список литературы: 1. Sommerfeld A. Über die Ausbreitung der Wellen in der drahtlosen Telegraphie // Ann. D. Phys. 1909. № 28. P. 665-736. 2. Zennek J. Breeding of even electromagnetic waves along an even conducting surface and its relation to radiotelegraphy // Ann. D. Phys. 1907. № 23. P. 846-866. 3. Deibel J.A., Berndsen N., Wang K., Mittleman D.M. Frequency dependent radiation patterns emitted by THz plasmons on finite length cylindrical metal wires // Optics exp. 2006. V. 14, № 19. P. 72-87. 4. Mater S., Andrews S., Moreno M. Terahertz Surface Plasmon-Polariton Propagation and Focusing on Periodically Corrugated Metal Wires // Phys. Rev. Lett. 2006. № 97. P. 176-185. 5. Зуев В.С. Поверхностные поляритоны и плазмоны: спонтанное излучение атома вблизи тела малого размера. М.: РАН, ФИАН. Препринт № 3. 2006. 15 с. 6. Логачева Е.И., Макин В.С., Конс П. Роль поверхностных плазмон-поляритонов в поглощении излучения тонкими металлическими проволочками // Конф. «Прикладная оптика». Тез. докл. СПб, 2006. С. 191-195. 7. Goubau G. Surface waves and their application to transmission lines // J. Appl. Phys. – 1950. – № 21. – P. 1119-1128. 8. Байбаков В.И., Дацко В.Н., Кистович Ю.В. Экспериментальное обнаружение поверхностных электромагнитных волн Ценнека // Успехи физ. наук. – 1989. – № 4. – С. 722-724. 9. Efimov B. P., Kuleshov A. N., Khorunzhii M. O., Mos'pan L. P. The Properties of Microwave Discharge in the Goubau Line // High Temperature Apparatuses and Structures. 2008. V. 46, № 6. P.874-880. 10. Puzanov A.O., Khorunzhiy M.O., Kuleshov A.N. and Yefimov B.P. Research Results and Applications of Torch Discharge in the Goubau Line // IEEE Trans. on Plasma Science. 2011. V. 39, Issue 11, Part 1. P. 2878-2879. 11. Петер Г. Электронные лавины и пробой в газах. – М.: Мир, 1968. – 390 с. 12. Браун С. Элементарные процессы в плазме газового разряда. – М.: Гос. изд-во литературы в области атомной техники, 1961. – 324 с. 13. Мак-Дональд А. Сверхвысокочастотный пробой в газах. – М.: Мир, 1969. – 212 с. 14. Кириченко А.Я., Мартынюк С.П., Моторненко А.П., Скуратовский И.Г., Суворова О.А. Инициированный сферический СВЧ разряд при атмосферном давлении // Письма в ЖТФ. – 2002. – Т. 28, № 15. – С. 55-60. 15. Бардош Л., Лебедев Ю.А. Электронный шаровой СВЧ разряд. Феноменология и результаты зондовых измерений // ЖТФ. – 1998. – Т. 68, № 12. – С. 29-33. 16. Мосьпан Л.П. П-образная диафрагма в прямоугольном волноводе // Сб. науч. трудов ИРЭ НАН Украины. – 1996. – Т. 1. – С. 34-40. 17. Технология тонких пленок. – М.: Сов. радио, 1977. – 662 с. 18. Гершин Г.М. Радиоизмерения. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 358 с. 19. Айзенберг Г.З., Белоусов С.П., Жур-

енко Э.М. и др. Коротковолновые антенны. – М. : Радио и связь, 1985. – 536 с. 20. Вайнштейн Л. А. Электромагнитные волны. – М. : Сов. радио, 1957. – 584 с. 21. Князев Б.А., Кузьмин А.В. Поверхностные электромагнитные волны: от видимого диапазона до микроволн // Вестник Новосибирского государственного университета. Физика. – 2007. – Т. 2, вып. 1. – С. 108-122. http://www.phys.nsu.ru/vestnik/catalogue/2007/01/Vestnik_NSU_07T2V1_p108_p122.pdf. 22. Zayats A.V. and Smolyaninov I.I. Near-field Photonics: Surface Plasmon Polaritons and Localized Surface Plasmons // Journal of Optics A Pure and Applied Optics. – 2003. – V. 5, № 4. – S16-S50. 23. Либенсон М.Н., Яковлев Е.Б., Шандыбина Г.Д. Взаимодействие лазерного излучения с веществом (силовая оптика). Конспект лекций. Часть I. Механизмы поглощения и диссипации энергии в веществе. СПб : СПб ГУ ИТМО, 2005. 84 с. 24. Никольский В.В. Антенны. – М. : Связь, 1966. – 368 с. 25. Нейман М.С. // Известия электропромышленности слабого тока. – 1935. – № 7. – С. 38-48. 26. Капцов Н.А. Электроника. – М. : Гос. изд-во техн.-теоретич. лит-ры, 1956. – 460 с. 27. Шимони К. Электротехника. М.: Мир, 1964. 776 с. 28. Физический энциклопедический словарь. – М. : Сов. энциклопедия, 1984. – 994 с. 29. Физическая энциклопедия. – М. : Большая Российская энциклопедия, 1998. – 995 с.

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

Поступила в редколлегию 08.01.2013

О. М. БІТЧЕНКО, канд. техн. наук, Л. Б. МАКАРОВ, канд. техн. наук,
О. І. ЦОПА, д-р техн. наук, Г. Ф. КОНЯХІН, канд. техн. наук

НЕАЛГЕБРАЇЧНИЙ ДЕКОДЕР КОРИГУВАЛЬНИХ КОДІВ

Вступ

Висока вірогідність передачі інформації в цифрових каналах зв'язку забезпечується підвищенням їх завадостійкості, насамперед за рахунок використання завадостійкого (канально-го, коригувального, надлишкового) кодування. Розробка і практична реалізація так званих турбокодів дозволили впритул наблизитись до потенційної завадостійкості навіть при роботі в сильно зашумлених каналах передачі інформації [1]. Цьому сприяли значні досягнення в мікроелектроніці, які дали можливість створення досить потужних алгоритмів корекції помилок.

В той же час не втратили своєї значущості і більш короткі коди (Хеммінга, циклічні, БЧХ, Голея та ін.), які використовуються як автономно, так і в складі каскадних конструкцій. Серед схем декодерів особливе місце займають декодери Меггита з корекцією помилок, які виділяються простотою, універсальністю й ефективністю роботи [2].

Однак питання простоти реалізації кодеків і, насамперед, декодерів, забезпечення високих швидкостей обробки в них цифрової інформації і, тим самим, можливості використання їх у високошвидкісних цифрових каналах передачі і деякі інші питання, поки ще залишаються не повною мірою вирішеними і вимагають подальших досліджень.

Мета роботи – при достатньо простій схемі декодера розширити границю його використання та зменшити час обробки кодових слів, що дозволить суттєво збільшити швидкість передачі інформації по каналах зв'язку.

Основна частина

Відповідно до теореми Шеннона для дискретного каналу з завадами, ймовірність помилки при передачі даних по каналу зв'язку може бути якою завгодно малою величиною при виборі відповідного методу кодування сигналу, тобто завада не накладає суттєвих обмежень на точність передачі даних. При цьому достовірність переданої інформації по каналу зв'язку (рис. 1) може бути забезпечена застосуванням кодера та декодера коригувальних кодів.



Рис. 1

На вхід кодера подається інформаційна послідовність $i(x)$, довжини k , яку кодер перетворює в послідовність коригувального коду $c(x)$, довжини n , згідно до правил кодування, причому $n > k$. З каналу зв'язку на декодер надходить кодове слово $v(x)$, уражене помилками ($e(x)$ – вектор помилок).

Неалгебраїчний декодер коригувальних кодів (рис. 2) містить пристрій розв'язки вхідних сигналів, синдромний регістр зсуву зі зворотними зв'язками, логічний блок перевірки синдромів за заданими критеріями, буферний n -розрядний регістр зсуву, модифікатор синдрому, коректор помилок та три ключі K_2 , K_2 і K_3 .

1

На цьому, останньому циклі роботи, функціонування декодера залежить від способу формування кодових слів.

А. У випадку формування кодового слова систематичним методом ключ К1 замкнутий, ключ К2 розімкнений, вихідний ключ К3 замкнений протягом перших k тактів, пропускаючи на "Вихід" інформаційну групу $i(x)$, після чого розмикається.

Б. У випадку формування кодового слова несистематичним методом, починаючи з $(n-k)$ -го такту цього циклу розмикається ключ К1, а ключі К2 та К3 замикаються. При цьому, з виходу T_{n-k} буферного регістра зсуву подається прийнята кодова послідовність $c(x)$ з виправленими помилками на вхід синдромного регістра, а з виходу першого тригера цього регістра знімається виділена інформаційна послідовність $i(x)$, яка і передається на "Вихід".

Наприкінці 3-го циклу роботи регістри обнуляються, і декодер готовий до обробки чергового кодового слова, можливо, перекрученого перешкодами в каналі зв'язку.

Розглянемо роботу синдромного регістра зсуву і всього декодера на конкретному прикладі при обробці кодового слова блокового коду Голея.

Коди Голея належать до алгоритмів, що використовують кінцеві випадкові групи для кодування даних. Існують два різних типи кодів Голея, бінарний і троїчний. Бінарна версія відноситься до класу $(23,12,7)$, де $n=23$, $k=12$, з мінімальною кодовою відстанню $d_{\min}=7$. Ця версія може знайти і виправити всі трьохбітні помилки. З додаванням біта парності вийде бінарний код Голея $(24,12,8)$. Цей розширений код Голея може знайти всі чотирьохбітні помилки і виправити всі трьохбітні помилки. Троїчний код Голея відноситься до класу $(11,3,5)$ і може знайти і виправити всі 2-бітні помилки.

Приймемо, що на передавальній стороні кодове слова бінарного коду Голея $(23,12,7)$ формуються кодером несистематичним способом, тобто

$$c(x) = i(x) \cdot g(x). \quad (1)$$

Кодуванню підлягало інформаційне повідомлення

$$i(x) = x^{11} + x^3, \quad (2)$$

або у векторному виді $I=100000001000$.

Утворюючий поліном $g(x)$ для цього коду має вид [2, с. 89]

$$g(x) = x^{11} + x^{10} + x^6 + x^5 + x^4 + x^2 + 1. \quad (3)$$

Кодове слово, яке надійде на вхід декодера для взятого $i(x)$, без ураження перешкодами, прийме значення

$$\begin{aligned} c(x) &= i(x) \cdot g(x) = (x^{11} + x^3)(x^{11} + x^{10} + x^6 + x^5 + x^4 + x^2 + 1) = \\ &= x^{22} + x^{21} + x^{17} + x^{16} + x^{15} + x^{14} + x^{11} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + x^3, \end{aligned} \quad (4)$$

або у векторному виді $C=11000111100101110101000$.

Нехай поліном помилок дорівнює

$$e(x) = x^{19} + x^{16} + x, \quad (5)$$

що відповідає вектору $E = 0001001000000000000010$. Тоді кодове слово (4), уражене завадами (4), буде мати вид

$$v(x) = c(x) \oplus e(x) = x^{22} + x^{21} + x^{19} + x^{17} + x^{15} + x^{14} + x^{11} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + x^3 + x, \quad (6)$$

або у векторному виді

$$V = C \oplus E = 11010101100101110101010. \quad (7)$$

Тут виділені жирним шрифтом біти помилок.

Структура синдромного регістра зсуву для цього випадку наведена на рис. 3. Принципи побудови логічних блоків перевірки синдромів за заданими критеріями описані в [3].

Вхід $v(x)$

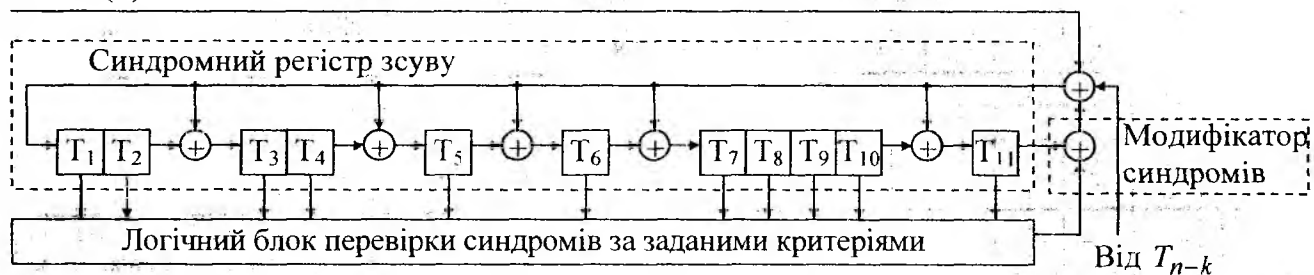


Рис. 3

Зі схеми видно, що розташування зворотних зв'язків синдромного регістра зсуву повністю визначається структурою утворюючого поліному $g(x)$ цього коду, що має вид (3).

Відомо [2], що код Голя здатний виправляти всі помилки кратністю t

$$t \leq \frac{d_{\min} - 1}{2} = \frac{7 - 1}{2} = 3. \quad (8)$$

Розглянемо випадок з максимальним числом помилок – 3 у сформованому кодовому слові.

Далі роботу синдромного регістра зсуву й декодера зручно наочно розглянути за допомогою просторово-часової діаграми (ПЧД) наведеній в табл.1, яка розроблена для взятих за приклад $i(x)$, $c(x)$, $e(x)$, $v(x)$. У кожному полі по горизонталі відкладені осередки регістрів (координати простору), по вертикалі - такти й цикли роботи (координати часу). Розглянутий декодер обробляє кодові слова коду Голя за три цикли роботи з 23 (n) тактів кожний.

В табл. 1 показане послідовне надходження в синдромний регістр зсуву протягом 1-го циклу вхідного кодового слова $v(x)$, що має три помилки (їх позиції відзначені жирним шрифтом) і процес формування в ньому синдрому $s(x)$.

Таблиця 1

Цикли	Такти	$V(x)$	(n-k) осередків синдромного регістру (* - місця підключення зворотних зв'язків)											Вихід ЛБПС	Коментарі		
			T_1^*	T_2	T_3^*	T_4	T_5^*	T_6^*	T_7^*	T_8	T_9	T_{10}	T_{11}^*				
Вихідний стан			0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0		
1-й цикл роботи декодера	1	1	1		1		1	1	1					1		Ключ К1 розімкнутий, а тому стан синдромного регістра не аналізується. 2. На 23-му такті синдромний регістр не обнулився $s(x) \neq 0^1$, що свідчить про те що в прийнятій послідовності мають помилки.	
	2	1		1		1		1	1	1							
	3	0			1		1		1	1	1						
	4	1	1		1	1	1		1	1	1	1	1	1			
	5	0	1	1	1	1			1	1	1	1	1				
	6	1	1	1		1		1	1	1	1	1	1				
	7	0		1	1		1		1	1	1	1	1	1			
	8	1			1	1		1		1	1	1	1	1			
	9	1				1	1		1		1	1	1	1			
	10	0	1		1				1	1		1					
	11	0		1		1				1	1			1			
	12	1			1		1				1	1					
	13	0				1		1				1	1				
	14	1					1		1				1				
	15	1						1		1							
	16	1	1		1		1	1			1			1			
	17	0	1	1	1	1	1					1	1				
	18	1		1	1	1	1	1					1				
	19	0	1			1								1			

Цикли	Такти	V(x)	(n-k) осередків синдромного регістру (* - місця підключення зворотних зв'язків)											Вихід ЛБПС	Коментарі			
			T ₁ *	T ₂	T ₃ *	T ₄	T ₅ *	T ₆ *	T ₇ *	T ₈	T ₉	T ₁₀	T ₁₁ *					
	20	1		1			1											
	21	0			1			1										
	22	1	1		1	1	1	1							1			
	23	0	1	1	1	1									1			
2-й цикл роботи декодера	24		1	1		1		1	1					1			1. На 44-му такті виконана умова спрацювання логічного блоку перевірки синдромів, що означає необхідність виправлення 1-ї помилки в буферному регістрі. 2. Умовою спрацювання логічного блоку є наявність логічної одиниці в старшому розряді регістра, але при цьому сума одиниць в усіх розрядах не повинна перевищувати трьох.	
	25		1	1				1		1				1				
	26		1	1			1	1			1			1				
	27		1	1			1					1	1					
	28		1	1			1		1									
	29			1	1				1		1							
	30				1	1				1		1						
	31					1	1				1		1					
	32						1	1				1		1				
	33		1		1		1		1				1	1				
	34		1	1	1	1	1		1									
	35			1	1	1	1	1		1								
	36				1	1	1	1	1		1							
	37					1	1	1	1	1		1						
38						1	1	1	1	1				1				
39		1		1		1				1	1	1	1					
40		1	1	1	1	1		1			1	1						
41			1	1	1	1	1		1			1	1					
42		1			1						1							
43			1			1						1						
44				1			1							1	1			
45					1			1										
46						1			1									
3-й цикл роботи декодера	47							1			1							
	48								1			1						
	49									1				1	1		1. На 49-му та 52-му тактах виконана умова спрацювання логічного блоку перевірки синдромів, що означає необхідність виправлення відповідно 2-ї та 3-ї помилки в буферному регістрі.	
	50										1							
	51											1						
	52												1	1				
	53																	
	54																	
	55																	
	56																	
	57																	
	58		1		1		1	1	1						1			
	59			1		1		1	1	1								
	60				1		1		1	1	1							
61					1		1		1	1	1							
62						1		1		1	1	1						
63							1		1		1	1						
64								1		1		1						
65									1		1							
66		1		1		1	1	1		1								
67			1		1		1	1	1		1							
68				1		1		1	1	1				1				
69					1		1		1	1	1							

$$i(x) = x^{11} + x^3 = 100000001000$$

В табл. 2 показано послідовне надходження в буферний регістр вхідного кодового слова $v(x)$, що має три помилки і процес їх виправлення. Процес початкового заповнення регістра в першому циклі роботи декодера у таблиці не показано.

Таблиця 2

Цикл	Такт	ЛБ	Буферний регістр																						
			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
1	23	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	1
2	24	0	1		1		1		1		1	1	1		1		1	1	0	1		1		1	
	25	0	1	1		1		1		1	1	1		1		1		1	1	0	1		1		
	26	0		1	1		1		1		1	1	1		1		1		1	1	0	1		1	
	27	0	1		1	1		1		1		1	1	1		1		1		1	1	0	1		
	28	0		1		1	1		1		1		1	1	1		1		1		1	1	0	1	
	29	0	1		1		1	1		1		1	1	1		1	1	1		1		1	1	0	
	30	0	0	1		1		1	1		1		1	1	1		1	1	1		1		1	1	
	31	0	1	0	1		1		1	1		1	1	1		1	1	1	1		1		1	1	
	32	0	1	1	0	1		1		1	1		1	1	1		1	1	1	1		1		1	
	33	0		1	1	0	1		1		1	1		1	1		1		1	1	1		1	1	
	34	0			1	1	0	1		1		1	1		1	1		1		1	1	1		1	
	35	0	1			1	1	0	1		1		1	1		1	1		1	1	1		1	1	
	36	0		1			1	1	0	1		1	1	1		1	1		1	1	1		1	1	
	37	0	1		1		1	1	0	1		1		1	1	1		1	1	1		1	1	1	
	38	0	1	1		1		1	1	0	1		1	1	1	1		1	1	1		1	1	1	
	39	0	1	1	1		1		1	1	0	1		1	1	1	1		1	1	1		1	1	
	40	0		1	1	1		1		1	1	0	1		1	1	1		1	1		1	1	1	
	41	0	1		1	1	1		1		1	1	0	1		1	1		1	1		1	1	1	
	42	0		1		1	1	1		1		1	1	0	1		1	1		1	1		1	1	
	43	0	1		1		1	1	1		1		1	1	0	1		1	1	1		1	1	1	
	44	1		1		1		1	1	1		1		1	1	0	1		1	1		1	1	1	
	45	0	0		1		1		1	1	1		1		1	1	0	1		1	1		1	1	
	46	0		0		1		1		1	1	1		1		1	1	0	1		1		1	1	
3	47	0	1		0		1		1		1	1	1		1		1	1	0	1		1		1	
	48	0	1	1		0		1		1	1	1		1		1		1	1	0	1		1	1	
	49	1	0	1	1		0		1		1	1	1		1		1		1	1	0	1		1	
	50	0	0		1	1		0		1		1	1	1		1		1		1	1	0	1		
	51	0	0	0		1	1		0		1		1	1	1		1		1		1	1	0	1	
	52	1	1		0		1	1		0		1		1	1	1		1		1		1	1	0	
	53	0	1	1		0		1	1		0		1		1	1	1		1		1		1	1	
	54	0	1	1	1		0		1	1		0		1		1	1	1		1		1		1	
	55	0	1	1	1	1		0		1	1		0		1	1	1	1		1		1		1	
	56	0	0	1	1	1	1		0		1	1		0		1	1	1	1		1	1		1	
	57	0	0		1	1	1	1		0		1	1		0		1	1	1	1		1	1	1	
	58	0	1		1	1	1	1		0		1	1		0		1	1	1	1		1	1	1	
	59	0	0	1		1	1	1	1		0		1	1		0		1	1	1		1	1	1	
	60	0	1		1		1	1	1		0		1	1		0		1	1	1		1	1	1	
	61	0	1	1		1		1	1	1		0		1	1		0		1	1		1	1	1	
	62	0	1	1	1		1		1	1	1		0		1	1		0		1	1		1	1	
	63	0	0	1	1	1		1		1	1	1		0		1	1		0		1	1		1	
	64	0	1		1	1	1		1		1	1	1		0		1	1		0		1	1		
	65	0	0	1		1	1	1		1		1	1	1		0		1	1		0		1		
	66	0	1		1		1	1	1		1		1	1	1		0		1	1		0			
	67	0	0	1		1		1	1	1		1		1	1	1		0		1	1		0		
	68	0	0	0	1		1		1	1	1		1		1	1	1		0		1	1			
	69	0	0	0	0	1	0	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1

$$c(x) = x^{22} + x^{21} + x^{17} + x^{16} + x^{15} + x^{14} + x^{11} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + x^3 =$$

$$= 11000111100101110101000$$

Як видно з табл. 2, на 69-му такті в буферному регістрі сформоване прийняте кодове слово $c(x)$ з виправленими помилками в відмічених розрядах. Крім того, при необхідності використання кодового слова при подальшій обробці його можна зняти в послідовному коді з першого тригера цього регістра починаючи з 47-го такту.

Висновки

1. Запропонований декодер значно спрощений за рахунок відсутності пристрою виділення $i(x)$ з $c(x)$. Він універсальний, тому що дозволяє обробляти кодові слова, сформовані як систематичним, так і несистематичним методами.

2. Запропонований декодер має широку область застосування, оскільки може бути реалізований замість будь-якого неалгебраїчного декодера, що має у своєму складі синдромний регістр зсуву зі зворотними зв'язками й призначеного, насамперед, для обробки кодових слів, сформованих несистематичним методом.

3. Запропонований декодер не сповільнює процес обробки кодових слів і швидкість передачі їх по каналу зв'язку, тому що виділення інформаційної групи $i(x)$ відбувається в межах 3-го циклу роботи, який і так необхідний для виконання основної функції – декодування.

Список літератури: 1. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки ; пер. с англ. – М. : Мир, 1986. – С.164. – Рис. 6.17. – 576 с. 2. Кларк Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи ; пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1987. – 392 с. 3. Макаров Л. Б., Битченко А. Н., Коняхин Г. Ф., Коваленко Н. А. Синтез инверсных пороговых схем для реализации в неалгебраических декодерах корректирующих кодов // Системи обробки інформації. – 2011. - Вип. 8 (98). – С.87-92.

*Харківський національний
університет радіоелектроніки*

Надійшла до редколегії 12.01.2013

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ НА КАЧЕСТВО ФОРМИРОВАНИЯ КВАДРАТУРНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ДЛЯ НЕКОТОРЫХ СИГНАЛОВ

Введение

Современные системы связи, как проводные, так и использующие в качестве среды передачи радиоканал, характеризуются высокой скоростью передачи. С целью снижения битовых ошибок в процессе цифровой обработки принятых колебаний широко используется квадратурная обработка. Поэтому качественное восстановление квадратурной составляющей – актуальная и достаточно сложная научная задача. Подтверждением этому является:

- разработка и внедрение специализированных микропроцессоров для восстановления квадратурной составляющей;
- в некоторых скоростных мобильных системах связи организуется дополнительный канал для передачи этой составляющей;
- широкое использование этой составляющей в проводных системах связи, в том числе и оптоволоконных (например, Ethernet со скоростью передачи более 1 Гбит/с).

В зависимости от характера регистрируемых данных для повышения качества их цифровой обработки целесообразно использовать различные алгоритмические процедуры или программно-аппаратные средства. Краткий анализ и характеристика возможных подходов к решению указанной задачи представлена на рис. 1 [1]. Заметим, что анализ и характеристика проведены на основе использования перевода работ Н.Е. Хуанга, выполненного профессором А.В. Давыдовым (см. персональный сайт: prodav.narod.ru). При этом открытым остается вопрос выбора частоты дискретизации принятого колебания. В большинстве известных работ [2 – 4] по цифровой обработке сигналов авторы рекомендуют выбирать частоту дискретизации равной $2 \cdot f_o$, где f_o – верхняя (несущая) частота регистрируемого колебания. Некоторые авторы рекомендуют выбирать частоту дискретизации немного выше частоты Найквиста и указывают пределы, например, $f_d = (2,1, \dots, 2,4) \cdot f_o$ [5]. Более конкретные требования к частоте дискретизации предъявляются при использовании преобразования Фурье [6]. В этом случае, частота дискретизации и объем выборки определяют спектральное разрешение в процессе обработки. В [7] указано, что на практике для повышения точности процедур обработки частоту дискретизации берут в несколько раз выше частоты Котельникова. В ряде работ авторы рекомендуют выбирать $f_d \gg f_o$.

Заметим, что выбор $f_d \gg f_o$ связан со значительным ростом вычислительных затрат при реализации тех или иных процедур цифровой обработки сигналов и ограничениями на их реализацию в реальном масштабе времени.

В [8] исследовано влияние частоты дискретизации при формировании квадратурной составляющей фазоманипулированного сигнала при наличии аддитивной помехи с помощью преобразований Гильберта и Гильберта – Хуанга. Заметим, что анализ выполнен для двух крайних вариантов, с точки зрения характеристик обрабатываемых данных (см. рис.1). Вместе с тем, за пределами рассмотрения остались сигналы со случайной начальной фазой и не оценено влияние мультипликативных помех, что и является целью исследований данной статьи.

Здесь же необходимо дать пояснение относительно преобразования Гильберта – Хуанга, которое предложено в конце прошлого столетия в [1, 9,10] и не так широко используется в процедурах цифровой обработки данных. По заявлениям авторов преобразование Гильберта – Хуанга ориентировано на обработку нелинейных и нестационарных сигналов. Его разработка была мотивирована потребностью подробно описать нелинейные нестационарные

сигналы с помощью адаптивного базиса. Преобразование включает два этапа: разложение исходного сигнала на основе эмпирического метода и спектральный анализ Гильберта полученных составляющих. Эмпирический метод итерационный и необходим для выделения из исходного сигнала существенных модовых функций.

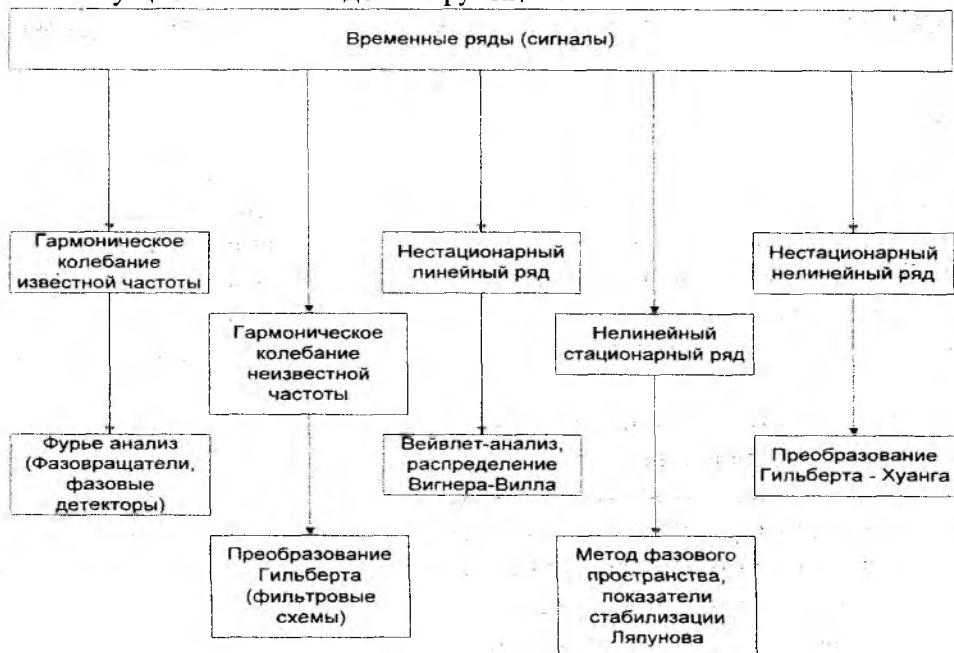


Рис. 1

Основная задача первого этапа – отсеять при необходимости первую (шумовую) модовую функцию, которая не несет значительного количества полезной информации, а содержит шумовые составляющие. На втором этапе к оставшимся модовым функциям последовательно применяется преобразование Гильберта, а его результаты суммируются. Заметим, что при обработке всех модовых функций результат преобразования совпадает с преобразованием Гильберта.

Таким образом, объектом исследования – процесс формирования квадратурной составляющей с помощью преобразований Гильберта и Гильберта – Хуанга для сигналов со случайной начальной фазой или в условиях воздействия мультипликативных помех.

Постановка задачи и методика проведения исследований

Для получения достоверных результатов исследования необходимо иметь адекватную модель регистрируемых сигналов. Как и в [8], в качестве регистрируемого сигнала будем использовать фазоманипулированный сигнал, у которого будет случайным образом изменяться начальная фаза (φ_{oi}) в заданном диапазоне или воздействовать мультипликативная помеха. Здесь $i = 1, \dots, N$ – номер дискреты анализируемого сигнала, а N – количество анализируемых дискрет. При этом φ_{oi} будет изменяться по равномерному закону в пределах от 0 до φ_{∂} , где φ_{∂} – максимальное значение начальной фазы, которое в проводимых исследованиях будет варьированной величиной.

Первая часть исследований будет связана с формированием в среде MatLab следующего сигнала, который при дискретном (цифровом) представлении имеет вид

$$u_i = A_i \cdot \exp\{j \cdot [2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot (i-1) / f_d + \varphi_{mi} + \varphi_{oi}]\} \quad (1)$$

где A_i – амплитуда и f_o – несущая частота сигнала, f_d – частота дискретизации, а φ_{mi} – модулирующая последовательность (переносчик информации). Относительно f_d следует

сделать следующее замечание, $f_d = n \cdot f_o$, где $n \geq 2$ – некоторый коэффициент, который определяет частоту дискретизации и будет являться изменяемой величиной.

Имея последовательность u_i в среде MatLab можно получить реальную

$$U_i = \text{Re}[u_i] \quad (2)$$

и квадратурную (мнимую)

$$K_i = \text{Im}[u_i] \quad (3)$$

составляющие аналитического узкополосного сигнала, которые будут использоваться при проведении исследований в качестве эталонных данных.

Дальнейшим преобразованиям (цифровой обработке) подвергалась последовательность U_i . В качестве преобразований, как указано выше, использовались преобразования Гильберта и Гильберта-Хуанга и по их результатам формировалась последовательность \hat{K}_i , которая в последующем сравнивалась с эталонной последовательностью K_i . В качестве критерия качества формирования квадратурной составляющей использовались: η – «нормированная невязка» и k – коэффициент корреляции. Для расчета η использовалось следующее соотношение

$$\eta = \frac{\sum_{i=1}^N (K_i - \hat{K}_i)^2}{N} \quad (4)$$

Для расчета коэффициента корреляции использовалось следующее соотношение

$$\zeta = \frac{\sum_{i=1}^N (K_i - K_{cp}) \cdot (\hat{K}_i - \hat{K}_{cp})}{\sum_{i=1}^N (K_i - K_{cp})^2 \cdot (\hat{K}_i - \hat{K}_{cp})^2} \quad (5)$$

где K_{cp} , \hat{K}_{cp} – оценки математического ожидания анализируемых последовательностей.

Для исследования влияния мультипликативных помех вместо модели сигнала (1) использовалась следующая модель

$$u_i = r_i \cdot A_i \cdot \exp\{j \cdot [2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot (i-1) / f_d + \varphi_{mi}]\}, \quad (6)$$

где r_i – модулирующая последовательность, имеющая равномерное распределение в интервале от 0 до 1. Последующие операции обработки, аналогичны изложенным выше (см. соотношения 2, ..., 4).

Результаты исследования

Цифровой обработке подвергался фазоманипулированный сигнал с частотой несущего колебания 2500 Гц, а фаза на периоде изменялась на $\pi/2$. Для последующего сравнительного анализа на рис. 2 приведены «нормированная невязка» и коэффициент корреляции в зависимости от частоты дискретизации для аддитивной гауссовской помехи (среднее квадратическое отклонение равно 0.9, отношение сигнал/шум – 3.3 дБ). На рисунках сплошной линией (ряд 1) приведены результаты преобразования Гильберта, а штриховой линией (ряд 2) – преобразования Гильберта – Хуанга.

Заметим, что при использовании преобразования Гильберта – Хуанга исключалась из обработки первая модовая (шумовая) функция. Еще раз заметим, что при использовании всех модовых функций результаты анализируемых преобразований идентичны.

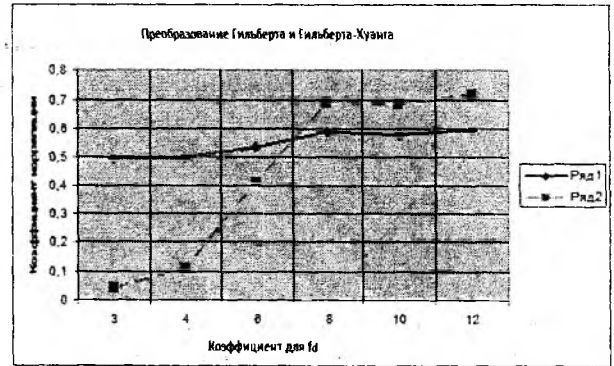
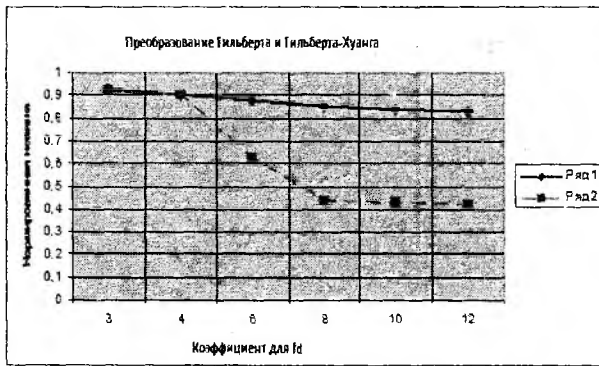


Рис. 2

Ниже на рис. 3 представлены указанные зависимости для сигнала со случайной фазой (см. модель сигнала (1)). Фаза изменялась в пределах от 0° до 180° . Здесь и далее при анализе сигналов со случайной фазой среднее квадратическое отклонение аддитивной гауссовской помехи было равно 0.1 (отношение сигнал/шум 17.5 дБ).

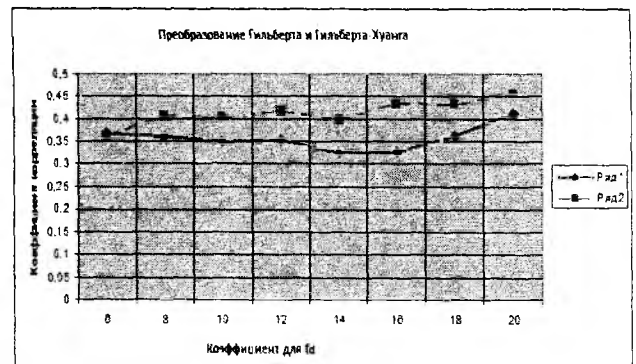
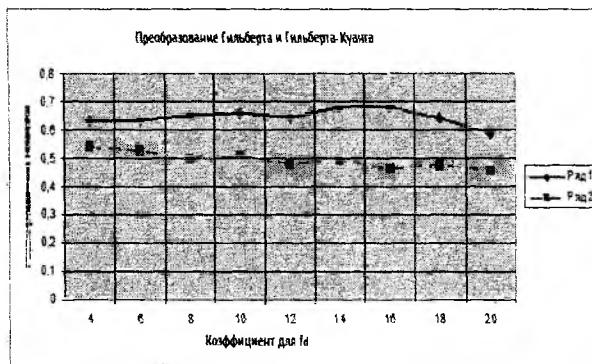


Рис. 3

Представленные зависимости свидетельствуют, что частота дискретизации должна примерно в семь раз превышать верхнюю частоту регистрируемого сигнала.

На рис. 4 и 5 пределы изменения случайной составляющей фазы в пределах от 0° до 90° и от 0° до 30° соответственно.

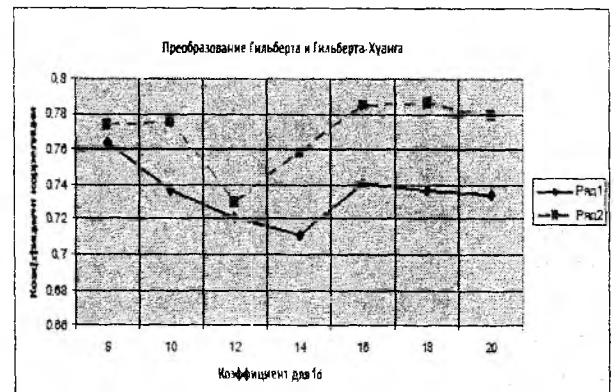
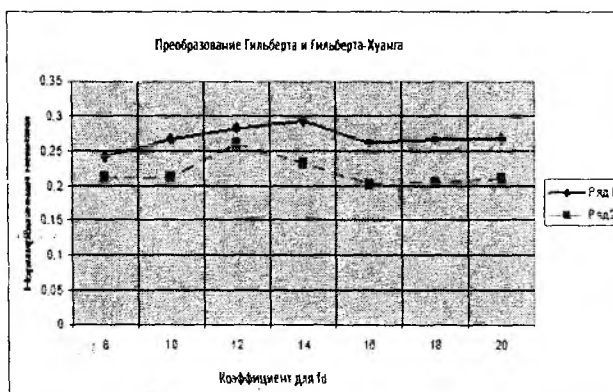


Рис. 4

Изменение фазы сигнала в пределах от 0° до 90° также является существенным и связано со значительным изменением структуры регистрируемого сигнала. Это приводит к тому, что требования к частоте дискретизации соответствуют выше рассмотренному случаю.

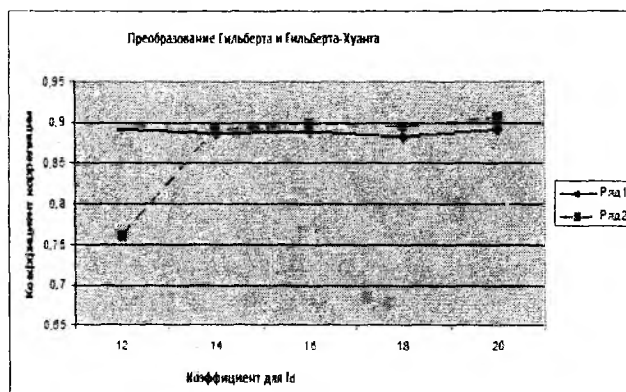
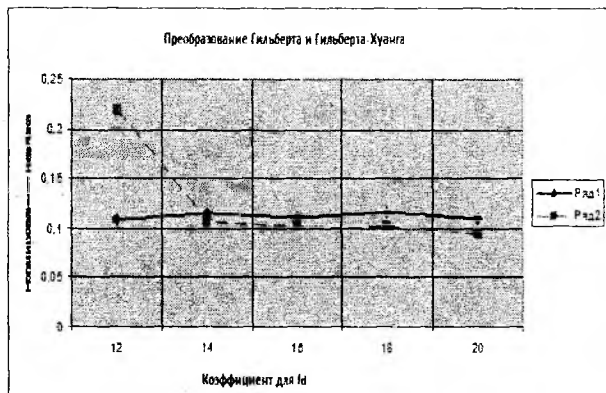


Рис. 5

Случайное изменение фазы сигнала в пределах от 0° до 30° не является существенным. Для преобразования Гильберта величина коэффициента n должна лежать в пределах 4, ..., 7. В этом случае будут получены приемлемые результаты по точности восстановления квадратурной составляющей. Для получения аналогичных результатов с помощью преобразования Гильберта-Хуанга (при исключении из обработки первой модовой функции) требования к частоте дискретизации регистрируемого сигнала значительно возрастают.

Теперь рассмотрим влияние мультипликативной помехи (см. модель сигнала, задаваемой соотношением (6)). Результаты цифровой обработки представлены на рис. 6.

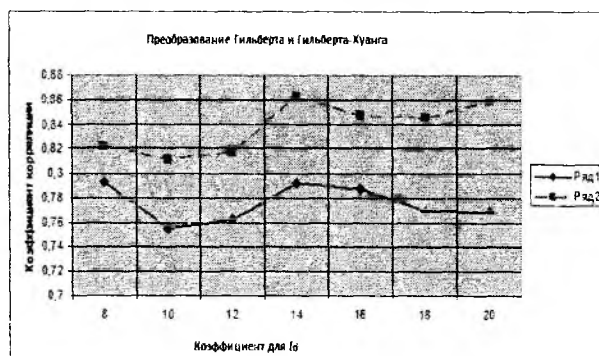
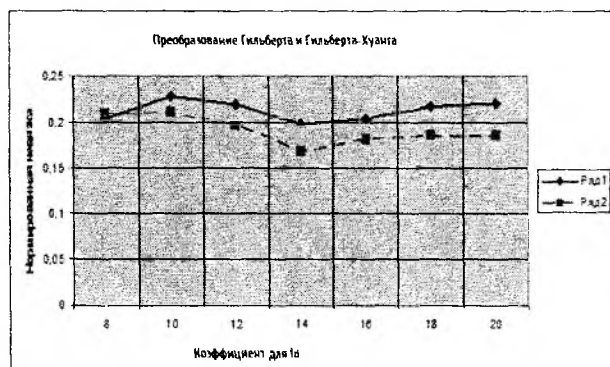


Рис. 6

Мультипликативная помеха существенно разрушает регистрируемый сигнал. При $n > 10$ результаты формирования квадратурной составляющей с помощью преобразования Гильберта – Хуанга являются более предпочтительными.

Выводы

Анализ представленных зависимостей свидетельствует об эффективности преобразования Гильберта-Хуанга при цифровой обработке в сложных условиях (низкое отношение сигнал/шум, значительное изменение фазы регистрируемого сигнала, наличие мультипликативных помех). В этих условиях частота дискретизации должна примерно в семь раз превышать верхнюю частоту регистрируемого сигнала.

В более простых условиях обработки, исключение из анализа первой модовой функции приводит к значительному повышению ($n > 10$) частоты дискретизации для получения результатов сравнимых с преобразованием Гильберта.

Дальнейшие исследования будут ориентированы на разработку автоматических процедур анализа условий исключения из обработки первой модовой функции для преобразования Гильберта – Хуанга.

Список литературы: 1. *The Hilbert-Huang transform and its applications* // editors, *Norden E. Huang, Samuel S.P. Shen*. – World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd. 5 Toh Tuck Link, Singapore 596224. Режим доступа: http://en.pudn.com/downloads173/sourcecode/math/detail805586_en.html 2. Бендат Дж. Прикладной анализ случайных данных: пер с англ. / Дж. Бендат, А. Пирсол : пер. с англ. под ред. И.Н. Коваленко. – М. : Мир, 1989. – С.540. 3. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение ; пер. с англ. Е.Г. Грозы. – М. : Изд. дом Вильямс, 2003. – С. 1104. 4. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов ; пер. с англ. А.А. Бритова. – М. : ООО «Бином-Пресс», 2006. – С. 656. 5. Частота дискретизации / Режим доступа : <http://digitalaudio.me/mbasics/digitalsound/20-vvedenie-v-digitalaudio-part1.html> Доступ 18.11.2012 6. Спектры и анализ / А. А. Харкевич. – М. : Либроком, 2007. – С. 89. 7. Обработка сигналов в радиотехнических системах ; под ред. А.П. Лукошкина. – Л. : Изд-во Ленингр. ун-та, 1987. – С.400. 8. Белоусова Е.Э. Анализ влияния частоты дискретизации на качество формирования квадратурной составляющей аналитического сигнала / Е.Э. Белоусова, Н.С. Пастушенко, О.Н. Пастушенко // Восточно-европейский журнал передовых технологий – 2013 – №1/9(61) – С.8-13. 9. *Huang N. E., Shen Z., Long S. R., Wu M. C., Shih H. H., Zheng Q., Yen N. C., Tung C. C., Liu H. H.* The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis // *Proc. R. Soc. London, Ser. A* – 1998. – No.454. – P. 903-995. 10. *Nuttall A. H.* On the quadrature approximation to the Hilbert Transform of modulated signal // *Proceedings of the IEEE*. – 1966. – No.54. – P. 1458-1459.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 20.01.2013

*А.Ю. ЛИПИНСКИЙ, канд. техн. наук, А.Н. РУДЯКОВА, канд. техн. наук,
В.В. ДАНИЛОВ, д-р техн. наук*

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ДИНАМИЧЕСКОГО ИЗМЕНЕНИЯ АРХИТЕКТУРЫ ОПТОЭЛЕКТРОННОЙ АКУСТООПТИЧЕСКОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СРЕДЫ

Введение

Оптические компьютерные системы, получившие достаточное распространение, в перспективе могут решить многие проблемы современной вычислительной техники [1, 2]. Одна из таких проблем – ограничение по количеству межсоединений полупроводниковых интегральных схем, может быть преодолена созданием объемных оптических межсоединений с последующим переходом к некогерентным оптическим вычислительным устройствам [3].

Оптоэлектронная акустооптическая вычислительная среда (ОАВС) [4], содержащая блоки памяти на основе фоторефрактивной обратимой запоминаящей среды (ФОЗС) [5] представляет собой аналог программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) с точки зрения структурной организации [6].

Конфигурирование архитектуры вычислительного устройства на основе ПЛИС осуществляется программированием соответствующих соединений между логическими блоками кристалла [7]. Проводя аналогию ПЛИС – ОАВС можно рассматривать запись дифракционных решеток, задающих конфигурацию объемных межсоединений в ФОЗС как динамическое изменение архитектуры ОАВС.

В статье предложен метод динамического изменения архитектуры ОАВС при помощи реконфигурирования оптических межсоединений каналов обработки данных. Сформулирована математическая модель и проведено моделирование процесса формирования объемных межсоединений ОАВС, рассмотрены ограничения метода.

Динамическое изменение архитектуры ОАВС реконфигурированием объемных межсоединений

В [8, 9] предложены электронные вычислительные системы, содержащие оптические функциональные блоки, обеспечивающие их повышенную производительность. Кроме того, в СБИС [8] допускается реконфигурация связей между логическими вентилями за счет перезаписи статической голограммы.

В ОАВС возможна организация объемных оптических межсоединений в виде матрицы многоканальных дефлекторов [10, 11], сформированной в ФОЗС. Устройство записи информации в фоторефрактивный кристалл содержит две пары акустооптических модуляторов, работающих по схеме параллельной дифракции на встречных акустических пучках, расположенных ортогонально друг к другу [12]. При этом конструкция высокопроизводительного оптоэлектронного вычислительного (НРОС) модуля, описанная в [13], реализуется с тем преимуществом, что вместо использования статичной голограммы, реконфигурирование ОАВС может производиться динамически.

На рис. 1 изображена двухъярусная ОАВС с динамически изменяемой архитектурой. Первый ярус выполняет булево тензорное умножение парафазных входных сигналов, генерируя набор минтермов, заданный конфигурацией межсоединений, в соответствии с принципом двойственности, согласно которому отрицание суммы логических переменных представляет собой, также, произведение их отрицаний. При этом результат логического сложения входных значений, поступающих от матрицы поверхностно-излучающих лазеров с вертикальным резонатором (VCSEL), и перенаправляемых матрицей многоканальных дефлекторов ФОЗС, формируется на выбранном элементе матрицы фотодетекторов, и интерпретируется как соответствующий минтерм.

Следующий ярус ОАВС реализует булево тензорное сложение минтермов первого яруса, генерируя сумму произведений, в соответствии с обобщенной теоремой цифровых вычислений Шеннона.

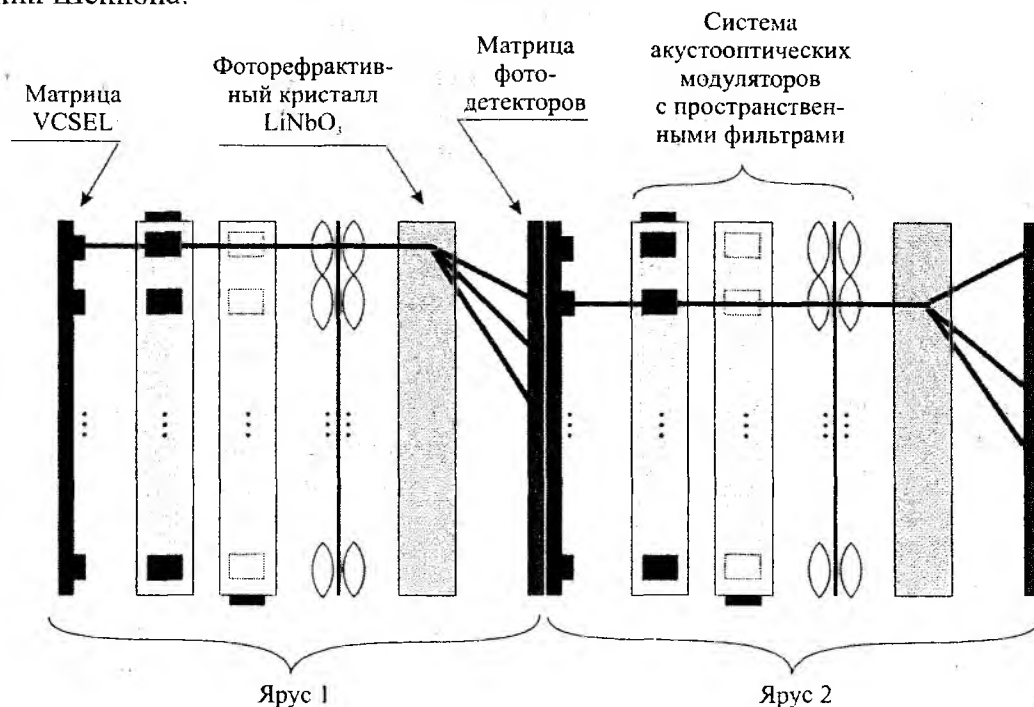


Рис. 1

Моделирование процесса формирования объемных межсоединений ОАВС

Рассмотрим систему акустооптических модуляторов (ярус 1 или ярус 2 ОАВС, рис. 1), которые работают по схеме параллельной дифракции на встречных акустических пучках (рис. 2).

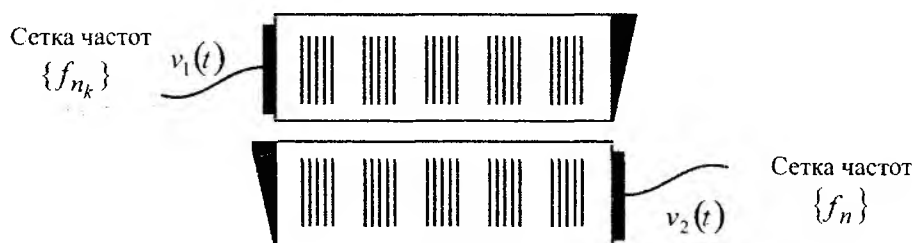


Рис. 2

В [12] показано, что, с учетом линзы и осевой диафрагмы, образующих пространственный фильтр, исключая 0-й порядок дифракции, интенсивность выходного оптического пучка $I_{вых}(x, t)$ определяется выражением

$$I_{вых}(x, t) = \left| j \frac{1}{2} \tilde{v}_1(t - x/V) + j \frac{1}{2} \tilde{v}_2(t + x/V - T) \right|^2, \quad (1)$$

где V – скорость звука в среде модулятора, $T = W/V$ – время распространения акустической волны в ячейке длиной W , $\tilde{v}_1(t)$ и $\tilde{v}_2(t)$ – аналитические сигналы, соответствующие электрическим сигналам $v_1(t)$ и $v_2(t)$. Для упрощения последующего анализа выражение (1) можно преобразовать к виду [14]:

$$I_{вых}(x, t) = \left(\frac{1}{4} \right) |\tilde{v}_1(t - x/V)|^2 + \left(\frac{1}{4} \right) |\tilde{v}_2(t + x/V - T)|^2 + \left(\frac{1}{2} \right) \text{Re} \left\{ \tilde{v}_1^*(t - x/V) \tilde{v}_2(t + x/V - T) \right\}. \quad (2)$$

Первые два слагаемых (2) при интегрировании в пределах достаточно большого промежутка времени обращаются в постоянные [14], а третье слагаемое, в зависимости от соотношений несущих частот $\tilde{v}_1(t)$ и $\tilde{v}_2(t)$, а также частот модулирующих сигналов, может представлять некоторое пространственное распределение интенсивности.

Пусть сигналы $v_1(t)$ и $v_2(t)$ определяются выражениями:

$$v_1(t) = b_1(t) \cos(2\pi f_0 t), \quad v_2(t) = b_2(t) \cos(2\pi f_0 t),$$

где $b_1(t)$ и $b_2(t)$ – модулирующие сигналы, f_0 несущая частота. Соответствующие аналитические сигналы можно записать как

$$\tilde{v}_1(t) = b_1(t) \exp(j2\pi f_0 t), \quad \tilde{v}_2(t) = b_2(t) \exp(j2\pi f_0 t).$$

Тогда для третьего слагаемого (2) получим

$$\left(\frac{1}{2}\right) \operatorname{Re} \left\{ \tilde{v}_1^*(t - x/V) \tilde{v}_2(t + x/V - T) \right\} = \left(\frac{1}{2}\right) \operatorname{Re} \left\{ b_1^*(t - x/V) b_2(t + x/V - T) \exp \left[i2\pi f_0 \left(\frac{2x}{V} - T \right) \right] \right\}. \quad (3)$$

При выборе сигналов $b_1(t) = b_2(t) = A$, где A – некоторое постоянное значение, выражение (3) примет вид:

$$\left(\frac{1}{2}\right) \operatorname{Re} \left\{ \tilde{v}_1^*(t - x/V) \tilde{v}_2(t + x/V - T) \right\} = \frac{1}{2} A^2 \cos \left[2\pi f_0 \left(\frac{2x}{V} - T \right) \right]$$

При этом распределение интенсивности $I_{\text{общ}}(x, t)$ запишется

$$I_{\text{общ}}(x, t) = I_t(x, t) + \frac{1}{2} A^2 \cos \left[2\pi f_0 \left(\frac{2x}{V} - T \right) \right], \quad (4)$$

где $I_t(x, t)$ – зависящая от времени компонента интенсивности, содержащая сумму зависящих от времени слагаемых $I_{\text{общ}}(x, t)$.

Как показано в [12], при освещении фоторефрактивного кристалла LiNbO_3 световым потоком с заданным пространственным распределением интенсивности в нем формируется соответствующий фазовый транспарант. Для выражения (4) этот фазовый транспарант будет представлять собой решетку с синусоидальным профилем штриха, с периодом, равным половине длины акустической волны на частоте f_0 .

Предположим, что в один из акустооптических модуляторов (рис. 2) подается многочастотный сигнал с составляющими f_1, f_2, \dots, f_N – сетка частот $\{f_n\}$. В другой АОМ подается сигнал, содержащий только некоторые из частот $\{f_n\}$, т.е. $f_{n_1}, f_{n_2}, \dots, f_{n_K}$ ($K \leq N$) – сетка частот $\{f_{n_k}\}$. В этом случае выражения для $v_1(t)$ и $v_2(t)$ примут вид:

$$v_1(t) = A \sum_{k=1}^K \cos(2\pi f_{n_k} t), \quad v_2(t) = A \sum_{n=1}^N \cos(2\pi f_n t).$$

Соответствующие $v_1(t)$ и $v_2(t)$ аналитические сигналы запишутся как:

$$\tilde{v}_1(t) = A \sum_{k=1}^K \exp(j2\pi f_{n_k} t), \quad \tilde{v}_2(t) = A \sum_{n=1}^N \exp(j2\pi f_n t).$$

Третье слагаемое в (2) будет:

$$\begin{aligned} & \left(\frac{1}{2}\right) \operatorname{Re} \left\{ \tilde{v}_1^*(t - x/V) \tilde{v}_2(t + x/V - T) \right\} = \\ & = \frac{A^2}{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \exp \left[j2\pi \left\{ (f_n - f_{n_k}) t + (f_n + f_{n_k}) \frac{x}{V} - f_n T \right\} \right] \right\} = \\ & = \sum I_{n_k = n} + \sum I_{n_k \neq n}, \end{aligned}$$

где $\sum I_{n_k=n}$ – суммарное распределение интенсивности для компонент с совпадающими частотами f_{n_k} и f_n :

$$\sum I_{n_k=n} = \frac{1}{2} A^2 \sum_{k=1}^K \cos \left[2\pi f_{n_k} \left(\frac{2x}{V} - T \right) \right],$$

$\sum I_{n_k \neq n}$ – суммарная интенсивность для компонент с несовпадающими частотами f_{n_k} и f_n , зависящая от времени:

$$\sum I_{n_k \neq n} = \frac{A^2}{2} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \begin{cases} \cos \left[2\pi \left\{ (f_n - f_{n_k})t + (f_n + f_{n_k})\frac{x}{V} - f_n T \right\} \right], & \text{при } n_k \neq n, \\ 0, & \text{при } n_k = n. \end{cases}$$

Таким образом, для многочастотных сигналов $v_1(t)$ и $v_2(t)$, выражение распределения интенсивности $I_{\text{вых}}(x, t)$ можно записать в виде

$$I_{\text{вых}}(x, t) = I_t(x, t) + \frac{1}{2} A^2 \sum_{k=1}^K \cos \left[2\pi f_{n_k} \left(\frac{2x}{V} - T \right) \right]. \quad (5)$$

На рис. 3 – 5 приведены результаты моделирования пространственного распределения интенсивности выходного светового пучка, полученные при помощи функциональной модели, построенной в пакете Simulink и аналогичной предложенной в [12], соответствующие четырехчастотному сигналу $v_2(t)$, и одночастотному $v_1(t)$ (рис. 3), двухчастотному $v_1(t)$ (рис. 4), или трехчастотному $v_1(t)$ (рис. 5).

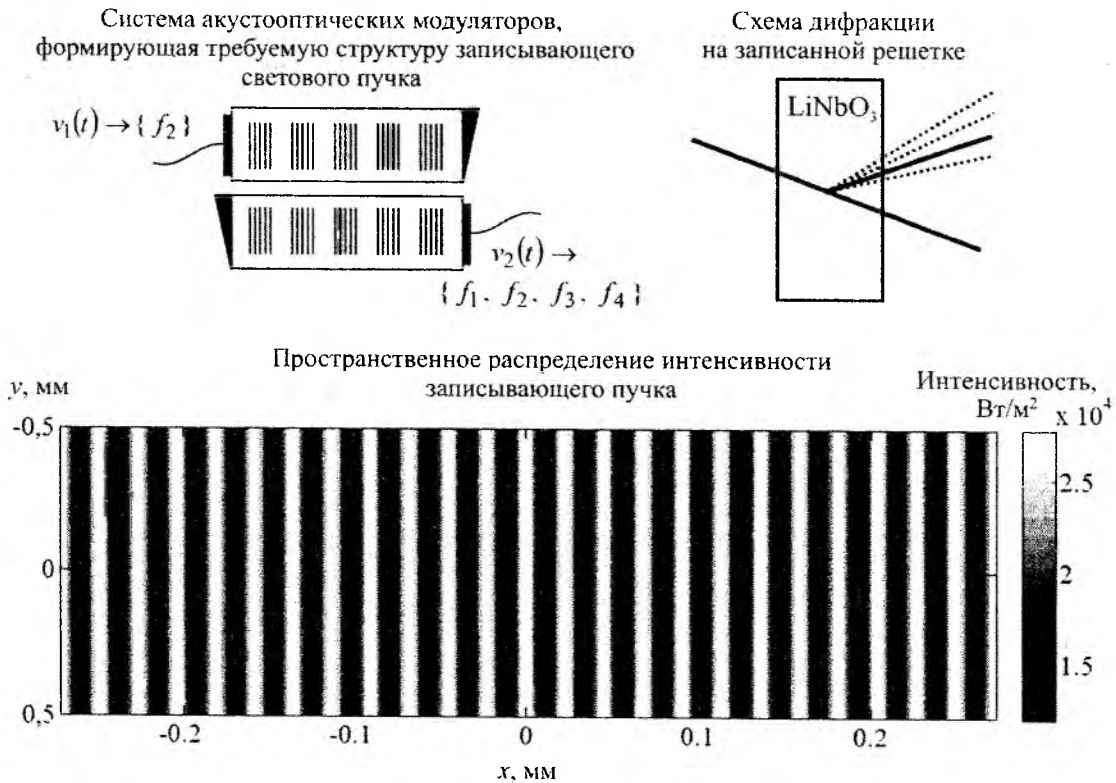


Рис. 3

Система акустооптических модуляторов, формирующая требуемую структуру записывающего светового пучка

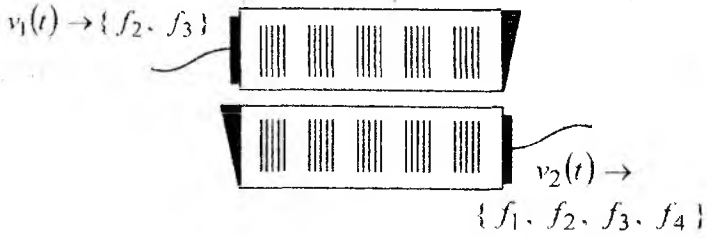
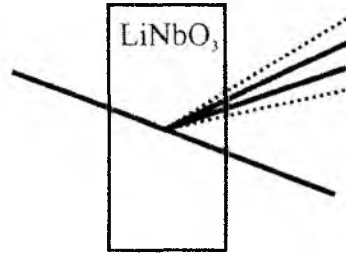


Схема дифракции на записанной решетке



Пространственное распределение интенсивности записывающего пучка

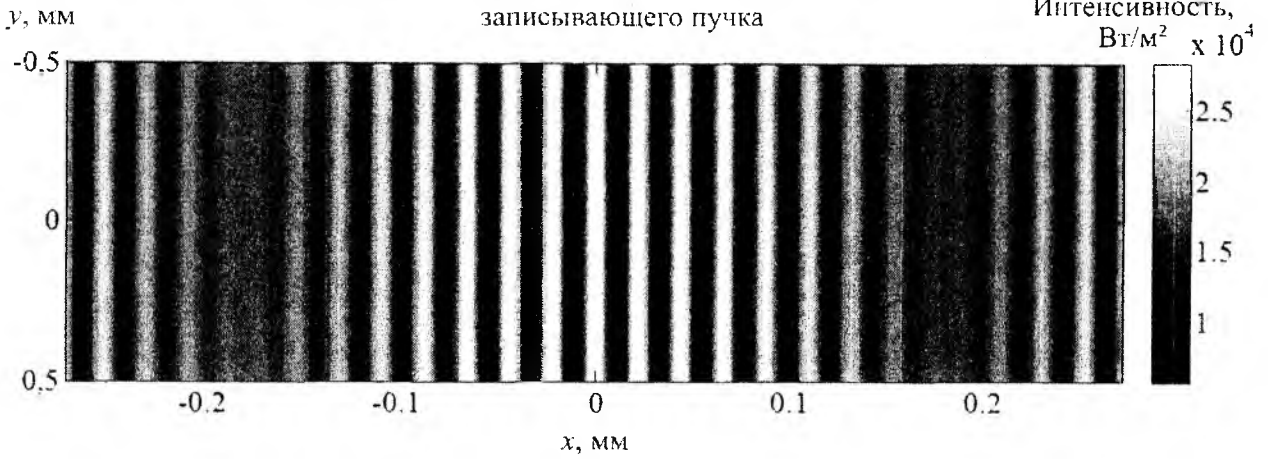


Рис. 4

Система акустооптических модуляторов, формирующая требуемую структуру записывающего светового пучка

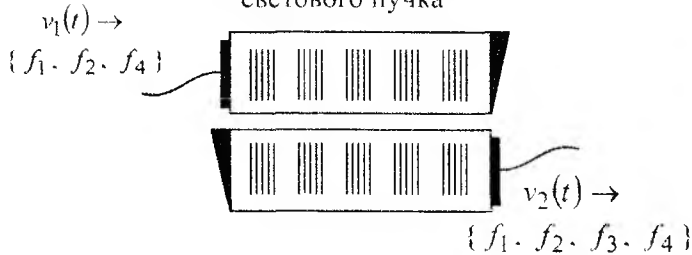
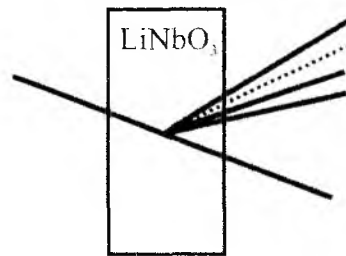


Схема дифракции на записанной решетке



Пространственное распределение интенсивности записывающего пучка

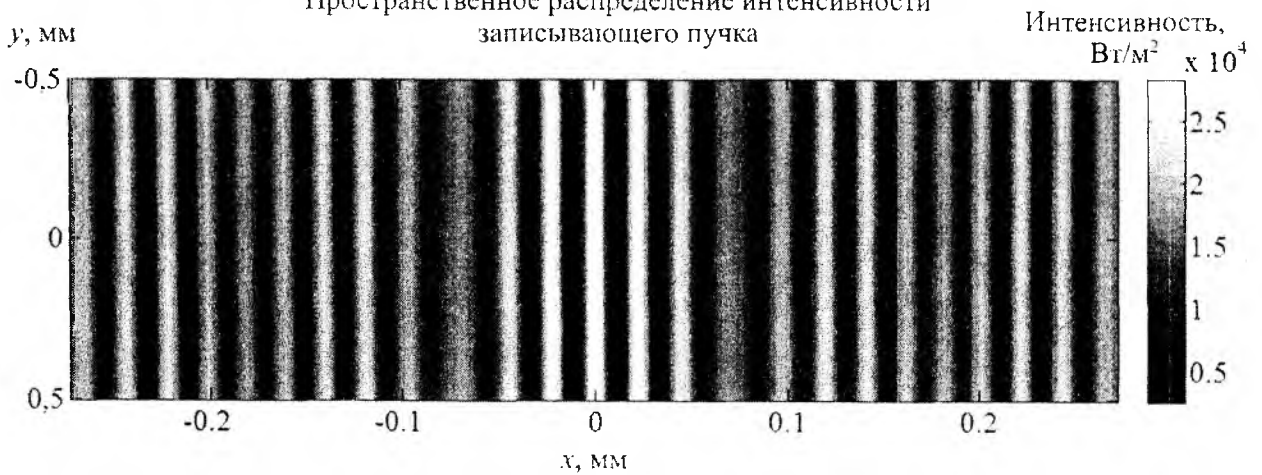


Рис. 5

Как видно из рисунков, результирующее распределение интенсивности можно задавать при помощи выбора нужных частотных компонент в сигнале $v_1(t)$, и, тем самым, выбирать необходимую конфигурацию оптических межсоединений в ФОЗС каждого из ярусов ОАВС. Соответствующие схемы дифракции на рис. 3 – 5 отображают реализацию одного (рис. 3), двух (рис. 4) и трех (рис. 5) межсоединений, в зависимости от частотного состава сигнала $v_1(t)$.

Ограничения метода

Для определения допустимой нестабильности частоты генераторов сигналов $v_1(t)$ и $v_2(t)$, а также возможного разрешения устройства по частоте, выполним анализ интенсивности выходного оптического пучка $I_{вых}(x, t)$ для компонент с несовпадающими частотами. Выражения для аналитических сигналов $\tilde{v}_1(t)$ и $\tilde{v}_2(t)$ запишем в виде:

$$\tilde{v}_1(t) = A \exp\{j2\pi f_0 t\}, \quad \tilde{v}_2(t) = A \exp\{j2\pi(f_0 + \Delta f)t\},$$

где Δf – разница в частотах сигналов $v_1(t)$ и $v_2(t)$. При этом, третье слагаемое (2) представим, как:

$$\begin{aligned} & \left(\frac{1}{2}\right) \operatorname{Re}\left\{\tilde{v}_1^*(t - x/V) \tilde{v}_2(t + x/V - T)\right\} = \\ & = \left(\frac{1}{2}\right) \operatorname{Re}\left\{A^2 \exp\left[i2\pi\left\{\Delta f \cdot t + (2f_0 + \Delta f)\frac{x}{V} - (f_0 + \Delta f)T\right\}\right]\right\} = \\ & = \frac{1}{2} A^2 \cos\left[2\pi\left\{\Delta f \cdot t + (2f_0 + \Delta f)\frac{x}{V} - (f_0 + \Delta f)T\right\}\right]. \end{aligned} \quad (6)$$

Распределение интенсивности выходного оптического пучка, с учетом (6), равно:

$$I_{вых}(x, t) = I_1(x, t) + \frac{1}{2} A^2 \cos\left[2\pi\left\{\Delta f \cdot t + (2f_0 + \Delta f)\frac{x}{V} - (f_0 + \Delta f)T\right\}\right], \quad (7)$$

в котором второе слагаемое представляет собой синусоидальное пространственное распределение, сдвигающееся со скоростью $V_{\Delta f}$:

$$V_{\Delta f} = \frac{\Delta f}{2f_0 + \Delta f} V. \quad (8)$$

При $\Delta f = 0$, выражение (8) также обращается в 0, а (7) – повторяет (4).

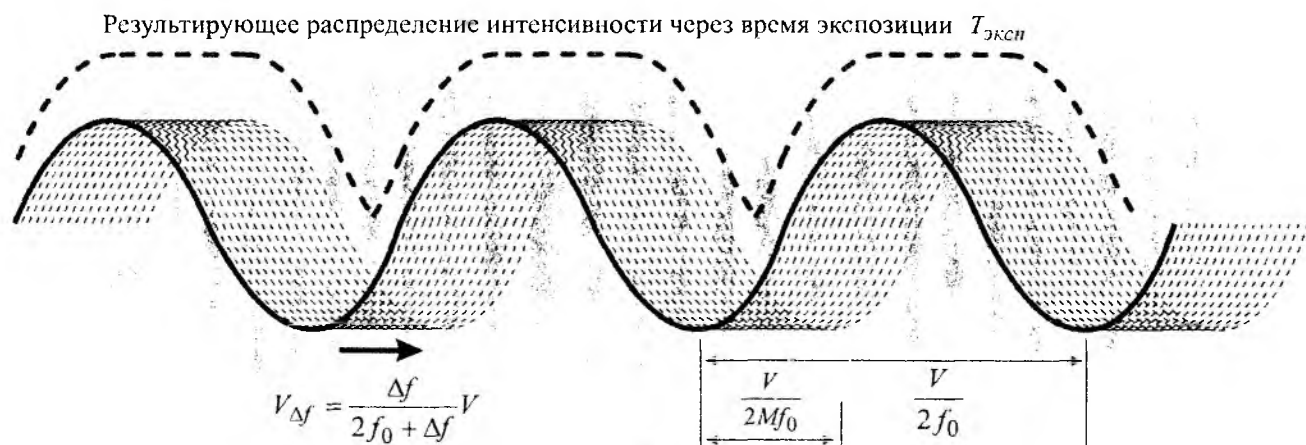


Рис. 6

Для определения допустимой нестабильности частоты потребуем, чтобы за время экспонирования $T_{\text{эксн}}$ картина распределения интенсивности смещалась не более, чем на M -ю долю периода записываемой решетки (рис. 6), т.е., не более, чем на $1/(2M)$ длины акустической волны на частоте f_0 . Тогда, с учетом (8), Δf должна удовлетворять следующему неравенству:

$$\Delta f \leq \frac{2f_0}{2Mf_0T_{\text{эксн}} - 1}. \quad (9)$$

Разрешающую способность по частоте f_h определим из условия такой разницы частот соседних каналов, которая обеспечивает взаимную засветку даже при нестабильности частоты генераторов. Таким образом, за время экспонирования $T_{\text{эксн}}$, картина распределения интенсивности должна смещаться больше, чем на два периода записываемой решетки, и f_h должна удовлетворять неравенству

$$f_h \geq \frac{2f_0}{f_0T_{\text{эксн}} - 1}. \quad (10)$$

Выводы

В современных FPGA каждый логический элемент может быть непосредственно связан с десятками соседних логических элементов, таким образом, вычисление функции многих переменных потребует эквивалентной схемы, состоящей из многих ярусов, что, с учетом задержки времени распространения в каждом из ярусов, приводит к понижению быстродействия схемы, а, зачастую, и невозможности удовлетворения временных параметров решаемой задачи. Существующие технологии позволяют получить ОАВС с общим числом каналов порядка 512^2 (512 на одну сторону матрицы). В этом случае, использование объемных межсоединений, реализуемых ФОЗС, позволит двухъярусной ОАВС реализовать вычисление комбинационной функции 250 тысяч логических переменных (1-й ярус – умножение, 2-й – сложение).

Список литературы. 1. Васильев В.Н., Павлов А.В. Оптические технологии искусственного интеллекта : учебное пособие. Изд.2. В 2-х т. Т.1. – СПб : СПбГУ ИТМО, 2008. – 81с. 2. Оптические устройства в радиотехнике ; под ред. В. Н. Ушакова. – М. : Радиотехника, 2009. – 264 с. 3. *Оптические вычисления* : Сб. статей под ред. Р. Аппатуна. – М. : Мир, 1993. – 441 с. 4. *Lipinski A.Y., Rudiakova A.N. Acousto-optic computing environment for stream data processing // Applied Optics.* – 2011. – vol. 50. – P. 4917-4921. 5. *Лутинский А.Ю., Рудякова А.Н., Данилов В.В.* Моделирование процессов записи-чтения фоторефрактивных транспарантов методом распространяющегося пучка // Регистрация, хранение и обработка данных. – 2011. – Т. 13, № 2. – С. 16-26. 6. *Лутинский А. Ю., Рудякова А.Н.* Оптоэлектронные вычислительные среды с динамически изменяемой архитектурой // Труды тринадцатой междунар. науч.-практ. конф. «Современные информационные и электронные технологии», Одесса, 2012. – С. 316. 7. *Стещенко В.Б.* ПЛИС фирмы Altera: элементная база, система проектирования и языки описания аппаратуры. – М. : «Додэка XXI», 2007. – 576 с. 8. *Seto D., Nakajima M., Watanabe M.* Dynamic optically reconfigurable gate array very large-scale integration with partial reconfiguration capability // *Applied Optics.* – 2010. – vol. 49, no. 36. – P. 6986-6994. 9. *Tamir D.E., Shaked N.T., Wilson P.J., Dolev S.* High-speed and low-power electro-optical DSP coprocessor // *J. Opt. Soc. Am. A.* – 2009. – vol. 26, no. 8. – P. A11-A20. 10. *Antonov S., Vainer A., Proklov V., Rezvov Y.* Switch multiplexer of fiber-optic channels based on multibeam acousto-optic diffraction // *Applied Optics.* – 2009. – vol. 48, no. 7. – P. C171-C181. 11. *Bryant L.M., Dickson J.W., Rodal D.R.* Frequency, phase and amplitude control apparatus and method for acousto-optic deflector optimization. Patent No. 5255257, U.S.A., 1993. 12. *Лутинский А.Ю.* Синтез дифракционных решеток в кристалле LiNbO₃ // *Радиотехника.* – 2012. – №169. – С. 343–348. 13. *Guilfoyle P.S., Hessenbruch J.M., Stone R.V.* Free-Space optical interconnects for high performance optoelectronic switching // *IEEE Trans. Comput.* – 1998. – vol. 31. – P. 69-75. 14. *Rhodes W. T.* Acousto-Optic Signal Processing: Convolution and Correlation // *Proc. IEEE*, vol. 69, no. 1, pp. 65-79, 1981.

МЕТОДИКА МЕТРОЛОГИЧЕСКОЙ АТТЕСТАЦИИ РИНОМАНОМЕТРОВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ РАСХОДОМЕРА НА ОСНОВЕ СОПЛА ВЕНТУРИ

Введение

В Украине защита здоровья населения является одной из наиболее важных государственных задач [1, 2], направленных на организацию и увеличение объема производства отечественной медицинской аппаратуры, повышение качества медицинского обслуживания, внедрение стандартов оказания медицинской помощи, основанных на принципах доказательной медицины. Однако созданию эффективной системы диагностических и лечебных мероприятий в клиниках Украины препятствует недостаточное обеспечение лечебных учреждений современной медицинской техникой, так как до 70 % используемой медицинской аппаратуры является физически изношенной, морально устаревшей и нуждающейся в замене [2]. При этом потребности в медицинском оборудовании удовлетворяются за счет внутренних производителей не более чем на 30 % [2]. Из этого следует, что использование научно-технического потенциала для увеличения номенклатуры отечественных изделий медицинской техники, способность конкурировать как на внутреннем, так и на внешних рынках, является стратегическим заданием для украинского медицинского приборостроения.

Актуальность и цель исследований

В последнее время отмечен существенный рост распространенности заболеваний верхних дыхательных путей [3]. Однако в Украине в клинической практике достаточно редко применяются инструментальные методы обследования дыхательной функции верхних дыхательных путей и соответствующие приборы – риноманометры. Метод риноманометрии предусматривает измерение перепада давления на носовых проходах и соответствующего расхода воздуха во время дыхания для определения величины коэффициента аэродинамического носового сопротивления [4]. В настоящее время на рынке медицинской респираторной аппаратуры присутствуют только несколько моделей риноманометров, основными из которых являются ATMOS 200 и ATMOS 300 (ATMOS Medical system GMB, ФРГ) [4, 5] и их аналоги, например риноманометр Ринолан фирмы Мицар (РФ, Санкт-Петербург). Все выше-названные риноманометры основаны на методе передней активной риноманометрии, которая, по мнению разработчиков, является наименее дискомфортной для пациента, однако обладает ограниченными диагностическими возможностями. Поэтому актуальным является создание отечественной риноманометрической аппаратуры, позволяющих расширить диагностические возможности и повысить достоверность измеряемых показателей носового дыхания, а также разработка методик метрологической аттестации и поверки как для вновь создаваемых, так и для уже имеющихся приборов.

Постановка задачи

Объектом испытаний является экспериментальный образец разработанного в ХНУРЭ устройства для определения перепадно-расходных характеристик (ПРХ) в воздушных трактах низкого давления, входящий в состав компьютерного риноманометра КРМ для тестирования носового дыхания ТНДА типа ПРХ. Подробное описание структурной схемы и конструкции устройства ПРХ приведено в [4, 6]. В его состав входят: измерительный блок, содержащий датчики давления и расхода воздуха, сигналы с которых передаются на преобразовательный блок, в котором выполняется оцифровка выходных сигналов датчиков с помощью аналого-цифрового преобразователя и передача их по интерфейсу USB в персональный компьютер ПК, в котором выполняется высокоуровневая обработка сигналов, визуализация, анализ и протоколирование результатов измерений.

Целью метрологической аттестации испытаний устройства типа ПРХ является:

- проверка функционирования устройства ПРХ по своему назначению, – передачи показаний сигналов вдоль воздушного измерительного тракта от аналоговых преобразователей давления в цифровом виде в ПК;

- определение погрешности измерений давлений с помощью штатных датчиков в устройстве ПРХ и эталонного датчика (преобразователя) давления;

- определение погрешности измерений расхода в устройстве ПРХ на основе пересчета показаний преобразователя давления в сужающейся части диффузора методом сопла Вентури по ГОСТ 10921 [7] путем сопоставления со значениями расхода, полученными с помощью установленного последовательно к устройству ПРХ эталонного расходомера.

Программой аттестации предусматривается измерение давлений в диапазоне от 0,1 до 9 кПа и измерение давления и расчет расхода воздуха в диапазоне от 0,7 до 8 л/с с помощью расходомера в составе устройства ПРХ.

Обоснование диагностических показателей метода риноманометрии приведено в [4], поэтому далее рассмотрим только числовые значения параметров измеряемых величин и основные медико-технические требования:

- максимальный перепад давления на носовых проходах может достигать значения до 40 кПа;

- максимальный расход воздуха при дыхании в цикле вдоха по данным спирометрии составляет до 8 л/с [2];

- диапазон измерений вспомогательных датчиков, определяющих перепад давления в подмасочном пространстве при вдохе и выдохе, может быть выбран исходя из предположения, что аэродинамическое сопротивление подводящего дыхательного оборудования (маски и соединительных шлангов), не менее чем на порядок ниже аэродинамического сопротивления дыхательных путей, что подтверждено экспериментально [4, 6];

- при выборе аналоговых датчиков необходимо учитывать, что погрешность большинства стандартных первичных преобразователей, используемых в медицинской аппаратуре для диагностики дыхания, составляет порядка 5 %, а шаг квантования при оцифровке аналогового сигнала должен быть менее 10 % от ошибки измерения. Следовательно, шаг квантования не должен превышать 0,5 % от максимального значения сигнала, что соответствует 256 уровням 8-разрядного АЦП;

- учитывая, что длительность цикла дыхания может составлять от 0,5 до 10 с [2, 4, 8], а также возможность проведения обследований в динамическом режиме при исследовании сравнительно высокочастотных составляющих (до десятков Гц) сигнала расхода воздуха при диагностике функции носового клапана [8], необходимо соответственно с теоремой отсчетов выбрать частоту дискретизации измерительных сигналов порядка сотен Гц;

- также одним из основных требований для широкого использования прибора в клинической практике является простота выполнения подготовительных процедур медицинским персоналом (стерилизация, настройка, калибровка) и непосредственно самого обследования (выбора режимов измерений, анализа данных и их визуализации).

Основные этапы методики метрологической аттестации

Испытания проводились на измерительной установке, комбинированная схема которой приведена на рис. 1. Конструктивно устройство ПРХ состоит из расходомера РА, который устанавливается в воздушном тракте ВТ, блока преобразователей давления БПД, модуля аналого-цифрового преобразователя АЦП, интерфейса USB и персонального компьютера ПЭВМ.

В корпусе расходомера имеется внутренний цилиндрический диффузор с расширением диаметров по направлению к источнику потребления воздуха (в основе принципа действия расходомера используется сопло Вентури). К корпусу расходомера крепится переходник с обратным клапаном КО и контрольной точкой давления КТД. К выходному отверстию пере-

мер $РАЭ$ с электрическим аналоговым выходным сигналом. Для создания стабильного потока воздуха при продувке устройства типа ПРХ необходим источник расхода мощностью порядка 1600 Вт . Использование поверочного (эталонного) расходомера $РАЭ$ позволяет провести оценку точности измеряемых устройством ПРХ данных и, при необходимости, осуществить корректировку значения коэффициента расхода μ с целью минимизации погрешности. При испытаниях использовался эталон единицы расхода «Калибр» и калибратор давления Artwik MC2-R (ЗАО «Радиян», РФ).

Устройство ПРХ выполняет следующие функции:

- одновременный контроль перепада давлений и расхода в тестируемом канале;
- обработку результатов тестирования путем построения графической зависимости перепада давлений от расхода и расчета отношения перепада давлений к расходу и мощности потока воздуха.

Первый этап аттестации – определение погрешности датчиков давления не представляет ни технической, ни методической сложности и основан на расчете значения относительной погрешности измерения давления, регистрируемого каждым датчиком

$$\delta_p = \frac{P_{\text{прх}} - P_{\text{эталон}}}{P_{\text{макс}}} 100\%, \quad (1)$$

где $P_{\text{прх}}$, $P_{\text{эталон}}$ и $P_{\text{макс}}$ – значения давлений, измеряемое исследуемым датчиком ПД1 – ПД4 (см. рис. 1), эталонное и максимальное соответственно.

Вторым этапом обеспечивается определение расхода воздуха путем измерения давления на входе в диффузор и расчета по формуле (2), связывающей параметры давления и расхода при турбулентном режиме течения квадратичной зависимостью, а также с помощью поверочного (эталонного) расходомера $РА$:

$$Q = 0,0516 \cdot \varepsilon \cdot \mu \cdot d^2 \sqrt{\frac{273,15 + t^{\circ}\text{C}}{p_a^1} \Delta p_1}, \quad (2)$$

где d – диаметр сопла; $\Delta p_1 = p_{1\text{макс}}$ – максимальное рабочее давление преобразователя давления (по паспорту); ε , μ – поправочный коэффициент и коэффициент расхода соответственно [6], причем значение последнего подлежит уточнению при конструкторско-доводочных испытаниях; $p_a^1 = 760 \text{ мм рт. столба}$ – предварительно задаваемое значение атмосферного давления, которое подлежит учету при каждом измерении расхода через сопло Вентури; $t^{\circ}\text{C}$ – температура воздуха в измеряемом помещении, задаваемая в градусах Цельсия, которая также подлежит учету при каждом измерении расхода.

Для обеспечения измерения расходов в полном диапазоне изменения давлений преобразователя ПД1 (с целью повышения точности измерений в диапазонах до 4 л/с и до 8 л/с) устройство ПРХ комплектуется расходомерами $РА_{\text{ПРХ}}$ с тремя номинальными значениями диаметров сопел 7 ; 8 и 9 мм соответственно [6].

Для расчета фактического (уточненного) значения коэффициента расхода получим из формулы (2) следующее выражение

$$\mu_{\text{ф}} = \frac{19,38 \cdot Q_3}{\varepsilon \cdot d^2 \sqrt{\frac{273,15 + t^{\circ}\text{C}}{p_a^1} \Delta p_1}} = A \cdot \frac{Q_3}{\sqrt{\Delta p_1}}, \quad (3)$$

где Q_3 – расход воздуха, измеренный поверочным расходомером, л/с , A – коэффициент, определяемый по формуле

$$A = \frac{19,38}{\varepsilon \cdot d^2 \sqrt{\frac{273,15 + t^{\circ}C}{p_a^1}}},$$

и подлежащий расчету при каждом режиме измерений в связи с возможными изменениями температуры окружающего воздуха $t^{\circ}C$ и атмосферного давления p_a^1 , а также функциональной зависимостью поправочного коэффициента ε [6], учитывающего расширение атмосферного воздуха в расходомере от перепада давлений и соотношений плотности воздуха.

Для оценки повторяемости результатов и корректности полученных фактических (уточненных) значений коэффициента расхода рассматриваем зависимость, следующую из формулы (2)

$$Q = k \sqrt{\Delta p_1}, \text{ л/с}, \quad (4)$$

где k – коэффициент пропорциональности между расходом и корнем квадратным из перепада давлений, определяемый из выражения (3) как

$$k = 0,0516 \cdot \varepsilon \cdot \mu_{\phi} \cdot d^2 \sqrt{\frac{273,15 + t^{\circ}C}{p_a^1}},$$

где d и μ_{ϕ} – диаметр сопла и коэффициент расхода соответственно, которые являются постоянными для исследуемого расходомера, а параметры ε , p_a^1 и $t^{\circ}C$ являются постоянными для каждого режима испытаний.

Далее для каждого режима испытаний значение коэффициента k (4) вычисляется по формуле

$$k = \frac{Q}{\sqrt{\Delta p_1}},$$

и по отклонению значения k оценивают стабильность показаний расходомера в полном диапазоне измерений расхода

$$\delta_k = \frac{k_{\text{макс}} - k_{\text{мин}}}{k_{\text{макс}}} 100, \%$$

Результаты расчета коэффициента k , полученные при испытаниях натуральных образцов расходомеров:

- при $d = 7 \text{ мм}$ $k = 3,4 \%$ в диапазоне $Q = 0,51 \dots 4,153 \text{ л/с}$;
- при $d = 8 \text{ мм}$ $k = 4,4 \%$ в диапазоне $Q = 0,804 \dots 6,018 \text{ л/с}$;
- при $d = 9 \text{ мм}$ $k = 0,2 \%$ в диапазоне $Q = 1,09 \dots 7,9 \text{ л/с}$.

Завершающим этапом метрологической аттестации является определение основной относительной погрешности измерения расхода

$$\delta_Q = \frac{Q - Q_3}{Q_3} 100\%,$$

где Q – расход воздуха через поверяемый расходомер $PA_{\text{прх}}$, определяемый путем расчета по формуле (6.7), л/с, Q_3 – расход воздуха, измеренный поверочным (эталонным) расходомером PA_3 , л/с, и давления в соответствии с формулой (1).

Конструкторско-технологические аспекты при разработке риноманометров с измерительным блоком типа ПРХ

Техническая реализация компьютерного риноманометра КРМ предусматривает выбор и согласование аппаратных средств, входящих в состав измерительных, преобразовательных и интерфейсных модулей, разработка конструкции устройства, а также создание соответствующего управляющего программного обеспечения. Основными техническими требованиями при выборе датчиков для компьютерного риноманометра ТНДА ПРХ являются: высокая чувствительность, отсутствие гистерезиса, линейность, стабильность, наименьшее влияние внешних факторов; простота и технологичность конструкции, возможность взаимозаменяемости и санитарной обработки. Исходя из этого в качестве датчиков давления ПД1 – ПД4 целесообразно выбрать аналоговые тензорезистивные дифференциальные датчики фирмы Motorola Freescale Semiconductor MPX5010DP [6], предназначенные для проведения измерений малых перепадов давлений, в том числе в медицинских приложениях, и имеющие встроенный усилитель, позволяющий подключение их выводов, непосредственно, к сигнальным входам АЦП.

Преобразовательный блок целесообразно реализовать на базе многоканального специализированного измерительного модуля L-Card E14-140, [], основными компонентами которого являются 14-разрядный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) LTC1416, управляющий микроконтроллер AVR AtMega8515 и интерфейсный модуль PDIUSB12D для взаимодействия с ПЭВМ через USB – порт. Функции двух последних модулей можно реализовать также с помощью высокоскоростного 32-х разрядного ARM-процессора. Оцифрованные сигналы с датчиков давления и расхода с частотой дискретизации 500 Гц передаются через USB-интерфейс в ПЭВМ для дальнейшей обработки и анализа. Шаг квантования АЦП составляет около 0,6 Па для датчиков с пределом измерений 10 кПа, что на два порядка превышает допустимый предел (10 %) от максимальной ошибки (5 %) измерений первичных преобразователей, который для используемых датчиков составляет 250 Па. Учитывая незначительную загрузку канала передачи данных и сравнительно малый объем сохраняемой информации, двухбайтовые значения от четырех датчиков (трех датчиков давления и датчика расхода воздуха) с частотой 500 Гц, скорость передачи данных по интерфейсу составит около 4 кБайт/с (32 кБит/с). Поэтому для связи с ПЭВМ целесообразно использовать интерфейс USB-2.0 в режиме передачи данных Low-speed с диапазоном скоростей обмена данными 10 – 1500 Кбит/с.

Теоретическим обоснованием к применению сопла Вентури с квадратичной функциональной зависимостью перепада давления от расхода [6, 7] является наличие турбулентного режима течения воздуха в носовой полости, что подтверждается данными большинства исследований [2 – 6]. На рис. 2 представлена полуконструктивная расходомера на основе сопла Вентури, где в корпусе 1 выполнено отверстие 2 диаметром d , в котором с помощью отверстия 3 и преобразователя давления ПД1 дифференциального типа с аналоговым выходом измеряется перепад давлений. Сообщение трубки 3 с входным каналом (приемником) «–» в преобразователе ПД1 соответствует измерению разряжения (вакуума) в трубопроводе, а канал «+», измеряющий атмосферное давление, позволяет получить значение перепада давлений между входными каналами. Технологически точно конструктивное исполнение сопла Вентури (согласно ГОСТ 10921 [7]) целесообразно реализовать на автоматизированном станке с числовым программным управлением для всех трех типоразмеров.

Основными требованиями к программному обеспечению являются: возможность реализации алгоритмов статистической обработки данных для повышения повторяемости результатов обследования путем анализа динамической модели измерений, проведение автоматизированной обработки диагностических показателей с возможностью гибкого изменения программного обеспечения разработчиком для совершенствования диагностических алгоритмов, простота процедур калибровки датчиков и контроля измеряемых величин, а также защита от несанкционированного доступа.

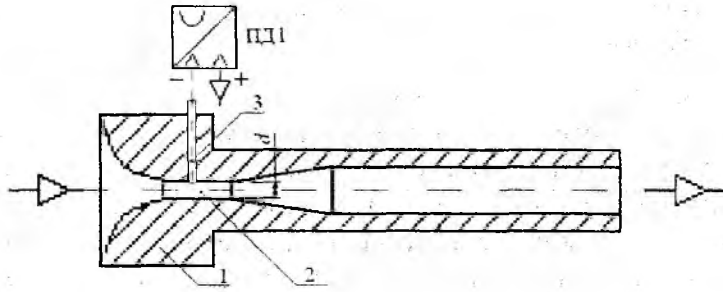


Рис. 2. Полукопструктивная схема расходомера на основе сопла Вентури

Выводы

Разработана методика метрологической аттестации устройства типа ПРХ (определения перепадно-расходных характеристик) как индивидуального средства измерения, входящего в состав компьютерного риноманометра типа ТНД-ПРХ. По результатам проведенной метрологической аттестации устройства ПРХ установлено, что погрешность при определении измеряемых параметров (расхода воздуха и перепадов давления) составляет не более 5 % (свидетельство о государственной метрологической аттестации № 05-0102 от 01.04.2010 г.), что позволило провести предварительную клиническую апробацию устройства и является первым этапом для его сертификации как медицинского прибора. Для обеспечения измерения расходов в полном диапазоне изменения давлений преобразователя ПД1 и с целью повышения точности измерений устройство ПРХ комплектуется расходомерами РА с тремя номинальными значениями диаметров сопел – 7; 8 и 9 мм. При этом максимальные значения относительной погрешности при измерении расхода воздуха не превосходят по модулю 4,9; 3,9 и 3,1 % для сопел Вентури с диаметрами 7; 8 и 9 мм соответственно, а при измерении давления максимальная относительная погрешность по модулю составила 3,5 %.

Перспективой работы является исследование влияния индивидуальных особенностей дыхания пациента на результаты диагностики и совершенствование динамической модели анализа риноманометрических данных.

Список литературы: 1. *Минцер О. П.* Развитие медичної техніки: проблеми та логіка / *О. П. Минцер* // Медична техніка. – 2008. – № 2 (3). – С. 42-43. 2. *Сокол Е. И.* Проблемы технического обеспечения системы здравоохранения Украины и перспективы их решения / *Е. И. Сокол, А. В. Кипенский, В. А. Верещак* // Техніка електродинаміка. Тем. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». – Київ : ІЕД НАНУ. – 2006. – Ч.4. – С. 116-122. 3. *Мітін Ю.В.* Сучасні питання етіології, патогенезу та лікування синуситів / *Ю.В. Мітін, Л.Р. Криничко* // Мистецтво лікування. – 2004. – № 3. – С. 52-55. 4. *Аврунин О. Г.* Сравнение дискриминантных характеристик риноманометрических методов диагностики / *О.Г. Аврунин, В. В. Семенец, П. Ф. Шапов* // Радіотехніка. – 2011. – 164. – С. 102-107. 5. *Синус-катетер ЯМИК в терапии синуситов у детей* / *В. В. Шиленкова, В. С. Козлов, Л. Л. Державина, А.А. Шиленков* // Российская ринология. – 2003. – № 3. – С. 7-12. 6. *Аврунин О. Г.* Методика расчета диаметра сопла Вентури для устройства по определению перепадно-расходных характеристик носовых проходов / *О. Г. Аврунин* // Промислова гідраліка і пневматика. – 2010. – № 2(28). – С. 62-66. 7. *Вентиляторы радиальные и осевые. Методы аэродинамических испытаний: ГОСТ 10921-90.* – [введен с 29.12.90]. – М. : Изд. стандартов, 1990. – 32 с. 8. *Аврунин О. Г.* Диагностические возможности электромиографического метода при исследовании функции носового клапана // *О. Г. Аврунин, Т. В. Жемчужкина, Т. В. Носова* // Бионика интеллекта. – 2010. – № 3(74). – С. 99-104.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.02.2013

МЕТОДИКА ОЦЕНИВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА ОБЩИХ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ РАДИОЧАСТОТНОГО РЕСУРСА НА ОСНОВЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОГО ПОДХОДА. ЧАСТЬ 1

Введение

Вследствие стремительного роста количества радиоэлектронных средств (РЭС), внедрения новых радиотехнологий, высокой загруженности радиочастотного спектра значительно усложняется электромагнитная обстановка (ЭМО) в каждом из регионов страны. Для контроля загруженности радиочастотного спектра и сложной ЭМО в Украине создана и успешно функционирует одна из крупнейших в Европе система радиочастотного мониторинга (СРЧМ). Функционирование СРЧМ представляет собой сложный процесс, основанный на принципах структурной и функциональной целостности, относительной автономности элементов и функций, а также принципе активности системы. СРЧМ в процессе функционирования выступает как целостное образование, в котором между ее структурой и функциями существует взаимосвязь и взаимообусловленность. Поэтому оценка эффективности функционирования любой национальной СРЧМ является актуальной и одновременно проблемной задачей, требующей учета многих факторов.

Анализ литературы показал, что на сегодняшний день нет единого и четко сформулированного подхода к оцениванию эффективности СРЧМ [1]. Не существует единой системы показателей и критериев эффективности выполнения разных в техническом плане задач радиочастотного мониторинга (РЧМ) на всех иерархических уровнях системы.

Цель статьи – ознакомить специалистов с разработанной методикой оценивания эффективности функционирования СРЧМ на всех уровнях иерархии, которая может использоваться радиочастотными органами как общих, так и специальных пользователей.

Статья состоит из двух частей. В первой части приводятся задачи, решаемые СРЧМ по контролю за использованием радиочастотного ресурса (РЧР). Рассматривается разработанная на основе предложенного пространственно-частотно-временного подхода [2, 3] система интегральных показателей, пригодная для оценивания эффективности функционирования СРЧМ на уровнях от станций радиоконтроля (СРК) до системы в целом. Из системы интегральных показателей формируется система частных показателей оценивания эффективности функционирования РП РЧМ, ее стационарной и мобильной составляющих по пространственному, частотному и временному охвату используемого РЧР. Анализируются особенности функционирования РП РЧМ и СРК по контролю излучений используемых радиотехнологий. Приводится часть методики и результаты расчета эффективности функционирования Киевской РП РЧМ при решении первой задачи контроля параметров излучений зарегистрированных РЭС.

Основная часть

В методике оценивание показателей эффективности функционирования СРЧМ предложено осуществлять применительно к решаемым техническим задачам, определенным нормативными документами [5 – 10]. Этими задачами являются:

1. Контроль параметров излучений зарегистрированных РЭС;
2. Контроль занятости полос частот (ПЧ);
3. Выявление незаконно действующих передатчиков (НДП);
4. Выявление источников помех (ИП).

Согласно методике излучения РЭС занимают определенную часть (РЧР) и существуют в пространственно-частотно-временном континууме $V = S \cdot F \cdot T$ [11]. В то же время результатом функционирования СРЧМ является проконтролированная часть пространственно-

частотно-временного континуума $Q = V^k = S^k \cdot F^k \cdot T^k$. Примем систему обозначений, требуемую для дальнейшего рассмотрения:

V/N_Z – радиоспан, занимаемый излучением одного источника; V^k/N_Z – контролируемый радиоспан.

$N_Z = N_{PЭС} + N_{ПЧ} + N_{ДП} + N_{ПП}$ – общее количество излучений источников по перечисленным выше задачам.

Тогда можно ввести обобщенный показатель эффективности функционирования СРЧМ по оценке реального состояния использования РЧР на всех уровнях иерархии в виде [2, 3]:

$$W^V = \frac{V^k}{N_Z} \cdot \frac{V}{N_Z} = \frac{V^k}{V} = \frac{S^k \cdot F^k \cdot T^k}{S \cdot F \cdot T} = \sum_{l=1}^L \sum_{z=1}^Z \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{h=1}^{H_z} \rho_z \frac{\Delta S_{lzmnh}^k \Delta F_{lzmnh}^k \Delta T_{lzmnh}^k}{\Delta S_{lzmnh} \Delta F_{lzmnh} \Delta T_{lzmnh}}, \quad (1)$$

где $\Delta S_{lzmnh}^k \Delta F_{lzmnh}^k \Delta T_{lzmnh}^k$ – пространственно-частотно-временной континуум контролируемый m -м СРК, выполняющим h -операций по n -му РЭС (полосе частот) при выполнении z -й задачи в l -регионе; $\Delta S_{lzmnh} \Delta F_{lzmnh} \Delta T_{lzmnh}$ – пространственно-частотно-временной континуум, на котором зарегистрированы РЭС (полосы частот); ρ_z – весовой коэффициент важности задачи; H_z – общее количество операций, необходимых для выполнения z -й задачи; M – общее количество СРК; Z – общее количество задач РЧМ; L – общее количество РП РЧМ.

При этом критерий эффективности определяется требуемым значением показателя эффективности, который определяется исходя из финансово-экономических, технических и организационных возможностей СРЧМ

$$W^V \geq W^{V_{тр}} \quad (2)$$

Разработанная на основе данного подхода система количественных пространственно-частотно-временных показателей оценки эффективности функционирования СРЧМ за плановый период T [2, 3] представлена в табл. 1.

Таблица 1

Показатель	Аналитическое выражение
1. Показатель эффективности контроля реального состояния использования РЧР	$W^V = \frac{S^{(k)} \cdot F^{(k)} \cdot T^{(k)}}{S \cdot F \cdot T}$
2. Частные показатели эффективности контроля использования выделенного РЧР по территории, частотному диапазону и времени	$W^S = S^{(k)}/S, W^F = F^{(k)}/F, W^T = T^{(k)}/T$
3. Показатель эффективности функционирования стационарной составляющей СРЧМ	$W_{см}^V = \left(\frac{S_{см}^{(k)} \cdot F_{см}^{(k)} \cdot T_{см}^{(k)}}{S \cdot F \cdot T} \right)$ в зоне ЭМД
4. Показатель эффективности функционирования мобильной составляющей СРЧМ	$W_{моб}^V = \left(\frac{S_{моб}^{(k)} \cdot F_{моб}^{(k)} \cdot T_{моб}^{(k)}}{S \cdot F \cdot T} \right)$ вне зоны ЭМД
5. Показатель производительности СРЧМ за единицу времени (час, смену, сутки)	$\Pi = \frac{S^k \cdot F^k \cdot T^k}{T}$
6. Показатель эффективности функционирования СРЧМ по решению всех задач оценки реального состояния использования РЧР	$W = \sum_{z=1}^Z \rho_z \cdot W_z, \sum_{z=1}^Z \rho_z = 1$
6.1. Показатель эффективности контроль соответствия параметров излучений зарегистрированных РЭС нормативным документам	$W_{PЭС}^V = \frac{N_{PЭС}^{(k)} \cdot F^{(k)} \cdot T^{(k)}}{N_{PЭС}^{зд} \cdot F \cdot T}$

Показатель	Аналитическое выражение
6.2. Показатель эффективности контроля занятости полос радиочастот	$W_{ПЧ}^V = \frac{S^{(\kappa)} \cdot \Delta F_{ПЧ}^{(\kappa)} \cdot T^{(\kappa)}}{S \cdot F \cdot T}, \Delta F_{ПЧ}^{(\kappa)} = \sum_{n=1}^{N_{ПЧ}} n \cdot \Delta f_n$
6.3. Показатель эффективности выявления незаконно действующих передатчиков	$W_{НДП}^V = \frac{N_{НДП}^{(\kappa)} \cdot F^{(\kappa)} \cdot T^{(\kappa)}}{N_{НДП} \cdot F \cdot T}$
6.4. Показатель эффективности выявления источников радиопомех	$W_{ИП}^V = \frac{N_{ИП}^{(\kappa)} \cdot F^{(\kappa)} \cdot T^{(\kappa)}}{N_{ИП} \cdot F \cdot T}$
7. Показатель эффективности решения задач контроля РЧР за счет реализации новых свойств системы	$W_z^V = \sum_{z=1}^Z \frac{W_z^Y - W_z^{HY}}{1 - W_z^{HY}}$

Рассмотрим направленность и особенности использования данных показателей.

Частные показатели 2 могут быть полезны для выявления основных направлений в поиске резервов повышения эффективности функционирования СРЧМ по контролю необходимой территории, частотного диапазона и уменьшению временных затрат. Показатели 3 и 4 необходимы для оценки эффективности функционирования стационарной и мобильной составляющих СРЧМ и определения путей их совершенствования и взаимодополнения. Показатель 5 целесообразно использовать для оценивания объема выполненных работ СРЧМ, РП РЧМ и СРК по радиомониторингу РЧР за определенный промежуток времени.

Показатели 6 позволяют оценить эффективность решения основных задач радиомониторинга при функционировании системы. В общем случае показатели 6.1, 6.3, и 6.4 определяют эффективность радиомониторинга количества РЭС, НДП и ИП, размещенных на территории, с учетом их охвата по частотному диапазону и временным затратам, а показатель 6.2 – эффективность радиомониторинга количества занятых полос частот с учетом их охвата по территории и во временной области. В представленном виде показатели 6 целесообразно использовать при непрерывном радиомониторинге. При выявлении НДП и ИП существует априорная неопределенность относительно их места расположения, частотных характеристик излучения и времени работы. Данное обстоятельство существенно снижает вероятность и соответственно эффективность выявления НДП и ИП при проведении периодического контроля. В этом случае для определения показателя эффективности выявления НДП целесообразно использовать подход, при котором на основе результатов радиомониторинга на предыдущих периодах прогнозируется общее количество НДП в зоне ответственности СРЧМ на текущий период, т.е. $N_{НДП} = N_{НДП}^{пр}$. Одновременно для определения показателя эффективности выявления ИП необходимо использовать известный подход, основанный на удовлетворении заявок пользователей РЧР на наличие помех, при котором $N_{ИП} = N_{ИП}^3$. Если на выявление НДП и ИП руководящим органом устанавливается директивное время $T^{\delta\theta}$, то для дополнительной оценки эффективности решения данных задач можно использовать показатель оперативности

$$(W_z^{on})_{z=НДП,ИП} = T_z^{\delta\theta} - T_z^{(\kappa)} / T_z^{\delta\theta}, \quad (3)$$

который может принимать значения от 0 до 1. При отрицательном значении показателя (3) задача считается не выполненной.

На основе приведенных выше выражений была разработана система частных показателей оценивания эффективности функционирования РП РЧМ, ее стационарной и мобильной составляющих при решении основных задач РЧМ, представленная в табл.2.

Таблица 2

Задача	По пространству S			По частоте F			По времени T		
	стац.	моб.	общ.	стац.	моб.	общ.	стац.	моб.	общ.
1	$w_{PЭС SI cm}$	$w_{PЭС SI моб}$	$w_{PЭС SI}$	$w_{PЭС FI cm}$	$w_{PЭС FI моб}$	$w_{PЭС FI}$	$w_{PЭС TI cm}$	$w_{PЭС TI моб}$	$w_{PЭС TI}$
2	$w_{ПЧ SI cm}$	$w_{ПЧ SI моб}$	$w_{ПЧ SI}$	$w_{ПЧ FI cm}$	$w_{ПЧ FI моб}$	$w_{ПЧ FI}$	$w_{ПЧ TI cm}$	$w_{ПЧ TI моб}$	$w_{ПЧ TI}$
3	$w_{НДП SI cm}$	$w_{НДП SI моб}$	$w_{НДП SI}$	$w_{НДП FI cm}$	$w_{НДП FI моб}$	$w_{НДП FI}$	$w_{НДП TI cm}$	$w_{НДП TI моб}$	$w_{НДП TI}$
4	$w_{ИП SI cm}$	$w_{ИП SI моб}$	$w_{ИП SI}$	$w_{ИП FI cm}$	$w_{ИП FI моб}$	$w_{ИП FI}$	$w_{ИП TI cm}$	$w_{ИП TI моб}$	$w_{ИП TI}$

Разработанная методика учитывает особенности построения региональных подсистем, в том числе их стационарных и мобильных составляющих. В методике используются количество и особенности функционирования каждой из РП РЧМ, входящих в систему, их техническую оснащенность (типы, количество, производительность и другие технические характеристики стационарных и мобильных СРК), количество, типы и технические характеристики контролируемых РЭС, количество и группы радиотехнологий, к которым эти РЭС относятся, площадь контролируемого района и другие характеристики.

Для учета особенностей РЧМ все радиотехнологии, к которым относятся контролируемые РЭС, объединены в $I=4$ группы, где учтены особенности применения однотипных методов и однотипных СРК по проведению работ, связанных с РЧМ и электромагнитной совместимостью РЭС [4].

СРК могут использоваться по назначению как в дневное время суток так и круглосуточно. Это зависит от ресурса рабочего времени, который ограничивается директивно рабочей сменой. С учетом этих характеристик определяются типы и количество СРК, которые могут быть задействованы для решения каждой из задач, исходя из соотношения полос частот, СРК и контролируемых РЭС, а также исходя из коэффициента сменности работы СРК в течение суток.

На основе отчетов филиалов Государственного предприятия «Украинский государственный центр радиочастот» (ГП «УГЦР») о результатах производственной деятельности РП РЧМ за квартал определяется количество:

- смен работы стационарных и мобильных СРК по контролю РЭС и полос частот, относящихся к разным технологиям;
- запланированных для контроля и проконтролированных стационарными и мобильными СРК РЭС и полос частот;
- незаконно действующих передатчиков и заявок пользователей РЧР о наличии радиопомех действующим РЭС, а также время, затрачиваемое на их обнаружение и устранение.

Типы СРК, которые могут быть задействованы для РЧМ РЭС и полос частот, определяются на основе матрицы $w_F = \| w_{Fki} \|$ размера $(K_{СРК} \times I)$, элементы w_{Fki} которой характеризуют степень взаимного перекрытия диапазонов (полос) рабочих частот СРК k -го типа, $k=1, 2, \dots, K_{СРК}$, и РЭС i -й радиотехнологии. Матрица w_F определяется для каждой РП РЧМ, поскольку в разных филиалах используются разные типы СРК и РЭС разных радиотехнологий. В результате формируется матрица $w_F = \| w_{Fik} \|$, где $i=1, 2, \dots, L$ – номер РП РЧМ. Значения элементов w_{Fik} матрицы изменяются от 0 при полном несовпадении полос частот СРК и РЭС до 1 при полном их перекрытии [3].

На основе исходных данных по каждой из РП РЧМ и годового фонда рабочего времени рассчитываются производственная нагрузка СРК при односменной и трехсменной работе, средняя производительность за квартал СРК k -го типа при выполнении работ по контролю

параметров РЭС радиотехнологии i -го типа и контролю загруженности полос частот, относящихся к любой из четырех групп выделенных радиотехнологий, количество и средняя производительность СРК k -го типа. Производительность стационарных и мобильных СРК k -го типа задается в виде матриц размером $(K_{СРК} \times I)$, элементы которых $П_{РЭС ki}$ и $П_{ПЧ ki}$ рассчитываются исходя из технических характеристик типов СРК и особенностей их применения для контроля РЭС разных радиотехнологий. Количество СРК, задействованных для выполнения этих задач отображается в виде матрицы размером $(K_{СРК} \times L)$, где L – число РП РЧМ, $K_{СРК}$ – общее число типов СРК [3].

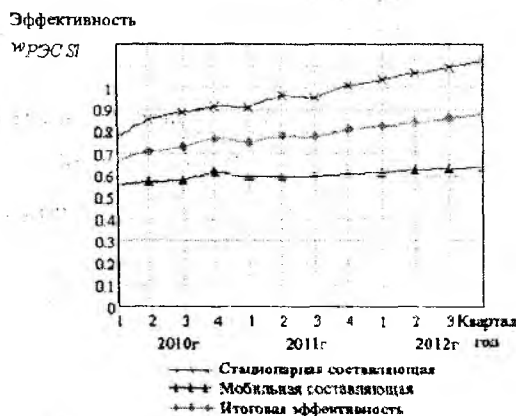
Рассмотрим часть методики, относящейся к оценке эффективности решения *первой задачи контроля параметров излучений зарегистрированных РЭС*. Согласно предложенной в табл.2 системе в качестве показателей эффективности функционирования СРЧМ при выполнении первой задачи в l -м филиале в методике необходимо использовать показатели $w_{РЭС SI}$, $w_{РЭС FI}$, $w_{РЭС TI}$, $l=1, 2, \dots, L$, характеризующие соответственно степень охвата l -й РП РЧМ территории l -го филиала УГЦР, в пределах которого расположены подлежащие контролю РЭС, степень перекрытия СРК полос частот, выделенного контролируемым РЭС, и времени работы в течение суток. Значения этих показателей эффективности рассчитываются отдельно для стационарной и мобильной составляющих l -го филиала УГЦР исходя из числа задействованных СРК для решения данной задачи, их средней производительности за смену по контролю РЭС каждой группы радиотехнологий и коэффициента сменности работы СРК. Расчет показателя эффективности $w_{РЭС SI}$ производится по формулам:

а) для стационарной составляющей РП РЧМ l -го филиала УГЦР:

$$w_{РЭС SI см} = \frac{\sum_{k=1}^{K_{СРК см}} (M_{СРК l, k} П_{РЭС k, j} n_{РЭС см k})}{N_{РЭС см l}}; \quad (4)$$

б) для мобильной составляющей РП РЧМ l -го филиала УГЦР:

$$w_{РЭС SI моб} = \frac{\sum_{j=1}^4 \left[\sum_{k=K_{СРК см}+1}^{K_{СРК}} (M_{СРК l, k} П_{РЭС k, j} n_{РЭС см k}) \right]}{\sum_{j=1}^4 N_{РЭС моб l, j}}, \quad (5)$$



где $M_{СРК l, k}$ – количество СРК k -го типа в l -м филиале УГЦР, $П_{РЭС k, j}$ – производительность СРК k -го типа по контролю РЭС j -й группы радиотехнологий за смену, $n_{РЭС см k}$ – количество смен работы СРК k -го типа по контролю РЭС за квартал, $N_{РЭС см l}$ – количество РЭС, проконтролированных стационарной составляющей РП РЧМ, $N_{РЭС моб l, j}$ – количество РЭС, относящихся к j -й группе радиотехнологий, проконтролированных мобильной составляющей РП РЧМ.

На рис. 1 представлены результаты расчета показателя эффективности охвата РЭС по пространству $w_{РЭС SI}$ при выполнении первой зада-

чи РЧМ Киевской РП РЧМ в 2010 – 2011 годах и прогноз на 2012 год. Анализ результатов

расчета говорит об ежеквартальном росте эффективности данной РП РЧМ. На основании полученных результатов можно прийти к выводу, что оснащенность данного региона СРК достаточна, чтобы обеспечить дальнейший рост количества РЭС без усовершенствования и обновления парка существующих СРК. Эта зависимость будет прослеживаться до момента, когда количество РЭС, которое могут охватить СРК в регионе, не превысит значение суммарной производительности всей совокупности СРК. В этом случае эффективность системы при дальнейшем увеличении количества РЭС будет снижаться.

Значение показателя эффективности $w_{PЭС FI}$ выбирается путем сравнения взвешенных значений нижней $F_{СРК,k}^H$ и верхней $F_{СРК,k}^B$ границ частотного диапазона СРК k -го типа с взвешенными значениями нижней $F_{PЭС,i}^H$ и верхней $F_{PЭС,i}^B$ границ частотных диапазонов, зарегистрированных РЭС i -й радиотехнологии.

Взвешенные значения нижней и верхней границ частот совокупности РЭС и СРК l -го филиала УГЦР вычисляются однотипно для мобильной и стационарной составляющей:

а) взвешенные значения нижней и верхней границ частот совокупности РЭС:

$$F_{PЭС,l}^z = \frac{\sum_{i=1}^I N_{PЭС l,i} \cdot f_{z,i}}{\sum_{i=1}^I N_{PЭС l,i}}, \quad (6)$$

где $f_{z,i}$ – граница (верхняя или нижняя) диапазона частот РЭС i -й радиотехнологии, $N_{PЭС l,i}$ – количество РЭС, относящихся к i -й радиотехнологии в l -м регионе.

б) взвешенные значения нижней и верхней границ частот совокупности СРК:

$$F_{СРК,l}^z = \frac{\sum_{k=1}^{K_{СРК}} M_{СРК l,k} \cdot f_{z,k}}{\sum_{k=1}^{K_{СРК}} M_{СРК l,k}}, \quad (7)$$

где $f_{z,k}$ – граница (верхняя или нижняя) диапазона частот СРК k -го типа, $M_{СРК l,k}$ – количество СРК, k -го типа в l -м регионе.

В результате выбираются значения коэффициентов взаимного перекрытия диапазонов частот отдельно для стационарной и мобильной составляющих и общей для РП РЧМ в целом.

На рис. 2 представлены результаты расчета показателя эффективности охвата по частоте $w_{PЭС FI}$ при выполнении первой задачи РЧМ Киевской РП РЧМ для мобильной и стационарной составляющих. Наглядно прослеживается более эффективная работа мобильной составляющей. Это связано с тем, что СРК работают по различным группам радиотехнологий и количество полос частот, подвергающихся мониторингу стационарной составляющей значительно меньше, чем мобильной по отношению ко всем полосам.

Расчет показателя эффективности $w_{PЭС TI}$ осуществляется исходя из числа и типов СРК, задействованных для решения данной задачи, и коэффициента сменности их работы. Исходя из количества рабочих дней количество смен работы СРК за квартал может изменяться в зависимости от режима работы СРК (1 – 3 смены в сутки):

а) для стационарной составляющей РП РЧМ 1-го филиала УГЦР:

$$w_{PЭС П\text{ ст}} = \frac{\sum_{k=1}^{K_{CPKcm}} \left[M_{CPK,l,k} \cdot (n_{PЭС см})_{l,k} \right]}{K_{CPKcm} \sum_{k=1}^{K_{CPKcm}} n_{PЭС см,кв k} \cdot M_{CPK,l,k}}; \quad (8)$$

б) для мобильной составляющей РП РЧМ 1-го филиала УГЦР:

$$w_{PЭС П\text{ моб}} = \frac{\sum_{k=K_{CPKcm}+1}^{K_{CPK}} \left[M_{CPK,l,k} \cdot (n_{PЭС см})_{l,k} \right]}{\sum_{k=K_{CPKcm}+1}^{K_{CPK}} n_{PЭС см,кв k} \cdot M_{CPK,l,k}}; \quad (9)$$

где $M_{CPK,l,k}$ – количество СРК, k -го типа в l -м регионе, $(n_{PЭС см})_{l,k}$ – количество смен работы СРК k -го типа в l -м регионе при выполнении задачи контроля параметров излучений РЭС, $n_{PЭС см,кв k}$ – общее количество смен работы СРК за квартал.

На рис. 3 представлены результаты расчета показателя эффективности охвата во временной области $w_{PЭС П}$ при выполнении первой задачи РЧМ Киевской РП РЧМ для мобильной и стационарной составляющих. Видно, что охват во временной области не достигает максимального значения. Следовательно, ресурс рабочего времени, выделенный на выполнение этой задачи, используется не полностью.



Рис. 2

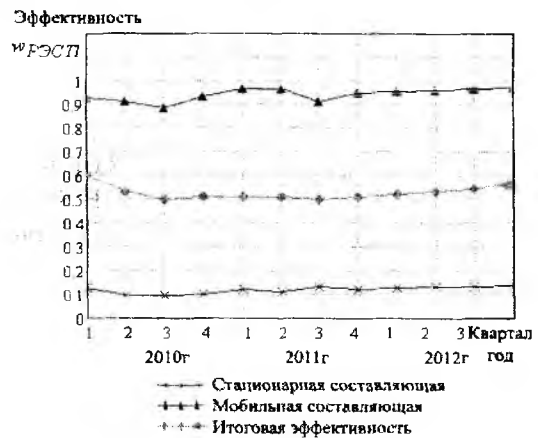


Рис. 3

Заключение

Разработанная методика оценивания эффективности функционирования СРЧМ по решению основных задач базируется на предложенном пространственно-частотно-временном подходе, устанавливающем диалектическую связь между существованием выделенного для работы РЭС радиочастотного ресурса в пространственно-частотно-временном континууме и степенью его радиомониторинга. Такой подход позволяет использовать однотипные критерии эффективности и разработать универсальную систему интегральных и частных показателей, позволяющих оценивать эффективность решения основных задач радиомониторинга на всех уровнях СРЧМ с учетом пространственно-частотно-временного охвата излучений.

Приведена часть методики, относящаяся к оценке эффективности решения задачи контроля параметров излучений РЭС региональных подсистем РЧМ базирующаяся на соответствующих показателях. Проведены расчеты эффективности решения данной задачи на примере Киевской РП РЧМ позволяют оценить ее возможности и выявить проблемные моменты в функциональной структуре (состав, количество, типы и характеристики СРК)

Вторая часть статьи будет посвящена оцениванию показателей:

- эффективности функционирования РП РЧМ при выполнении задачи контроля занятости полос частот, задачи выявления незаконно действующих передатчиков и задачи выявления источников помех работе РЭС;

- общей эффективности функционирования РП РЧМ и СРЧМ в целом;

Также будут представлены общие выводы.

Список литературы: 1. *Надежность и эффективность в технике* : Справочник ; в 10 т. ; Ред. совет: В. С. Авдудевский (пред.) и др. – М. : Машиностроение, 1988. – Т.3. *Эффективность и надежность технических систем* ; под общ. ред. В. Ф. Уткина, Ю. В. Крючкова. – 328 с. 2. *Калюжный Н.М., Николаев И.М., Галкин С.А.* Методология оценивания эффективности функционирования национальных систем радиочастотного мониторинга // 9-й Междунар. симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. Труды симпозиума. – Санкт-Петербург, 2011. – С. 164-167. 3. *Калюжный Н.М., Николаев И.М., Попов А.М., Ковшар В.А., Задонский А.И., Благодарный В.Г.* Методика и результаты оценки пространственно-частотно-временных показателей эффективности функционирования системы радиочастотного мониторинга // 4-й Междунар. радиоэлектронный форум "Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития" МРФ-2011. Сб. науч. тр.: материалы форума в трех томах. Т. 1. Конференция "Интегрированные информационные радиоэлектронные системы и технологии". Ч. 2. – Харьков : АНПРЭ, ХНУРЭ, 2011. – С. 213-218. 4. *Слободянюк П.В., Благодарный В.Г.* Радиомониторинг: вчера, сегодня, завтра (*Теория и практика построения системы радиомониторинга*) ; под общ. ред. П.В. Слободянюка. – Прилуки : ООО «Издательство «Аір-Поліграф», 2010. – 296 с. 5. *Регламент радиосвязи* // Сборник рабочих материалов по международному регулированию планирования и использования радиочастотного спектра. – М., 2004. 6. *Справочник по радиоконтролю*. – Женева : МСЭ, 2002. 7. *Положення про радіочастотний моніторинг у смугах радіочастот загального користування, затверджене рішенням НКРЗ від 16.07.2009 № 1599, зареєстровано у Міністерстві юстиції України 07.08.2009 за № 741/16757*. 8. *Порядок виконання робіт з виявлення та усунення дії джерел радіозавад у смугах радіочастот загального користування, затверджене наказом УДЦР від 28.01.2008 № 15*. 9. *Рекомендація ITU-R SM. 1050-2 Tasks of a monitoring service*. 10. *Рекомендація ITU-R SM. 1392-1 Essential requirement for a spectrum monitoring station for developing countries*. 11. *Рекомендація ITU-R SM.1046-2* Определение использования радиочастотного спектра и эффективность радиосистемы.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 20.01.2013

УДК 621.385.6

Нестационарный отклик поверхностно плазмона металлического нанопровода на изменение показателя преломления внешнего пространства / Н.П. Стогний, Н.К. Сахненко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 172. – С. 7 – 13.

Рассмотрено преобразование поверхностного плазмона металлического нанопровода в результате изменения во времени показателя преломления внешнего пространства. Аналитическое решение в виде преобразования Лапласа удалось построить для случая скачкообразного изменения во времени свойств внешней среды. Обратное преобразование найдено с помощью оценки вычетов в особых точках полученного решения. Такой способ обращения гарантирует высокую точность вычислений, а также позволяет легко интерпретировать наблюдаемые результаты.

Установлено, что изменение во времени диэлектрической проницаемости внешнего пространства ведет к преобразованию частоты и амплитуды первичного поля, при этом сохраняется его пространственная структура.

Ил. 5. Библиогр.: 13 назв.

УДК 621.385.6

Нестационарний відгук поверхневого плазмону металевого нанопроводу на зміну показника заломлення зовнішнього простору / Н.П. Стогний, Н.К. Сахненко // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 172. – С. 7 – 13.

Розглянуто перетворення поверхневого плазмону металевого нанопроводу в результаті зміни в часі показника заломлення зовнішнього простору. Аналітичний розв'язок у вигляді перетворення Лапласа вдалося побудувати для випадку стрибкоподібної зміни в часі властивостей зовнішнього середовища. Обернене перетворення отримано за допомогою оцінки лишків в особливих точках отриманого рішення. Такий спосіб обернення гарантує високу точність обчислень, а також дозволяє легко інтерпретувати результати.

Встановлено, що зміна в часі діелектричної проникності зовнішнього простору веде до перетворення частоти і амплітуди первинного поля, при цьому зберігається його просторова структура.

Ил. 5. Бібліогр.: 13 назв.

UDC 621.385.6

Transient response of metal nanowire surface plasmon on refractive index change of external space / N.P. Stognii, N.K. Sakhnenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – № 172. – P. 7 – 13.

Transient transformation of metal nanowire surface plasmon due to time change of the environment refractive index has been studied. Analytical solution has been derived for the case of an abrupt change of the material properties. Inverse transform has been carried out through evaluation of residues at singular points of the obtained solutions. This approach guarantees high accuracy of the calculations and makes it possible to extract and interpret physical phenomena easily.

It is revealed that time change of dielectric permittivity results in the transformation of the frequency and amplitude of the initial field and leaves its spatial pattern unchanged.

5 fig. Ref.: 13 items.

УДК 537.874.6

Метод гиперсингулярных интегральных уравнений в задаче дифракции на конечном метаматериале на основе разомкнутых прямоугольных рамок / М. Е. Калиберда, С. А. Погарский, В. А. Белоусов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 172. – С. 14 – 17.

Рассматривается задача дифракции электромагнитных волн на конечной бипериодической решетке, состоящей из прямоугольных разомкнутых металлических рамок. Для решения используется метод гиперсингулярных интегральных уравнений. Исследуются зависимости коэффициента отражения структуры от волнового числа и диаграммы направленности отраженного поля.

Ил. 3. Библиогр.: 9 назв.

УДК 537.874.6

Метод гіперсингулярних інтегральних рівнянь у задачі дифракції на скінченному метаматеріалі на основі розімкнутих прямокутних рамок / М. С. Каліберда, С. О. Погарський, В. А. Білоусов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип.172. – С. 14 – 17.

Розглядається задача дифракції електромагнітних хвиль на скінченій біперіодичній решітці, що складається із прямокутних розімкнутих металевих рамок. Для розв'язання використовується метод гіперсингулярних інтегральних рівнянь. Досліджено залежності коефіцієнта відбиття структури від хвильового числа й діаграми спрямованості відбитого поля.

Іл. 3. Бібліогр.: 9 назв.

УДК 537.874.6

Method of hypersingular integral equations in the diffraction problem on the finite metamaterial based on the rectangular split-ring boxes / M. E. Kaliberda, S. A. Pogarsky, V. A. Belousov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – № 172. – P. 14 – 17.

The electromagnetic waves diffraction problem by finite biperiodical grating which consists of rectangular split-ring metallic boxes is considered. The method of hypersingular integral equations is used for solution. The dependencies of the reflection coefficient of the structure as a function of wave number and directional patterns of reflected field are studied.

3 fig. Ref.: 9 items.

УДК 319.61.126

Измерение коэффициента усиления больших антенн в существенно ближней зоне / О.А. Войтович, А.М. Линкова, Г.А. Руднев, Г.И. Хлопов, С.И. Хоменко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. -2013. – Вып. 172. – С. 18 – 23.

Рассмотрены особенности измерения усиления антенны в существенно ближней зоне, когда расстояние между антеннами не превышает 1 % расстояния дальней зоны. Приведены результаты численного моделирования потерь коэффициента усиления антенны за счет дефокусировки раскрыва в ближней зоне с использованием апертурной теории, а также данные экспериментальных исследований коэффициента усиления параболической рефлекторной антенны в 3-сантиметровом диапазоне радиоволн. Показано, что, несмотря на значительную сферическую абберацию, данные расчетов в рамках апертурной теории обеспечивают хорошее соответствие с результатами эксперимента.

Іл. 4. Бібліогр.: 6 назв.

УДК 319.61.126

Вимірювання коефіцієнта підсилення великих антен в істотно ближній зоні / О.А. Войтович, А.М. Линкова, Г.О. Руднев, Г.І. Хлопов, С.І. Хоменко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 172. – С. 18 – 23.

Розглянуто особливості вимірювання посилення антени в істотно ближній зоні, коли відстань між антенами не перевищує 1% відстані далекої зони. Наведено результати чисельного моделювання втрат коефіцієнта посилення антени за рахунок дефокусування розкрива в ближній зоні з використанням апертурної теорії, а також дані експериментальних досліджень коефіцієнта підсилення параболическої рефлекторної антени в 3-сантиметровому діапазоні радіохвиль. Показано, що, незважаючи на значну сферичну аберацію, дані розрахунків у рамках апертурною теорії забезпечують хорошу відповідність з результатами експерименту.

Іл. 4. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 319.61.126

Measurement of gain coefficient of large antennas in the substantially near-field zone / O.A. Voitovych, A.M. Linkova, G.O. Rudnev, G.I. Khlopov, S.I. Khomenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – № 172. – P. 18 – 23.

Peculiarities of measurements of antenna gain in the substantially near-field region are considered, when distance between antennas is no more than 1 % of the far-field zone distance Results of numerical simulation of loss in the antenna gain due to the aperture defocusing in the near-field zone obtained by using of aperture theory are presented. Data of experimental study of defocusing coefficient of parabolic antenna are presented for 3 cm wave range. It is shown that results of calculations in the frameworks of the aperture theory provide a good agreement with experimental data in spite of an essential spherical aberration.

4 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.371.34

Оценка СВЧ поля за радиогоризонтом по измеренному профилю коэффициента преломления воздуха / В.А. Петров, О.Л. Шильяева, Б.В. Жуков // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып.172. – С. 24 – 31.

Анализируются условия применения метода эквивалентных источников с учетом возможного образования каустик. Показано, что без учета каустических сдвигов фаз упрощенный алгоритм расчета применим на дальностях 60-150 км. Приводятся результаты расчета множителя ослабления поля за радиогоризонтом для длины волны 4 см. Сравнения их с экспериментальными данными показывают, что расхождения в среднем не превышают 10 дБ.

Ил.9. Библиогр.: 19 назв.

УДК 621.371.34

Оцінка НВЧ поля за радіогоризонтом за виміряним профілем коефіцієнта заломлення повітря / В.А. Петров, О.Л. Шильяева, Б.В. Жуков // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вып.172. – С. 24 – 31.

Аналізуються умови застосування методу еквівалентних джерел з урахуванням можливого утворення каустик. Показано, що без урахування каустичних зсувів фаз спрощений алгоритм розрахунку може застосовуватись на відстанях 60-150 км. Наводяться результати розрахунку множника ослаблення поля за радіогоризонтом для довжини хвилі 4 см. Порівняння їх з експериментальними даними свідчать, що розбіжності у середньому не перевищують 10 дБ.

Іл. 9. Бібліогр.: 19 назв.

UDC 621.371.34

Estimation of UHF field beyond the radio horizon by the measured profile of the air refractive index / V.A. Petrov, O.L. Shylyayeva, B.V. Zhukov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – № 172. – P. 24 – 31.

The application conditions of the method of equivalent sources taking into account possible formation of caustics are analyzed. It is shown that without the caustic phase shifts the simplified algorithm is applicable at distances of 60 – 150 km. The calculation results of the field attenuation factor beyond radio horizon for the wavelength of 4 cm are given. Comparisons of them with the experimental data show that the differences don't exceed on the average 10dB.

9 fig. Ref.: 19 items.

УДК 319.61.126

Флуктуации когерентных сигналов миллиметрового диапазона при зондировании почвы с малых высот / В. П. Мальцев, Г.И. Хлопов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 172. – С.32 – 40.

Разработан и изготовлен прототип доплеровского радара миллиметрового диапазона длин волн, выполняющего роль бесконтактного спидометра. Проведены натурные эксперименты с записью сигналов на цифровой носитель информации. Разработано и написано программное обеспечение, позволяющее обрабатывать полученные в ходе экспериментов сигналы. Проведены исследования сигналов с помощью разработанного программного обеспечения.

Ил. 13. Библиогр.: 12 назв.

УДК 319.61.126

Флуктуації когерентних сигналів міліметрового діапазону при зондуванні ґрунту з малих висот / В. П. Мальцев, Г.І. Хлопов // Радіотехніка : Всеукр. між від. наук.-техн. зб. – 2013. – Вып.172. – С. 32 – 40.

Розроблено і виготовлено прототип доплерівського радара міліметрового діапазону довжин хвиль, виконує роль безконтактного спідометра. Проведено натурні експерименти із записом сигналів на цифровий носій інформації. Розроблено і написано програмне забезпечення, що дозволяє обробляти отримані в ході експериментів сигнали. Проведено дослідження сигналів за допомогою розробленого програмного забезпечення.

Іл. 13. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 319.61.126

Fluctuations of millimeter-wave-band coherent signals when sounding the ground from low altitudes / V. P. Maltsev, G.I. Khlopov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – № 172. – P. 32 – 40.

The millimeter-wave band Doppler radar prototype has been developed and produced, it fulfills the function of the contactless speedometer. Field experiments with signals recording on digital storage media have been carried out. The software has been created and written by software which makes it possible to process the signals received in the course of the experiments. The signals have been studied using the developed software.

13 fig. Ref.: 12 items.

УДК 621.396.96: 551.501.815

Модели рассеянных сигналов в радиолокационных системах вертикального зондирования атмосферы / *А.И.Литвин-Попович* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 172. – С. 41 – 46.

Рассмотрены модели сигналов, рассеянных атмосферными неоднородностями. Модели находят применение при имитационном моделировании для апробации методов обработки сигналов в радиолокационных системах вертикального зондирования атмосферы, а также при разработке методов оценивания параметров рассеянных сигналов и методов подавления активных и пассивных помех.

Ил. 6. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396.96: 551.501.815

Моделі розсіяних сигналів в радіолокаційних системах вертикального зондування атмосфери / *А.І.Литвин-Попович* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 172. – С. 41 – 46.

Розглянуто моделі сигналів, розсіяних атмосферними неоднорідностями. Ці моделі використовуються при імітаційному моделюванні для апробації методів обробки сигналів в радіолокаційних системах вертикального зондування атмосфери, а також при розробці методів оцінювання параметрів розсіяних сигналів та методів послаблення активних та пасивних завад.

Іл. 6. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.396.96: 551.501.815

Backscattered signal models in radar wind profiler systems / *A.I.Lytvyn-Popovych* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – № 172. – P. 41 – 46.

Models of signals, scattered on atmospheric heterogeneity, have been discussed. These models are used in imitational modeling to test and verify methods of a signal processing in radar wind profilers, as well as in development of a new methods for signal parameter estimation and suppressing clutters – both active and passive.

6 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.391

Метод построения многофазных характеристических дискретных сигналов / *А.А. Замула* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып.172. – С. 47 – 50.

Рассмотрен метод формирования ансамбля характеристических дискретных сигналов, позволяющий ускорить процедуру формирования данного класса сигналов. Даны рекомендации по использованию данного класса дискретных сигналов в широкополосных системах связи с прямым расширением спектра.

Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.391

Метод побудови багатозафазних характеристичних дискретних сигналів / *О.А. Замула* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 172. – С. 47 – 50.

Розглянуто метод формування ансамблю характеристичних дискретних сигналів, що дозволяє прискорити процедуру формування даного класу сигналів. Наведені рекомендації з використання даного класу дискретних послідовностей у широкосмугових системах зв'язку з прямим розширенням спектру.

Бібліогр.: 2 назв.

UDC 621.391

Method for forming an ensemble of the characteristic discrete signals / *A.A. Zamula* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – № 172. – P. 47 – 50.

The method for forming an ensemble of the characteristic discrete signals, making it possible to speed

up the formation this class of signals, is considered. Recommendations for using this class of discrete sequences in broadband communication systems with direct expansion of the spectrum are given.

Ref.: 2 items.

УДК 319.61.126

Двухчастотное зондирование полидисперсной среды в виде капель эллипсоидальной формы / А.Б. Веселовская // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып.172. – С.51 – 60.

Исследованы характеристики рассеяния полидисперсной среды с эллипсоидальными каплями дождя при двухчастотном зондировании на ортогональных поляризациях. Форма капель описывается моделью Пруппахера, приведены зависимости ЭПР, ДЭПР капель от угла места антенны РЛС и интенсивности дождя. Рассмотрена особенность процедуры для исключения неоднозначности восстановления интенсивности дождя по измерениям дифференциальной ЭПР для эллипсоидальных капель, а также показано, что фактор формы капель при двухчастотном зондировании существенно слабее влияет на результаты зондирования, чем в случае одночастотного зондирования.

Ил. 14. Библиогр.: 15 назв.

УДК 319.61.126

Двочастотне зондування полідисперсного середовища у вигляді крапель еліпсоїдальної форми / Г.Б. Веселовська // Радіотехніка : Всеукр. між від. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип.172. – С. 51 – 60.

Досліджено характеристики розсіювання полідисперсного середовища з еліпсоїдальної краплі дощу при двочастотному зондуванні на ортогональних поляризаціях. Форма крапель описується моделлю Пруппахера, наведено залежності ЕПР, ДЕПР крапель від кута місця антени РЛС і інтенсивності дощу. Розглянуто особливість процедури для виключення неоднозначності відновлення інтенсивності дощу за вимірюваннями диференціальної ЕПР для еліпсоїдальних крапель, а також показано, що фактор форми крапель при двочастотному зондуванні істотно слабше впливає на результати зондування, ніж у випадку одночастотного зондування.

Ил. 14. Библиогр.: 15 назв.

UDC 319.61.126

Double-frequency of polydisperse medium with ellipsoidal water drops / G.B. Veselovska // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – № 172. – P. 51 – 60.

The scattering characteristics of polydisperse medium with ellipsoidal raindrops at orthogonal polarizations were studied in the case of double-frequency sounding. The shape of drops is described by Pruppaher model and showed the dependence of RCS and DRCS of drops on viewing angle and intensity of rain. The peculiarities of the procedure to avoid an ambiguity of rain intensity recovery was considered on the base of differential RCS measurement for ellipsoidal drops. It is also shown that the form factor of drops in double-frequency sounding affects much weaker on the results of sounding than in the case of single-frequency sounding.

14 fig. Ref.: 15 items.

УДК 621.396.96

Моделирование процесса обнаружения конечного числа точечных объектов радаром со ступенчатой частотной модуляцией зондирующего сигнала / Ю.Б. Гимпелевич, Д.А. Савочкин // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 172. – С. 61 – 66.

Проведено исследование процесса обнаружения конечного числа идентичных точечных объектов радаром со ступенчатой частотной модуляцией зондирующего сигнала и получено соотношение для расчета пространственной рефлектограммы. На основе этого соотношения проведено моделирование процесса обнаружения и получены пространственные рефлектограммы для различных случаев расположения четырех и восьми точечных объектов. Проведен модельный эксперимент, в результате которого показано, что разрешающая способность радара со ступенчатой частотной модуляцией зондирующего сигнала в 2 – 2,5 раза превышает величину интервала дискретизации по дальности.

Ил. 4. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396.96

Моделювання процесу виявлення кінцевого числа точкових об'єктів радаром із ступінчастою частотною модуляцією зонduючого сигналу / Ю.Б. Гімплевич, Д.О. Савочкин // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 172. – С. 61 – 66.

Проведено дослідження процесу виявлення кінцевого числа ідентичних точкових об'єктів радаром із ступінчастою частотною модуляцією зонduючого сигналу і отримано співвідношення для розрахунку просторової рефлектограмми. На основі цього співвідношення проведено моделювання процесу виявлення і отримані просторові рефлектори для різних випадків розташування чотирьох і восьми точкових об'єктів. Проведено модельний експеримент, в результаті якого показано, що роздільна здатність радара із ступінчастою частотною модуляцією зонduючого сигналу в 2 – 2,5 рази перевищує величину інтервалу дискретизації по дальності.

Л. 4. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.396.96

Modeling of the process for the point objects finite set detection with the stepped frequency radar / Yu.B. Gimpilevich, D.A. Savochkin // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – N 172. – P. 61 – 66.

Research into objects detection process with the stepped frequency radar is presented. The range profile expression for finite set of identical point objects was obtained. The detection process modeling for point objects was carried out on the basis of this expression and range profiles for different location schemes of four and eight point objects are given. After the model experiment, it was demonstrated that the range resolution is 2 – 2.5 times more than the range sampling rate for the stepped frequency radar.

4 fig. Ref.: 3 items.

УДК 551.501.8:621.396.96

К вопросу о возможности регистрации влажности воздуха при корреляционной обработке сигналов системы радиоакустического зондирования / В.М.Карташов, С.И.Бабкин, Д.Н.Куля // Радіотехніка : Всеукр. межвед. науч.-техн. зб. – 2013. – Вип.172. – С.67 – 71.

На основе использования эффекта дисперсии скорости звука, возникающей за счет релаксационных процессов, сопровождающих распространение звуковых волн во влажном атмосферном воздухе, рассмотрена возможность дистанционного измерения влажности воздуха с помощью двухчастотной системы радиоакустического зондирования. Получена рабочая формула для расчета влажности с использованием корреляционной обработки отраженных сигналов и проанализированы погрешности регистрации влажности. Показано, что корреляционный способ обработки сигналов обеспечивает инструментальную точность дистанционной регистрации влажности, находящуюся на уровне точности штатных метеорологических датчиков.

Библиогр.: 14 назв.

УДК 551.501.8:621.396.96

До питання про можливість реєстрації вологості повітря при кореляційній обробці сигналів системи радіоакустичного зондування / В.М.Карташов, С.І.Бабкін, Д.М.Куля // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип.172. – С. 67 – 71.

На основі використання ефекту дисперсії швидкості звуку, яка виникає за рахунок релаксаційних процесів, що супроводжують розповсюдження звукових хвиль у вологому атмосферному повітрі, розглянуто можливість дистанційного вимірювання вологості повітря за допомогою двох частотної системи радіоакустичного зондування. Отримана робоча формула для розрахунку вологості з використанням кореляційної обробки відбитих сигналів та проаналізовані похибки реєстрації вологості повітря. Показано, що кореляційний спосіб обробки сигналів забезпечує інструментальну точність дистанційної реєстрації вологості, яка знаходиться на рівні точності штатних метеорологічних датчиків.

Бібліограф.: 14 назв

UDC 551.501.8:621.396.96

On the possibility of air humidity registration at correlation signal processing for radio-acoustic sounding systems / V.M.Kartashov, S.I.Babkin, D.N.Kulya // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – № 172. – P. 67 – 71

Using sound velocity dispersion effect, which arises due to relaxation processes accompanying the propagation of sound waves in humid air, the possibility of remote measurement of humidity using a two-frequency system radio acoustic sounding was considered. A working formula was derived to calculate

humidity using correlation processing of the reflected signals and the error in the humidity registration was analyzed. It is shown that the correlation signal processing provides the instrumental precision of the humidity remote registration that is within the accuracy of regular meteorological sensors

Ref.: 14 items.

УДК 621.396.96

Учет информативности при совмещении оптических изображений в задачах корреляционно-экстремальной навигации / В.А. Душена, М.Л. Усс // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 172. – С. 72 – 80.

Предложен алгоритм выбора наиболее информативных фрагментов для совмещения оптических изображений в корреляционно-экстремальных системах навигации. Критерий информативности фрагментов изображений основан на вычислении их локальной дисперсии и радиуса пространственной корреляции. Показано, что выбор информативных фрагментов позволяет повысить точность субпиксельного совмещения при фиксированном времени вычислений. Согласно результатам имитационного моделирования предложенный подход позволяет уменьшить среднеквадратическую ошибку совмещения более чем на 10 %. Проанализирована зависимость точности совмещения от величины совмещаемых фрагментов.

Ил. 4. Библиогр.: 15 назв.

УДК 621.396.96

Врахування інформативності при суміщенні оптичних зображень у задачах кореляційно-екстремальної навігації / В.А. Душена, М.Л. Усс // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип.172. – С. 72 – 80.

Запропоновано алгоритм вибору найбільш інформативних фрагментів для суміщення оптичних зображень у кореляційно-екстремальних системах навігації. Критерій інформативності фрагментів зображень побудований на обчисленні їх локальної дисперсії і радіуса просторової кореляції. Показано, що вибір інформативних фрагментів дозволяє підвищити точність субпиксельного суміщення при фіксованому часі обчислень. Згідно з результатами імітаційного моделювання запропонований підхід дозволяє зменшити середньоквадратичну похибку суміщення більш ніж на 10 %. Проаналізована залежність точності суміщення від розміру суміщуваних зображень.

Ил. 4. Библиогр.: 15 назв.

UDC 621.396.96

Informativeness accounting for optical image registration in image-based navigation tasks / V.A. Dushepa, M.L. Uss // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – № 172. – P. 72 – 80.

The most informative fragment selection algorithm for optical images subpixel registration in image based navigation is proposed. The fragments informativity is based on local variance and spatial correlation radius evaluation. The most informative fragment selection makes it possible to improve the accuracy of subpixel registration subject to fixed computing time. Simulation has shown that the proposed approach reduces the mean square error of registration by more than 10 %. Additionally, the registration accuracy dependence of subset size is analyzed.

4 fig. Ref.: 15 items.

УДК 621.396

Использование технологии LTE для беспроводных сенсорных сетей / Х.Д. Ал-Джаноби, Я.Т. Хуссейн // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 172. – С. 81 – 87.

Рассматривается возможность использования технологии LTE для улучшения характеристик качества беспроводных сенсорных сетей. Анализируются возможности энергосбережения в беспроводных сенсорных сетях на основе технологии LTE с ММО и особенности использования стандартного оборудования LTE для повышения энергоэффективности таких сетей.

Ил.10. Библиогр.: 5 назв

УДК 621.396

Використання технології LTE для безпроводних сенсорних мереж / Х.Д. Ал-Джаноби, Я.Т. Хуссейн // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип.172. – С. 81 – 87.

Розглянуто можливість використання технології LTE для поліпшення характеристик якості безпроводних сенсорних мереж. Аналізуються можливості енергозбереження в безпроводних сенсорних

мережах на основі технології LTE з MIMO та особливості використання стандартного устаткування LTE для підвищення енергоефективності таких мереж.

Ил. 10. Библиогр.: 5 назв.

UDC 621.396

Using of LTE technology in wireless sensor networks / H.D. Al-Janabi, Y. T. Hussain // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – № 172. – P. 81 – 87.

The ability to use the LTE technology for improving the characteristics quality of wireless sensor networks is considered. The potential energy saving in wireless sensor networks based on the LTE technology with MIMO is analyzed. The energy efficiency is compared over different transmission distances. The main attention is paid to the possibility of using the LTE hardware for designing higher energy efficiency wireless sensor networks.

10 fig. Ref.: 5 items.

УДК 517.977.5

Оптимальное по быстродействию управление консервативными процессами / А.В. Писаренко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 172. – С. 88 – 96.

Статья посвящена исследованию оптимального по быстродействию управления объектами, имеющими в своем составе консервативные элементы. Построены математические модели указанных объектов управления в пространстве состояний. С помощью принципа максимума Понтрягина выведен закон оптимального управления при наличии интервального ограничения на величину управления. На фазовой плоскости построен фазовый портрет объекта и выделена линия переключения. Разработана компьютерная модель системы в пакете MATLAB/Simulink, с помощью которой исследованы принципы оптимального по быстродействию управления и получены результаты, подтверждающие теоретические выводы.

Ил. 12. Библиогр.: 3 назв.

УДК 517.977.5

Оптимальне за швидкодією керування консервативними процесами / А.В. Писаренко // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 172. – С. 88 – 96.

Стаття присвячена дослідженню оптимального за швидкодією керування об'єктами, що мають у своєму складі консервативні елементи. Побудовано математичні моделі вказаних об'єктів керування у просторі станів. За допомогою принципу максимума Понтрягіна виведено закон оптимального керування при наявності інтервального обмеження на величину керування. На фазовій площині побудовано фазовий портрет об'єкту та виділено лінію перемикання. Розроблено комп'ютерну модель системи у пакеті MATLAB/Simulink, за допомогою якої досліджено принципи оптимального за швидкодією керування та отримано результати, що підтверджують теоретичні висновки.

Ил. 12. Библиогр.: 3 назви.

UDC 517.977.5

Time optimal control of conservative processes / A.V. Pysarenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №172. – P. 88 – 96.

The conservative plants time optimal control was investigated. Mathematical models of those plants in state space were built. Using maximum principle the conservative plants low under interval constraint was deduced. At phase plane the plant's phase portrait was built and the switch line was selected. Computer model of the system in MATLAB/Simulink was developed for research of time optimal control principles. The results confirm the theoretical conclusions.

Fig. 12. Ref.: 3 items.

УДК 681.3.06

Композиционное универсальное хеширование по кривым Ферма в простом поле / Г.З. Халимов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 172. – С. 97 – 103.

Представлено решение задачи построения композиционного универсального хеширования по кривым Ферма и проективной прямой в простом поле. Рассмотрены свойства универсального хеширования на ортогональных массивах и алгебраических кривых. Представлены основные результаты по наилучшей кривой Ферма с большим числом точек в простом поле. Получены параметры композиционного универсального хеширования по кривой Ферма и ортогональным массивам. Композици-

онное строгое (почти строгое) универсальное хеширование над простым полем определяется трёхкратным увеличением размера ключа. Хеширование по разным модулям снимает избыточность размера хеша по коллизийной оценке. Практические оценки по вероятности коллизии определяются оценками первого каскада.

Библиогр.: 11 назв.

УДК 681.3.06

Композиційне універсальне гешування по кривих Ферма в простому полі / Г.З. Халімов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 172. – С. 97 – 103.

Представлено рішення задачі побудови композиційного універсального гешування по кривих Ферма і проективної прямої в простому полі. Розглянуто властивості універсального гешування на ортогональних масивах та алгебричних кривих. Представлені основні результати за найкращою кривою Ферма з великим числом точок в простому полі. Отримано параметри композиційного універсального гешування по кривій Ферма і ортогональним масивам. Композиційне строгі (майже строгі) універсальне гешування над простим полем визначається трьохкратним збільшенням розміру ключа. Гешування по різним модулям знімає надмірність розміру гешу по колізійній оцінці. Практичні оцінки по ймовірності колізії визначаються оцінками першого каскаду.

Бібліогр.: 11 назв.

UDC 681.3.06

Compositional universal hashing from Fermat curves in a prime field / G.Z. Khalimov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №172. – P. 97 – 103.

The solution of the problem of constructing a universal hashing composite Fermat curves and projective line in a prime field are presented. The properties of the universal hashing on orthogonal arrays and algebraic curves are considered. The main results of the best curve with a large number of points in a prime field are given. The parameters of the composite universal hashing Fermat curve and orthogonal arrays are got. The compositional strong (almost strong) universal hashing over a prime field is determined by the three-fold increase in the size of the key. Hashing on different modules eliminates redundancy size for hash collision estimate. Practical assessment on the probability of collisions determines a value of the first stage.

Ref.: 11 items.

УДК 621.3.06

Метод построения нелинейных узлов замены на основе градиентного спуска / А.В. Казимиров, Р.В. Олейников // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 172. – С. 104 – 108.

Рассмотрены критерии отбора подстановок (S-блоков) для симметричных криптографических примитивов на основе анализа свойств векторных булевых функций. Предложен усовершенствованный метод градиентного спуска для быстрой генерации нелинейных узлов замен с оптимальными криптографическими показателями.

Табл. 2. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.3.06

Метод побудови нелінійних вузлів заміни на основі градієнтного спуску / О.В. Казимиров, Р.В. Олійников // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 172. – С. 104 – 108.

Розглянуто критерії відбору підстановок (S-блоків) для симетричних криптографічних примітивів на основі аналізу властивостей векторних булевих функцій. Запропоновано удосконалений метод градієнтного спуску для швидкої генерації нелінійних вузлів замін з оптимальними криптографічними показниками.

Табл. 2. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.3.06

Method for constructing replacement nonlinear components based on gradient descent / O. Kazymyrov, R. Oliynykov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №172. – P. 104 – 108.

The criteria based on the analysis of the properties of vector Boolean functions for selection of substitutions (S-boxes) for symmetric cryptographic primitives are given. An improved gradient descent method is proposed for increasing performance of nonlinear vectorial Boolean functions generation with optimal cryptographic properties.

2 tab. Ref.: 10 items.

УДК 621.391.7

Специализированные процессоры шифрования информации без предварительного распределения ключей на основе рекуррентных последовательностей / Ю.Е. Яремчук // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 172. – С. 109 – 117.

Рассмотрен математический аппарат рекуррентных V_k и U_k последовательностей, а также аналитических зависимостей, определяющих их свойства. Показана возможность построения метода шифрования информации без предварительного распределения ключей на основе этого аппарата. Для предложенного метода разработаны принципы построения специализированных процессоров шифрования и дешифрования информации. Определены объёмы аппаратных затрат для реализации разработанных процессоров и время шифрования/дешифрования на каждом из них. Проведено сравнение предложенных процессоров с процессорами, которые реализуют известный метод Шамира. Анализ относительных оценок времени работы процессоров показал, что время шифрования/дешифрования на процессорах, реализующих предложенный метод, меньше для любого порядка последовательности k , чем на процессорах, реализующих известный метод, причём при определённых условиях больше, чем в 100 раз.

Табл. 1. Ил. 5. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391.7

Спеціалізовані процесори шифрування інформації без попереднього розподілу ключів на основі рекурентних послідовностей / Ю.Є. Яремчук // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вып. 172. – С. 109 – 117.

Розглянуто математичний апарат рекурентних V_k та U_k послідовностей, а також аналітичних залежностей, що визначають їх властивості. Показано можливість побудови методу шифрування інформації без попереднього розподілу ключів на основі цього апарату. Для запропонованого методу розроблено принципи побудови спеціалізованих процесорів шифрування та дешифрування інформації. Визначено обсяг аппаратних витрат для реалізації розроблених процесорів та час шифрування/дешифрування на кожному з них. Проведено порівняння запропонованих процесорів з процесорами, що реалізують відомий метод Шамира. Аналіз відносних оцінок часу роботи процесорів показав, що час шифрування/дешифрування на процесорах, що реалізують запропонований метод, менший для будь-якого порядку послідовності k , ніж на процесорах, що реалізують відомий метод, причому за певних умов більше, ніж у 100 разів.

Табл. 1. Ил. 5. Библиогр.: 7 назв.

UDC 621.391.7

Specialized processors of information encryption without preliminary key distribution based on recurrent sequences / Yu.Iaremchuk // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №172. – P. 109 – 117.

The mathematical apparatus of recurrent V_k and U_k sequences and analytical relationships that define their properties was considered. The possibility of constructing an information encryption method, without the keys distribution based on this apparatus, was demonstrated. Principles of building of the specialized processors for encryption and decryption of information were developed for the proposed method. Volumes of hardware expenses for the implementation of the developed processors, and the time for encryption / decryption on each of them, were established. A comparison of the proposed processors with the processors, implementing a well-known method of Shamir, was conducted. Analysis of the time estimates of the processors showed that the time of encryption/decryption on the processors, implementing the proposed method, is less for any order of sequence k , than on the processors implementing the well-known method, and under certain conditions by more than 100 times.

1 tab. 5 fig. Ref.: 7 items.

УДК 519.87

Еще одна динамическая модель марковской системы человек-машина-среда, на которую действуют вредные факторы / И.В. Наумейко, Р.Дж. Аль-Азави // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. – С.118 – 124.

Обсуждается задача моделирования поведения системы и оператора при наличии некоторых опасных внешних воздействий. Рассмотрены случаи, когда поток событий, генерируемых подсистемами «машина» и «окружающая среда» является простейшим, и случай, когда интенсивность потока

можно приблизить потоком Эрланга, и, когда интенсивность изменяется во времени .

Библиогр.: 2 назв.

УДК 519.87

Ще одна динамічна модель марковської системи людина-машина-середовище, на яку діють шкідливі чинники / *I.V. Naumeyko, R.J. Alazawi* // *Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* – 2013. Вин.172. – С. 118 – 124.

Обговорюється задача моделювання поведінки системи та оператора при наявності деяких небезпечних зовнішніх впливів. Розглянуто випадки, коли потік подій, що генеруються підсистемами «машина» і «наколишнє середовище» є найпростішим, і випадок, коли інтенсивність потоку можна наблизити потоком Эрланга, і, коли інтенсивність змінюється в часі.

Бібліогр.: 2 назви.

UDC 519.87

Another dynamic model of Markovian human-machine-environment system affected by some hazard / *I.V. Naumeyko, R.J. Alazawi* // *Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2013. №172. – P. 118 – 124.

The problem of modeling the behavior of a system and operator, both effected by some hazard is discussed. The cases are considered, when the flow of events generated by the subsystems "machine" and "environment" is the simplest, and also the case when the intensity of the flow is possible to approximate by a flow of Erlang, and when the intensity changes in time.

Ref: 2 items.

УДК 621.385.6

Факельный СВЧ разряд в однопроводной линии: экспериментальная установка и результаты исследований / *Б.П. Ефимов, А.Н. Кулешов, А.О. Пузанов, М.О. Хорунжий* // *Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* – 2013. – Вып. 172. – С. 125 – 133.

Описаны эксперименты по возбуждению факельного СВЧ разряда эрозионного типа на конце однопроводной линии при помощи специального волноводно-коаксиального СВЧ модуля. Показано, что энергия передается в разряд посредством поверхностной волны Зоммерфельда. Описаны некоторые свойства разряда, предлагаются возможные области его использования, в частности, для экспериментов по поджигу плазмы, напылению тонких пленок, поджигу водоугольного топлива в топочных устройствах котельных малой энергетики и пр.

Ил. 4. Библиогр.: 29 назв.

УДК 621.385.6

Факельный НВЧ разряд в однодротовой линии: экспериментальная установка та результати досліджень / *Б.П. Єфімов, О.М. Кулешов, О.О. Пузанов, М.О. Хорунжий* // *Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* – 2013. – Вып. 172. – С. 125 – 133.

Описано эксперименты по возбуждению факельного НВЧ разряда эрозийного типа на конце однодротовой линии за допомогою спеціального хвилевідно-коаксиального НВЧ модуля. Показано, що енергія передається до розряду поверхневою хвилею Зоммерфельда. Описано деякі властивості розряду, пропануються можливі галузі його використання, зокрема, для експериментів з підпалювання плазми, напылювання тонких плівок, підпалювання водовугільного палива в топочних пристроях котельних малої енергетики і т.п.

Л. 5. Библиогр.: 29 назв.

UDC 621.385.6

Torch discharge in a single-wire line: experimental setup and investigation results / *B.P. Yefimov, A.N. Kuleshov, A.O. Puzanov, M.O. Khorunzhiy* // *Radiotekhnika : All-Ukr. Sci Interdep. Mag.* – 2013. – №172. – P. 125 – 133.

The experiments on excitation of microwave torch discharge of the erosion type at the end of a single-wire line with special waveguide-coaxial module have been described. It is shown that the energy is transmitted into the discharge via Sommerfeld' surface wave. Some properties of the discharge are described, possible areas of its application are suggested. The designed experimental setup for torch discharge initiation enables carrying out experiments on plasma ignition, thin-film deposition, waste recovery, coal-water fuel firing in furnaces of small power boiler installations, etc.

4 fig. Ref.: 29 items.

УДК 519.725

Неалгебраический декодер корректирующих кодов / А.Н. Битченко, Л.Б. Макаров, А.И. Цона, Г.Ф. Коняхин // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 172. – С. 134 – 140.

Приведена техническая реализация и принцип работы универсального неалгебраического декодера корректирующих кодов, который значительно упрощен за счет отсутствия устройства выделения информационной группы из кодового слова, сформированного как систематическим, так и несистематическим методами. Предложенный декодер не замедляет процесс обработки кодовых слов и скорость передачи их по каналу связи, так как выделение информационной группы происходит в границах 3-го цикла работы, который и так необходим для выполнения основной функции – декодирования.

Табл. 2. Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 519.725

Неалгебраїчний декодер коригувальних кодів / О.М. Бітченко, Л.Б. Макаров, О.І. Цона, Г.Ф. Коняхін // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 172. – С. 134 – 140.

Наведено технічну реалізацію та принцип роботи універсального неалгебраїчного декодера коригувальних кодів, який значно спрощений за рахунок відсутності пристрою виділення інформаційної групи з кодового слова, сформованого як систематичним, так і несистематичним методами. Запропонований декодер не сповільнює процес обробки кодових слів і швидкість передачі їх по каналу зв'язку, тому що виділення інформаційної групи відбувається в межах 3-го циклу роботи, який і так необхідний для виконання основної функції – декодування.

Табл. 2. Іл. 3. Бібліогр.: 3 назви

UDC 519.725

Nonalgebraic decoder correcting codes / A. Bitchenko, L. Makarov, O. Tsopa, G. Koniahin // All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – № 172. – P. 134 – 140.

Technical implementation of the principle of universal and non-algebraic decoder correcting codes, which has been simplified by eliminating the device selection information group of the code word formed both systematic and unsystematic methods, is presented. The proposed decoder is not slowing down the processing of code words and rate them on a communication channel, since the selection of information occurs within the third cycle, which is so necessary to perform the basic functions – decoding.

2 tab. 3 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.372.542

Анализ влияния частоты дискретизации на качество формирования квадратурной составляющей для некоторых сигналов / Е.Э. Белоусова, О.Н. Пастушенко // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 172. – С. 141 – 146.

Выполнена оценка влияния частоты дискретизации регистрируемого сигнала на качество его процедур цифровой обработки. Исследование проведено на примере преобразований Гильберта и Гильберта-Хуанга с использованием метода математического моделирования. Определены требования к частоте дискретизации для условий случайного изменения фазы и наличия мультипликативной помехи.

Ил. 6. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.372.542

Аналіз впливу частоти дискретизації на якість формування квадратурної складової для деяких сигналів / К.Е. Білоусова, О.М. Пастушенко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 172. – С. 141 – 146.

Виконано оцінку впливу частоти дискретизації сигналу, що реєструється, на якість його процедур цифрової обробки. Дослідження проведено на прикладі перетворень Гільберта й Гільберта-Хуанга з використанням методу математичного моделювання. Визначено вимоги до частоти дискретизації для умов випадкової зміни фази та наявності мультипликативної перешкоди.

Іл. 6. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.372.542

Analysis of the impact the sampling frequency on the quality of quadrature components formation for certain signals / E.E. Belousova, O.N. Pastushenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – № 172. – P. 141 – 146.

Evaluation of sampling action on the recorded signal, quality of its digital processing procedures was

carried out. The research was made on the example of Hilbert-Huang transform using the method of mathematical modeling. The requirements for the sampling frequency for the conditions of the random phase variation and the presence of multiplicative noise were determined.

6 fig. Ref.: 10 items.

УДК 004.31:004.22:534:621.382

Моделирование процесса динамического изменения архитектуры оптоэлектронной акустооптической вычислительной среды / А.Ю. Липинский, А.Н. Рудякова, В.В. Данилов // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 172. – С. 147 – 153.

Предложен метод динамического изменения архитектуры оптоэлектронной акустооптической вычислительной среды (ОАВС) при помощи реконfigurирования оптических межсоединений каналов обработки данных. Построена математическая модель и проведено моделирование процесса формирования объемных межсоединений в ОАВС, рассмотрены ограничения метода. Существующие технологии позволяют получить ОАВС с общим числом каналов порядка 250 тыс. В этом случае, использование объемных межсоединений позволит двухъярусной ОАВС реализовать вычисление комбинационной функции 250 тысяч логических переменных.

Ил. 6. Библиогр.: 14 назв.

УДК 004.31:004.22:534:621.382

Моделювання процесу динамічної зміни архітектури оптоелектронного акустооптичного обчислювального середовища / О.Ю. Липинський, Г.М. Рудякова, В.В. Данилов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 172. – С. 147 – 153.

Запропоновано метод динамічної зміни архітектури оптоелектронного акустооптичного обчислювального середовища (ОАОС) за допомогою реконfigurування оптичних межз'єднань каналів обробки даних. Побудовано математичну модель та проведено моделювання процесу формування об'ємних межз'єднань в ОАОС, розглянуті обмеження методу. Існуючі технології дозволяють отримати ОАОС із загальним числом каналів близько 250 тис. У цьому випадку, використання об'ємних межз'єднань дозволить двоох'ярусній ОАОС реалізувати обчислення комбінаційної функції 250 тисяч логічних змінних.

Ил. 6. Библиогр.: 14 назв.

UDC 004.31:004.22:534:621.382

Modeling of optoelectronic acousto-optic computing environment's dynamic reconfiguration process / A.Y. Lipinski, A.N. Rudiakova, V.V. Danilov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – № 172. – P. 147 – 153.

The method of dynamic reconfiguration of optoelectronic acousto-optic computing environment (OACE) was proposed. It is based on the reconfiguration of optical interconnections between channels. The mathematical model of the OACE volume interconnections' forming process was built, and modelling according to this model was carried out. The limitations of proposed method were also considered. Modern technologies make it possible to achieve OACE with the channels count of order 250 thousands. In this case, the application of volume interconnections makes it possible to calculate the combinatorial function of 250 thousands logic variables by two-stage OACE.

6 fig. Ref.: 14 items.

УДК 658.562; 621.38

Методика метрологической аттестации риноманометров при использовании расходомера на основе сопла Вентури / О.Г. Аврунин // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 172. – С. 154 – 160.

Проводится разработка методики метрологической аттестации измерительного блока риноманометра, основанного на измерении расхода воздуха с помощью сопла Вентури. Приведена комбинированная схема стендовой установки для метрологической аттестации устройства, которое может использоваться для функциональной диагностики верхних дыхательных путей человека.

Ил. 1. Библиогр.: 8 назв.

УДК 658.562; 621.38

Методика метрологічної аттестації риноманометрів при використанні витратоміра на основі сопла Вентурі / О.Г. Аврунин // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 172. – С. 154 – 160.

Проводиться розробка методики метрологічної аттестації вимірювального блоку риноманометра, що заснований на вимірюванні витрати повітря за допомогою сопла Вентурі. Наведено комбіновану

схему стендової установки для метрологічної атестації пристрою, який може використовуватися для функціональної діагностики верхніх дихальних шляхів людини.

Іл. 1. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 658.562; 621.38

Methods of metrological certification rhynomanomtrns with using Venturi flowmeter / O.G. Avrunin // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – № 172. – P. 154 – 160.

Development methods of metrological certification for measuring module of rhinomanometr using Venturi flowmeter is proposed. Combined scheme for metrological certification of the devices that can be used for functional diagnostics of the upper respiratory tract is described.

1 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.396

Методика оцінювання ефективності функціонування системи моніторингу общих пользователей радіочастотного ресурсу на основі просторово-частотно-часового підходу. Частина 1 / Н.М. Калюжний, А.М. Попов, В.А. Ковшарь // Радиотехника : Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 172. – С. 161 – 168.

Рассматривается методический аппарат оценивания эффективности функционирования системы радиочастотного мониторинга по решению основных задач радиоконтроля, разработанный на основе предложенного просторово-частотно-временного подхода. Приводится использованный критерий и разработанная универсальная система интегральных и частных показателей эффективности. Обосновывается методика и математический аппарат оценивания эффективности выполнения одной из важнейших задач радиочастотного мониторинга: контроль параметров излучений зарегистрированных радиоэлектронных средств. На примере Киевской региональной подсистемы национальной системы радиочастотного мониторинга приведены и проанализированы конкретные результаты расчета.

Табл. 2. Ил. 3. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.396

Методика оцінювання ефективності функціонування системи моніторингу загальних користувачів радіочастотного ресурсу на основі просторово-частотно-часового підходу. Частина 1 / М.М. Калюжний, О.М. Попов, В.О. Ковшар // Радиотехника : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 172. – С. 161 – 168.

Розглядається методичний апарат оцінювання ефективності функціонування системи радіочастотного моніторингу по вирішенню основних задач радіоконтролю, розроблений на основі запропонованого просторово-частотно-часового підходу. Наводиться використаний критерій і розроблена універсальна система інтегральних та часткових показників ефективності. Обґрунтовується методика і математичний апарат оцінювання ефективності виконання однієї з найважливіших задач радіочастотного моніторингу: контроль параметрів випромінювань зареєстрованих радіоелектронних засобів. На прикладі Київської регіональної підсистеми національної системи радіочастотного моніторингу наведені й проаналізовані конкретні результати розрахунку.

Табл. 2. Іл. 3. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.396

Methods of evaluation of efficiency functioning of the monitoring of general users of radio frequency resource based on the space-time-frequency approach. Part 1 / N.M. Kalyuzhny, A.M. Popov, V.A. Kovshar // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – № 172. – P. 161 – 168.

The technique of evaluating the effectiveness of the radio frequency monitoring system according to the solution of the main objectives of the radio control, developed on the basis of space-time-frequency approach is explained. The used criterion and the developed multiple-purpose system of integrated and private indicators of efficiency is given. Substantiates The methodology and mathematical apparatus are substantiated for evaluation of efficiency of the one of the most important tasks of the spectrum monitoring: monitoring of parameters radiations of registered radio electronic means. On the example of the Kiev regional subsystem of the national system of radio-frequency monitoring concrete results of calculation are provided and analysed.

Tabl. 2. 3 fig. Ref.: 12 items.