

621.39610
P15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 164

ХНУРЕ Radyotekhnika



813710

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2011

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

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

Ответственность за содержание статей несут авторы.

Редакционная коллегия:

главный редактор *В.М. Шокало*, д-р техн. наук, проф.; зам. главного редактора *А.И. Лучанинов*, д-р физ.-мат. наук, проф.; ответственный секретарь *Ж.Ф. Пащенко*, канд. техн. наук, проф.; *Ю.Б. Гимилевич*, д-р техн. наук, проф.; *И.Д. Горбенко*, д-р техн. наук, проф.; *Ю.Е. Гордиенко*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *А.И. Довбня*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *В.М. Карташов*, д-р техн. наук, проф.; *В.В. Конин*, д-р техн. наук, проф.; *А. А. Коноваленко*, академик НАН Украины; *Н.И. Кравченко*, д-р техн. наук, проф.; *В.М. Кузмичев*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *Л.Н. Литвиненко*, академик НАН Украины; *И.М. Неклюдов*, академик НАН Украины; *А.Г. Пащенко*, канд. физ.-мат. наук, доц.; *В.В. Поповский*, д-р техн. наук, проф.; *Э.Д. Прохоров*, д-р физ.-мат., 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.; *Я.С. Шифрин*, д-р техн. наук, проф.

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

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиозлектроники, протокол №70 от 25.03. 2011.

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

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

СОДЕРЖАНИЕ

<i>О.В. Сытник, В.М. Карташов, А.А. Супрун</i> Алгоритм адаптации пространственно-временной селективной системы в условиях нестационарных помех	5
<i>А. А. Могила</i> Оптимальный прием сигналов в условиях полной априорной информации при использовании стохастических зондирующих сигналов	11
<i>А.Ф. Величко, Д.А. Величко, Е.И. Вдовиченко</i> Определение усредненной разности фаз и разности частот в ретрансляционных измерителях	21
<i>А.Н. Зубков, А.В. Дьяков, С.А. Мартыненко, А.П. Красюк</i> Многоспектральная адаптивная система локационного мониторинга	30
<i>В.М. Карташов, С.В. Пащенко</i> Алгоритм формирования оценок максимального правдоподобия параметров радиосигнала, рассеянного акустическим волновым пакетом	35
<i>И. Е. Антипов, Набиль Оде Имнехир, А. И. Шкарлет</i> Обработка результатов метеорных радиолокационных исследований для изучения причин изменения климата	41
<i>С.И. Бабкин</i> К вопросу о метрологической аттестации средств дистанционного зондирования атмосферы	46
<i>А.Ю. Панченко</i> К оценке интенсивности рассеянных акустических волн в АПС при отсутствии источников тепла на поверхности	53
<i>Б.В. Жуков, А.Н. Ключева, В.А. Петров</i> Оценка дистанционных зависимостей УВЧ радиополя над морем для произвольных высотных профилей коэффициента преломления воздуха	58
<i>Р. Л. Политанский, Л. Ф. Политанский, А. В. Гресь, С. Д. Галюк</i> Система передачи данных с использованием генераторов хаоса (на укр. яз.)	66
<i>А.А. Кузнецов, А.И. Цопа</i> Приближенный анализ защищённости системы ММО на основе кластерной модели отводного канала. Ч. I: модель	72
<i>В.А. Дорошенко, Ю.Д. Шимук</i> Математическое моделирование возбуждения резистивного конуса с продольной щелью монохроматическим источником (на англ. яз.)	77
<i>В.А. Тихонов, Н.В. Кудрявцева</i> Повышение разрешающей способности параметрических оценок спектров аддитивных процессов	82
<i>В. В. Ратин, В.С. Сулима</i> Синхронизированный автогенератор с фазовой обратной связью, пропорциональной сдвигу	87
<i>С.Н. Сакало</i> Проблемы внедрения методов термометрии для решения медицинских задач	92
<i>В.П. Старенький, Л.А. Аверьянова</i> Анализ физических и радиобиологических аспектов современной дистанционной лучевой терапии (на укр. яз.)	97
<i>О.Г. Аврунин, П.Ф. Шапов</i> Сравнение дискриминантных характеристик риноманометрических методов диагностики	102
<i>В.М. Колодяжный, Н.О. Тулякова</i> Методы локально-адаптивной нелинейной фильтрации электрокардиограммы	108
<i>И.Ш. Невлюдов, А.М. Цымбал, С.С. Милютина, В.Ю. Шарковский</i> Применение акустической модели для управления мобильным роботом	120
<i>М.А. Омаров, Р.И. Цехмистро, С.Д. Орехова</i> К вопросу о моделировании микроволновых технологических установок сушки древесины с бегущей волной	126
<i>А.Г. Пащенко, В.М. Ванцан</i> Локализация носителей в многослойных наноструктурах, обусловленная интерференционной передислокацией волновых функций	133
<i>С.П. Новоселов, И.Ю. Лобанова</i> Анализ методов многоагентного управления участком сборки РЭА	139
<i>А.И. Филипенко, Е.Л. Дьяченко, В.Н. Казмирова</i> Исследование отражательной способности поверхностей зеркал МЭМС оптических переключателей	144
<i>А.Ю. Липинский, А.Н. Рудякова</i> Моделирование фоторефрактивного изменения показателя преломления в кристалле LiNbO ₃	150
<i>И.Ш. Невлюдов, С.П. Новоселов, А.Г. Резниченко</i> Экспериментальная проверка теоретических основ, положенных в основу технологии автоматизированного контроля шероховатости поверхности подложки	155
<i>Л.Ф. Политанский, В.В. Лесинский</i> Температурная зависимость сопротивления канала МОП-транзисторных структур в открытом состоянии	163
<i>В.Н. Борщов, Н.И. Слипченко, А.М. Листратенко, В.А. Антонова, И.Т. Тымчук, М.А. Проценко, Я.Я. Костышин</i> Исследование и разработка высокоэффективных фотопреобразователей на основе монокристаллического кремния	168
<i>Т.Е. Ремаева, А.Г. Нерух, А.В. Ружицкий</i> Рассеяние электромагнитных волн малым деформирующимся во времени эллипсоидом	174
<i>Ю.Е. Гордиенко, С.Ю. Ларкин, А.С. Сорока</i> Радиационные эффекты в ближнеполевой микроволновой микроскопии полупроводников	180
<i>В.Г. Котух, М.А. Мирошник</i> Разработка методов повышения отказоустойчивости и надежности функционирования компонентов телекоммуникационных систем и сетей	190
РЕФЕРАТЫ	198

CONTENT

<i>O.V. Sytnik, V.M. Kartashov, A.A. Saprun</i> Algorithm of space-time selective system adaptation under the conditions of non-stationary noise	5
<i>A. A. Mogyla</i> Optimal reception of signals in the conditions of priori complete information at the use of stochastic signals as soundings	11
<i>A.F. Velichko, D.A. Velichko, Y.I. Vdovychenko</i> Determination of averaged phase and frequency differences in retransmission meters	21
<i>A.N. Zubkov, A.V. Dyakov, S.A. Martynenko, A.P. Krasnyk</i> Multispectral adaptive system of the location monitoring	30
<i>V. M. Kartashov, S. V. Pashenko</i> Algorithm for the formation of maximum likelihood estimates of parameters of the radiosignal scattered as acoustic wave packet	35
<i>I. E. Antipov, Nabeel Oude Imnehir, A. I. Shkarlet</i> Processing of the meteo-burst radio researches results for study of climate change reasons	41
<i>S.I. Babkin</i> On the metrological certification of the remote sensing of the atmosphere	46
<i>A.Yu. Panchenko</i> On estimation of acoustic waves intensity in ABL in the absence of the heat sources on the surface	53
<i>B.V. Zhukov, A.N. Klyueva, V.A. Petrov</i> Evaluation of distance dependencies UHF radio field over the sea for arbitrary vertical profiles of the refractive index of air	58
<i>R. L. Polytans'kyi, L.F. Polytans'kyi, A.V. Gres', S.D. Galiuk</i> Data transmission system using chaos generators	66
<i>O. Kuznietsov, O. Tsopa</i> Approximate security analysis of MIMO system using cluster model of wire-tap channel. Part I: model	72
<i>V. A. Doroshenko, Y.D. Shimuk</i> Mathematical modeling of a resistive cone with a longitudinal slot excitation by a monochromatic source	77
<i>V.A. Tykhonov, N.V. Kudryavceva</i> The upgrading of resolving ability of spectral parametrical estimates of additive processes	82
<i>V.V. Rapin, V.S. Sulima</i> The synchronized oscillator with phase feedback proportional to phase shift	87
<i>S.N. Sakalo</i> Problems of Introducing Thermometry Methods for the Solution of Medical Tasks	92
<i>V.P. Starenkiy, L.O. Averyanova</i> The Analysis of Physical and Radiobiological Aspects of the Current Radiotherapy	97
<i>O.G. Avrunin, P.F. Shapov</i> Comparison discriminant characteristics for rhinomanometrical diagnostic methods of human nasal airways	102
<i>V.M. Kolodyazhny, N.O. Tulyakova</i> The locally adaptive methods of nonlinear filtering for electrocardiogram signal	108
<i>I.Sh. Nevyudov, A.M. Tsimbal, S.S. Milyutina, V.Yu. Sharkovsky</i> Application of acoustic model for mobile robot control	120
<i>M.A. Omarov, R.I. Tsekhmistro, S.D. Orekhova</i> On the problem of microwave technological chambers modeling for timber drying with the running wave	126
<i>A.G. Pashchenko, V.M. Vantsan</i> Localization of carriers in multilayer nanostructures stipulated by interference redislocation of wave functions	133
<i>S. P. Novoselov, I. U. Lobanova</i> The investigation of methods of REA assembly areas multiagent control	139
<i>A.I. Filipenko, E.L. Duachenko, V.N. Kazimirova</i> Research of reflectivity of surfaces mirrors for MEMS optical switches	144
<i>A.Y. Lipinskii, A.N. Rudiakova</i> Modeling of the refraction index photorefractive variation in LiNbO ₃ crystal	150
<i>I.Sh. Nevludov, S.P. Novoselov, A.G. Reznichenko</i> Experimental verification of theoretical foundations making basis of the substrate roughness surface automated control technology	155
<i>L.F. Politans'kyi, V.V. Lesins'kyi</i> Temperature dependence of MOS transistor structures channel resistance in on condition	163
<i>V. Borshchov, M. Slipchenko, A. Listratenko, V. Antonova, I. Tymchuk, M. Protsenko, Ya. Kostyshyn</i> Research and development of high-efficiency single-crystal silicon solar cells	168
<i>T.Ye. Remyayeva, A.G. Nerukh, A.V. Ruzhytskyi</i> Scattering electromagnetic waves by a small ellipsoid that deforms in time	174
<i>Yu.Ye. Gordiyenko, S.Yu. Larkin, A.S. Soroka</i> Radiating effects in near field microwave microscopy of semiconductors	180
<i>V.G. Kotuh, M.A. Miroshnik</i> Develop methods to increase resiliency and reliability of the components of telecommunications systems and networks	190
ABSTRACTS	198

АЛГОРИТМ АДАПТАЦИИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ СЕЛЕКТИВНОЙ СИСТЕМЫ В УСЛОВИЯХ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ПОМЕХ

Введение

Алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов выполняют операцию обращения пространственной корреляционной матрицы, составленной из отсчетов сигнала. При этом предполагается, что отсчеты входного сигнала некоррелированы [1]. В случае, когда появляются коррелированные помехи, например отражения зондирующего сигнала от местных предметов, такие алгоритмы значительно снижают степень подавления помех, а в ряде случаев вообще теряют работоспособность. Это негативно сказывается на работе радиолокационной системы в целом, значительно снижается соотношение сигнал/шум, появляются помехи в виде ложных мощных выбросов сигнала и т.п. Причина этих явлений связана, главным образом, с тем, что выборочная корреляционная матрица при наличии таких помех становится плохо обусловленной, а алгоритмы быстрого обращения матрицы [2, 3] выдают сингулярные решения.

Попытки снизить влияние коррелированных помех на эффективность работы адаптивных компенсаторов предпринимались неоднократно. Наиболее полно подобного рода устройства описаны в [1, 4 – 7]. Как правило, адаптивные компенсаторы состоят из основного и вспомогательного каналов. При этом вспомогательный канал автокомпенсатора должен иметь антенну, характеристики которой отличаются от характеристик основной антенны, а настройка компенсатора выполняется при отсутствии полезного сигнала от цели. Такой подход к построению автокомпенсаторов пространственных помех показал свою эффективность в системах связи, но оказался не совсем приемлем в радиолокационных системах, в частности, если радиолокационная система является активной и предназначена для слежения за быстроперемещающимися в пространстве объектами. В этом случае угловое положение коррелированных источников помех также будет меняться, что делает пространственно-временную обработку сигналов в реальном масштабе времени малоэффективной.

Постановка задачи

Без ограничения общности изложения предположим, что приемная система состоит из линейной эквидистантной антенной решетки, содержащей N приемных элементов, которые расположены друг от друга на расстояниях $d \leq \frac{\lambda}{2}$, где λ – рабочая длина волны. Диаграммы направленности (ДН) каждого приемного элемента идентичны и при необходимости могут быть учтены в расчетных соотношениях с помощью постоянного множителя.

Будем считать также, что максимум главного лепестка ДН антенны совпадает с направлением на источник полезного сигнала. Электромагнитные сигналы от источников помех поступают в приемную систему с направлений, соответствующих боковым лепесткам ДН. Причем количество M источников помех удовлетворяет соотношению $M \leq N - 1$ [1]. На выходах приемных элементов решетки они создают колебания, которые можно представить в виде

$$\dot{x}_i(t) = \sum_{j=1}^M s_j(t) \cdot e^{-\frac{2\pi}{\lambda}(i-1)d \cdot \sin(\theta_j)} + n_i(t), \quad (1)$$

где $s_j(t)$ – амплитуда колебания j -го источника помехи; θ_j – угловое положение j -го источника помехи; $n_i(t)$ – аддитивный тепловой шум i -го антенного элемента.

Тепловые шумы всех элементов антенной решетки считаем гауссовскими с нулевым средним и известной дисперсией σ^2 . Суммарный выходной сигнал формируется антенной как

$$\dot{y}(t) = \sum_{i=1}^N \dot{w}_i^* \cdot \dot{x}_i(t) = \vec{W}^{*T} \cdot \vec{X}(t), \quad (2)$$

где $\vec{W}^{*T} = [\dot{w}_1, \dot{w}_2, \dots, \dot{w}_N]$ – вектор комплексных коэффициентов усиления антенны (весовой вектор); $\vec{X}^T(t) = [\dot{x}_1(t), \dot{x}_2(t), \dots, \dot{x}_N(t)]$ – вектор мгновенных значений выходных сигналов антенных элементов.

В случае, если источники коррелированы (многолучевое распространение сигналов или отражения зондирующего сигнала от местных предметов), то вектор $\vec{X}(t)$ может быть представлен в виде

$$\vec{X}(t) = \vec{V} \cdot \vec{S}(t) + \vec{n}(t), \quad (3)$$

где \vec{V} – матрица Вандермонда [8] размера $[N \times M]$, каждый i -й столбец которой соответствует направлению прихода волны j -го источника помехи:

$$\vec{V}_j = \left[1, e^{-\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_j)}, e^{-\frac{4\pi}{\lambda} d \sin(\theta_j)}, \dots, e^{-\frac{2\pi}{\lambda} (i-1) d \sin(\theta_j)} \right]; \quad \vec{S}^T(t) = [\dot{s}_1(t), \dot{s}_2(t), \dots, \dot{s}_M(t)]$$

– вектор мгновенных амплитуд сигналов источников помех;

$\vec{n}^T(t) = [\dot{n}_1(t), \dot{n}_2(t), \dots, \dot{n}_N(t)]$ – вектор мгновенных амплитуд шумов в элементах антенны.

Пространственная ковариационная матрица, с учетом обозначений, введенных в (3), может быть записана как

$$\vec{R}_{xx} = E \left\{ \vec{X}^*(t) \cdot \vec{X}^T(t) \right\} = \vec{V} \cdot \vec{R}_{ss} \cdot \vec{V}^{*T} + \sigma^2 \vec{I}, \quad (4)$$

где $E\{\bullet\}$ – символ операции вычисления математического ожидания;

$\vec{R}_{ss} = E \left\{ \vec{S}^*(t) \cdot \vec{S}^T(t) \right\}$ – ковариационная матрица сигналов источников помех размера $[M \times M]$; \vec{I} – единичная матрица.

Если источники помех наводят в антенных элементах решетки некоррелированные сигналы, то пространственно-временная обработка, обеспечивающая подавление помех на выходе антенны, состоит в выборе оптимального весового вектора [1 – 7]:

$$\vec{W}_{opt} = \mu \vec{R}_{xx}^{-1} \vec{v}, \quad (5)$$

где μ – константа, величина которой зависит от выбранного критерия оптимальности процедуры обработки.

Если источники помех имеют коррелированные сигналы, алгоритм (5), требующий обращения выборочной ковариационной матрицы, оказывается неработоспособным из-за плохой обусловленности этой матрицы.

Коррелированные источники

Для коррелированных источников матрица \vec{R}_{ss} будет иметь следующую структуру:

$$\vec{R}_{ss} = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & \sigma_1\sigma_2\dot{\rho}_{1,2} & \sigma_1\sigma_3\dot{\rho}_{1,3} & \sigma_1\sigma_M\dot{\rho}_{1,M} \\ \sigma_2\sigma_1\dot{\rho}_{2,1} & \sigma_2^2 & \sigma_2\sigma_3\dot{\rho}_{2,3} & \sigma_2\sigma_M\dot{\rho}_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \sigma_M\sigma_1\dot{\rho}_{M,1} & \sigma_{M-1}\sigma_1\dot{\rho}_{(M-1),1} & \dots & \sigma_M^2 \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где σ_i – среднеквадратичное значение сигнала i -го источника помехи; $\dot{\rho}_{i,j}$ – комплексный коэффициент корреляции сигналов i -го и j -го источников, причем $\dot{\rho}_{i,j} = \dot{\rho}_{j,i}^*$.

Выходная мощность сигналов от источников помех на выходе антенны

$$P = \vec{W}^{*T} \cdot \vec{R} \cdot \vec{W} = \begin{bmatrix} \vec{W}^{*T} \cdot \vec{v}_1 & \vec{W}^{*T} \cdot \vec{v}_2 & \dots & \vec{W}^{*T} \cdot \vec{v}_M \end{bmatrix} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & \sigma_1\sigma_2\dot{\rho}_{1,2} & \sigma_1\sigma_3\dot{\rho}_{1,3} & \sigma_1\sigma_M\dot{\rho}_{1,M} \\ \sigma_2\sigma_1\dot{\rho}_{2,1} & \sigma_2^2 & \sigma_2\sigma_3\dot{\rho}_{2,3} & \sigma_2\sigma_M\dot{\rho}_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \sigma_M\sigma_1\dot{\rho}_{M,1} & \sigma_{M-1}\sigma_1\dot{\rho}_{(M-1),1} & \dots & \sigma_M^2 \end{bmatrix} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} \vec{W}^T \cdot \vec{v}_1^* \\ \vec{W}^T \cdot \vec{v}_2^* \\ \vdots \\ \vec{W}^T \cdot \vec{v}_M^* \end{bmatrix} + \sigma^2 \cdot \vec{W}^{*T} \vec{W}. \quad (7)$$

Дифференцируя (7) по w_i и приравнявая результат нулю, получаем систему из N уравнений для отыскания оптимального весового вектора \vec{W}_{opt} , который минимизирует мощность коррелированных помех на выходе антенной решетки:

$$\frac{\partial P}{\partial w_i} = 0 \text{ при } i = 1, \dots, N. \quad (8)$$

Пространственное сглаживание

Для того чтобы снизить величину корреляционных связей между сигналами источников помех, выполним пространственное сглаживание. Поскольку антенная решетка состоит из N идентичных элементов, то можно осуществить ее деление на L локальных подрешеток по l элементов в каждой. А затем обрабатывать сигналы всей решетки как сумму смещенных по соответствующей пространственной координате сигналов локальных подрешеток. Пусть в первую локальную подрешетку включены элементы с первого по l -й, тогда ее выходной сигнал в векторно-матричном виде можно записать как

$$\vec{X}_1(t) = \vec{V} \cdot \vec{F}^{(1)} \cdot \vec{S}(t) + \vec{n}_1(t), \quad (9)$$

где $\vec{F}^{(1)}$ – диагональная матрица, на главной диагонали которой находятся элементы:

$$\left\{ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(i-1)d \sin(\theta_i)} \right\}.$$

(9) Пространственная ковариационная матрица этой локальной антенной решетки с учетом

$$\vec{R}_1 = \vec{V} \cdot \vec{F}^{(1)} \cdot \vec{S} \cdot \vec{F}^{(1)*T} \cdot \vec{V}^{*T} + \sigma^2 \vec{I}. \quad (10)$$

Теперь сформируем вторую локальную антенную решетку, в которую войдут элементы с индексами $2, 3, \dots, l+1$, а из их сигналов вычислим пространственную матрицу \vec{R}_2 и так далее, пока не будут сформированы все L ковариационных матриц. Тогда пространственное сглаживание можно будет выполнить, вычислив сумму

$$\vec{R}^{(L)} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \vec{R}_l. \quad (11)$$

При этом элементы сигнальной матрицы \vec{S} с учетом (10) можно записать как

$$\dot{s}_{ij}^{(L)} = \frac{1}{L} s_{ij} \sum_{l=1}^L \dot{F}_{ii}^{(l)} \cdot \dot{F}_{jj}^{(l)*}. \quad (12)$$

Анализ (12) показывает, что в случае, когда $i = j$, $\dot{s}_{ii}^{(L)} = \dot{s}_{ii}^{(l)}$ для всех значений l . Если $i \neq j$, то

$$\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \dot{F}_{ii}^{(l)} \cdot \dot{F}_{jj}^{(l)*} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(l-1)d(\sin(\theta_i) - \sin(\theta_j))}. \quad (13)$$

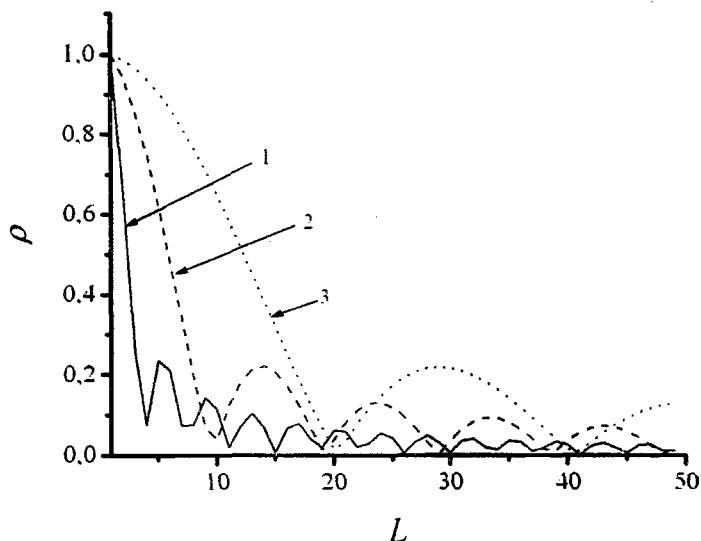
Очевидно, что с увеличением L правая часть (13) стремится к нулю. Коэффициент корреляции между i -м и j -м сигналами источников после пространственного сглаживания может быть вычислена как

$$\bar{\rho}_{ij}^{(L)} = \frac{\dot{\rho}_{ij}}{L} \cdot \frac{\sin \left[\frac{2\pi}{\lambda} \cdot L \cdot d \cdot (\sin(\theta_i) - \sin(\theta_j)) \right]}{\sin \left[\frac{2\pi}{\lambda} \cdot d \cdot (\sin(\theta_i) - \sin(\theta_j)) \right]} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(l-1)d(\sin(\theta_i) - \sin(\theta_j))}, \quad (14)$$

где $\dot{\rho}_{ij}$ – коэффициент корреляции между сигналами до сглаживания.

Результаты численного эксперимента

Предложенный алгоритм декорреляции сигналов источников помех исследовался на модели 49-элементной эквидистантной решетки, работающей на несущей частоте 1 ГГц и имеющей распределение амплитуд поля по апертуре в соответствии с функцией Хэмминга [2, 9]. Угловая ширина главного лепестка антенны $\beta = 0,86^\circ$. Для исследования свойств алгоритма генерировались узкополосные сигналы с одинаковыми несущими частотами и углами прихода относительно нормали к плоскости антенны: $(\theta_1 = 20^\circ \text{ и } \theta_2 = 37^\circ)$; $(\theta_1 = 21^\circ \text{ и } \theta_2 = 40^\circ)$ и $(\theta_3 = 22^\circ \text{ и } \theta_4 = 43^\circ)$ соответственно. Помехой служил изотропный белый гауссовский шум с нулевым матожиданием и дисперсией, изменяющейся от 0,1 до 1,0. На рисунке показана оценка зависимости модуля коэффициента корреляции после пространственного сглаживания в предположении, что начальный коэффициент корреляции $\rho = 1$ для каждой пары сигналов.



Зависимость модуля коэффициента корреляции от числа пространственных усреднений при различном угловом разделении источников коррелированных помех:

$$1 - \Delta\theta_{ij} = |\theta_i - \theta_j| = 17^\circ; 2 - \Delta\theta_{ij} = |\theta_i - \theta_j| = 19^\circ; 3 - \Delta\theta_{ij} = |\theta_i - \theta_j| = 21^\circ.$$

Как видно из рисунка, эффективное снижение корреляционных связей сигналов при пространственном сглаживании происходит уже при первых 7 – 10 итерациях, что обусловлено оптимальным соотношением длин выбранных локальных подрешеток к общей длине антенны. Дальнейшее увеличение числа пространственных сглаживаний не дает существенного снижения коэффициента корреляции, но значительно повышает вычислительную нагрузку на процессор пространственно-временной обработки сигналов. Остаточный коэффициент корреляции сигналов не превышает уровня 0,2 и не дает сингулярных значений при реализации оптимальной пространственно-временной обработки в соответствии с алгоритмом (5).

Заключение

Таким образом, рассмотренный подход к решению задачи снижения помех на выходе адаптивных антенных решеток при условии, что сигналы источников коррелированы вплоть до полной когерентности (т.е., когда $\rho = 1$), основан на использовании операции пространственного сглаживания ковариационной матрицы. Причем, в отличие от известных методов [1, 3 – 7], здесь не требуется построения дополнительного компенсационного канала, усложняющего не только программное, но и аппаратное обеспечение приемной системы. Исключение компенсационного канала из схемы адаптивной антенной решетки, работающей в активном режиме и использующей алгоритмы «сверхразрешения» для снижения помех в области боковых лепестков, особенно важно в случае сопровождения быстроперемещающихся объектов.

Выбор количества пространственных сглаживаний (или количества локальных подрешеток) целесообразно осуществлять исходя из соображений максимального снижения степени корреляции сигналов при минимальном увеличении вычислительной нагрузки на процессор, которая при достаточно грубых, но приемлемых на практике точностях, может быть оценена как $L^2 \cdot N^3$ операций с плавающей точкой.

Следует отметить, что скорость декорреляции зависит также от величины углового разнеса между отдельными источниками, и может значительно снижаться при выборе неоправданно коротких (в 2 – 3 элемента) длинах локальных подрешеток.

Платой за возможность получить высокое пространственное разрешение и низкий уровень помех в активных сканирующих решетках при коррелированных реализациях наблюдаемых процессов является относительная сложность процедуры вычисления оценок ковариационной матрицы, связанная с выполнением процедуры пространственного сглаживания.

Список литературы: 1. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с. 2. Shan T.J., Kailath T. Adaptive Beamforming for Coherent Signals and Interference. // IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Processing. – 1985. – V. ASSP-33. –P. 527-536. 3. Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Пер. с англ. под ред. С.И. Рыжака. – М.: Мир, 1990. – 584 с. 4. Widrow B., Mantey P.E., Griffiths L.J. Adaptive Antenna Systems // Proc. IEEE – 1967. – V. 55. –P. 2143-2159. 5. Gabriel W.F. Adaptive arrays – An Introduction // Proc. IEEE – 1976. – V. 64. – P. 239-272. 6. Gabriel W.F. Spectral Analysis and Adaptive Arrays Superresolution Technique // Proc. IEEE – 1980. – V. 68. – P. 654-666. 7. Compton R.T. Adaptive Arrays for Communication systems // IEEE Trans. Antennas and Propagat. – 1976. – V. AP-24. – P. 599-606. 8. Ланкастер П. Теория матриц / Пер. с англ. – М.: Наука, 1982. – 272 с. 9. Воскресенский Д.И. Антенны и устройства СВЧ. – М.: Радио и связь. – 1981. – 432 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редакцию 12.01.2011

ОПТИМАЛЬНЫЙ ПРИЕМ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ПОЛНОЙ АПРИОРНОЙ ИНФОРМАЦИИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СТОХАСТИЧЕСКИХ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ

Введение

Стохастические сигналы в последнее время все чаще находят применение в радиолокационных системах в качестве зондирующих [1 – 8]. Одной из основных задач, которые решает такой локатор, как и в случае использования детерминированных зондирующих сигналов, – обнаружение отраженного целью сигнала на фоне помех. Важным этапом разработки системы обнаружения является синтез оптимального приемника. В работах [9 – 13] в качестве зондирующего рассматривается детерминированный сигнал, амплитуда которого однозначно определяется значениями его аргумента. Амплитуда стохастического сигнала в любой фиксированный момент времени – величина случайная. В этом состоит существенное отличие стохастических зондирующих сигналов от детерминированных. Их свойства описываются с помощью вероятностных характеристик. Структура любой радиолокационной системы, как правило, содержит в своем составе коррелятор или фильтр, согласованный с зондирующим сигналом, – оптимальный приемник детерминированных сигналов с полностью известными параметрами. До настоящего времени оптимальность приемника радиолокационной системы, использующей стохастические зондирующие сигналы, не обосновывалась. По-видимому, это связано с существенным отличием математического аппарата, который применяется для описания стохастических сигналов [14 – 18] по сравнению с описанием детерминированных.

Цель статьи – обобщение разработанного ранее метода статистического синтеза оптимального приемника сигналов с полностью известными параметрами на случай, когда в качестве зондирующих применяются стохастические сигналы.

Для решения этой задачи используется теория статистических решений [19]. Описание стохастических сигналов основано на энергетической теории случайных процессов, которая развивалась в течение последних десятилетий [14 – 18]. Для описания их характеристик используются одно- и многомерные функции распределения, условные плотности вероятности и параметры этих плотностей.

Постановка задачи

Пусть в течение интервала времени T на входе приемника действует сигнал $\xi_r(\vartheta; \lambda)$, состоящий из аддитивной смеси

$$\xi_r(\vartheta; \lambda) = A\xi_s(\vartheta; \lambda) + \xi_g(\vartheta; \lambda) \quad (1)$$

отраженного целью сигнала $\xi_s(\vartheta; \lambda)$ и помехи $\xi_g(\vartheta; \lambda)$, если $A=1$, или только из помехи $\xi_r(\vartheta; \lambda) = \xi_g(\vartheta; \lambda)$, если $A=0$.

Необходимо, используя критерий отношения правдоподобия, синтезировать алгоритм анализа принятого колебания $\xi_r(\vartheta; \lambda)$ и на этой основе вынести решение о наличии или об отсутствии во входной смеси $\xi_r(\vartheta; \lambda)$ отраженного целью сигнала $\xi_s(\vartheta; \lambda)$.

Для решения этой задачи определим набор априорных данных о сигнале и помехе.

Априорная информация

В качестве зондирующего будем рассматривать случайный сигнал $\xi(\vartheta; \lambda)$ с конечной энергией

$$\varepsilon_{\xi} = E \int_T |\xi(\vartheta; \lambda)|^2 d\vartheta < \infty. \quad (2)$$

Здесь $\vartheta \in T$ – текущее время, $T \subset R^1$ – временной интервал, $R^1 = (-\infty, \infty)$ – числовая ось, $\lambda \in \Lambda$, Λ – множество элементарных событий, на аддитивной системе подмножество которого задана вероятностная мера $P(\cdot)$ такая, что $P(\Lambda) = 1$, $E\{f(\vartheta; \lambda)\} = \int_{\Lambda} f(\vartheta; \lambda) P(d\lambda)$ – знак математического ожидания. Реализации этого сигнала могут быть представлены [14] в виде ряда

$$\xi(\vartheta; \lambda_q) = \sum_{n=1}^{\infty} Z(n; \lambda_q) \psi_n(\vartheta), \quad (3)$$

сходящегося по норме гильбертова пространства $L_2(T)$, если ортонормированная система функций $\{\psi_n(\vartheta)\}_{n=1}^{\infty}$ полная в $L_2(T)$. Здесь

$$Z(n; \lambda_q) = \int_T \xi(\vartheta; \lambda_q) \psi_n^*(\vartheta) d\vartheta, \quad (4)$$

с помощью звездочки * обозначена комплексно сопряженная функция, q – номер реализации, интегрирование производится по всему интервалу T . Символ λ_q означает, что в результате проведения стохастического эксперимента из ансамбля в качестве зондирующего сигнала выбрана q -я реализация. При этом реализации $\xi(\vartheta; \lambda_q)$ ансамбля – детерминированные функции. Случаен лишь выбор той или иной реализации. При неизменных условиях эксперимента и $\vartheta = const$ значения реализаций $\xi(\vartheta; \lambda_q)$, полученных для нескольких полностью идентичных источников, будут различными. В отличие от детерминированного статистические свойства случайного сигнала проявляются только для совокупности реализаций. Поэтому зондирующий случайный сигнал задается с помощью ансамбля, который в общем случае состоит из счетного множества независимых реализаций $\{\xi(\vartheta; \lambda_q)\}_{q=1}^{\infty}$. При проведении стохастического эксперимента вероятность повторения любой реализации равна нулю.

Пусть сигнал рассеивается одиночной точечной целью. Тогда реализация отраженного сигнала $\xi_r(\vartheta; \lambda_q)$ может быть записана в виде $\xi_r(\vartheta; \lambda_q) = \xi(\vartheta; \nu; \lambda_q)$ и представлена с помощью соотношений, аналогичных (3) и (4), если $\xi(\vartheta; \lambda_q)$ и $Z(n; \lambda_q)$ заменить соответственно на $\xi_r(\vartheta; \lambda_q)$ и $Z_r(n; \lambda_q)$ или, что эквивалентно, на $\xi(\vartheta; \nu; \lambda_q)$ и $Z(n; \nu; \lambda_q)$. Здесь $\nu \equiv (\nu_1, \nu_2, \dots, \nu_{\mu})$ – μ -мерный вектор параметров, зависящий от дальности цели, ее скорости, эффективной поверхности рассеяния и т.д. Так как вектор параметров ν известен, то после излучения выборки реализаций $\{\xi(\vartheta; \lambda_q)\}_{q=1}^Q$ и отражения ее точечной целью ожидаемый сигнал на выходе приемной антенны также представляет собой выборку из ансамбля реализаций $\{\xi_r(\vartheta; \lambda_q)\}_{q=1}^Q = \{\xi(\vartheta; \nu; \lambda_q)\}_{q=1}^Q$, которые для приемника являются точно известными детерминированными функциями времени.

Пусть входной сигнал $\xi_r(\vartheta; \lambda)$ на интервале наблюдения T состоит только из гауссовой помехи $\xi_g(\vartheta; \lambda)$ (в соотношении (1) $A = 0$), односторонняя спектральная плотность N_0 которой равномерна в полосе пропускания приемника Δf . Тогда $\xi_g(\vartheta; \lambda)$ – случайный процесс с конечной энергией, реализации $\xi_g(\vartheta; \lambda_q)$ которого могут быть представлены с помощью соотношения (3), если $\xi(\vartheta; \lambda_q)$ и $Z(n; \lambda_q)$ заменить на $\xi_g(\vartheta; \lambda_q)$ и $Z_g(n; \lambda_q)$ соответственно. Значения коэффициентов $Z_g(n; \lambda_q)$, которые получены для разных реализаций $\xi_g(\vartheta; \lambda_q)$, будут различными. Они являются случайными величинами, которые подчиняются гауссовскому закону распределения, так как представляют собой линейное преобразование типа (4)

гауссовского случайного процесса $\xi_g(\vartheta; \lambda)$ со средним значением $E\{Z_g(n; \lambda)\} = 0$. Составляющие $J_g(\vartheta; n; \lambda) = Z_g(n; \lambda)\psi_n(\vartheta)$ помехи $\xi_g(\vartheta; \lambda)$ также распределены по гауссовскому закону с нулевым средним, так что их плотность вероятности может быть задана с помощью выражения

$$p(j_g(n)) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{|j_g(\vartheta; n)|^2}{2\sigma^2}\right\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi N_g}} \exp\left\{-\frac{|z_g(n)|^2}{2N_0}\right\}. \quad (5)$$

где малыми буквами j_g и z_g обозначены возможные значения случайных величин $Z_g(n; \lambda)$ и $J_g(\vartheta; n; \lambda)$ при любом $\vartheta \in T$, обозначенных с помощью соответствующих больших букв.

Каждая реализация помехи $\xi_g(\vartheta; \lambda_q)$ определяется набором составляющих $J_g(\vartheta; n; \lambda)$ и может интерпретироваться как точка в пространстве l_2 . А поскольку рассматривается ансамбль реализаций $\{\xi_g(\vartheta; \lambda_q)\}_{q=1}^{\infty}$, то помеха может рассматриваться как элемент гильбертова пространства $L_2(\Lambda, l_2)$ над гильбертовым пространством l_2 . То есть может трактоваться как счетномерная гауссовская случайная величина. В эксперименте для зондирования используется выборка $\{\xi(\vartheta; \lambda_q)\}_{q=1}^Q$ из ансамбля $\{\xi(\vartheta; \lambda_q)\}_{q=1}^{\infty}$, состоящая из Q реализаций, а количество составляющих $J_g(\vartheta; n; \lambda) = Z_g(n; \lambda)\psi_n(\vartheta)$ может быть ограничено N элементами $\{J_g(\vartheta; n; \lambda)\}_{n=1}^N$, т.к. ширина спектра входного сигнала всегда конечна и определяется, например, полосой пропускания входного фильтра приемника. При проведении стохастического эксперимента вероятность повторения любой реализации равна нулю. Поэтому при каждом новом зондировании все реализации в выборке полностью обновляются. Тогда помеху можно рассматривать как NQ -мерную случайную величину подчиненную гауссовскому закону распределения, параметры которого задаются с помощью корреляционной матрицы порядка NQ . Важным свойством помехи с конечной энергией является ортогональность в смысле скалярного произведения в $L_2(\Lambda, L_2(T))$ составляющих $J_g(\vartheta; n; \lambda)$ разложения [14]. Вследствие этого корреляционная матрица будет диагональной, состоящей из дисперсий случайных величин $J_g(\vartheta; n; \lambda)$. Тогда, используя (5), для помехи $\xi_g(\vartheta; \lambda)$ можно записать многомерную плотность вероятности в виде

$$p(\xi_g) = \prod_{q=1}^Q \prod_{n=1}^N \frac{1}{\sqrt{2\pi N_g}} \exp\left\{-\frac{|J_g(\vartheta; n; q)|^2}{2N_g}\right\} = \left(\frac{1}{2\pi N_g}\right)^{\frac{NQ}{2}} \exp\left\{-\frac{1}{2N_0} \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N |Z_g(n; \lambda_q)|^2\right\}. \quad (6)$$

Это соотношение описывает сигнал, если на входе приемника действует только помеха. Оно получено путем перехода от случайных функций времени $\xi_g(\vartheta; \lambda)$ пространства $L_2(\Lambda, L_2(T))$ к многомерным ансамблям случайных векторов $\{Z_g(n; \lambda)\}$ пространства $L_2(\Lambda, l_2)$. При этом соотношение (6) справедливо для трех типов разложений стохастических сигналов с конечной энергией, когда детерминированные функции $\{\psi_n(\vartheta)\}_{n=1}^{\infty}$ – ортогональны, а случайные величины $\{Z_g(n; \lambda)\}_{n=1}^{\infty}$ – 1) коррелированные или 2) некоррелированные или, если $\{\psi_n(\vartheta)\}_{n=1}^{\infty}$ – неортогональные линейно-независимые функции, а $\{Z_g(n; \lambda)\}_{n=1}^{\infty}$ – 3) некоррелированные слу-

чайные величины. Этим полученные результаты отличаются от результатов работ [9 – 13], в которых аналогичное соотношение (6) справедливо только для разложения Карунена–Лозва.

Функция правдоподобия

Если входной сигнал приемника искажен помехой (1), то каждая составляющая $J_r(\vartheta; n; \lambda_q) = Z_r(n; \lambda_q) \psi_n(\vartheta)$ входного сигнала $\xi_r(\vartheta; \lambda)$ может быть представлена в виде суммы $J_r(\vartheta; n; \lambda_q) = J_t(\vartheta; n; \lambda_q) + J_g(\vartheta; n; \lambda_q)$, где $Z_r(n; \lambda_q)$ – коэффициенты ряда (3), которые определяются с помощью соотношения (4) если под знаком интеграла $\xi(\vartheta; \lambda_q)$ заменить на $\xi_r(\vartheta; \lambda_q)$. На входе приемника действует выборка из ансамбля векторов $\left\{ J_r(\vartheta; n; \lambda_q) \right\}_{n=1}^N \Big|_{q=1}^Q$, которая является суммой детерминированного $\left\{ J_t(\vartheta; n; \lambda_q) \right\}_{n=1}^N \Big|_{q=1}^Q = \left\{ J(\vartheta; v; n; \lambda_q) \right\}_{n=1, q=1}^{N, Q}$ и случайного $\left\{ J_g(\vartheta; n; \lambda_q) \right\}_{n=1, q=1}^{N, Q}$ ансамблей векторов. Тогда согласно (5) и (6) функцию правдоподобия можно представить в виде

$$p(\xi_{t+g}|v) = p(J_r|v) = \left(\frac{1}{2\pi N_g} \right)^{\frac{NQ}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2N_0} \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N |Z_r(n; \lambda_q) - Z(n; v; \lambda_q)|^2 \right\}. \quad (7)$$

Она достигает максимума тогда, когда двойная сумма в показателе степени принимает минимальное значение, что возможно только для таких составляющих $Z(n; v; \lambda_q)$ отраженного целью сигнала, которые наилучшим образом совпадают с составляющими $Z_r(n; \lambda_q)$ входного сигнала приемника на интервале времени T для выборки, состоящей из Q реализаций. Рассмотрим подробнее двойную сумму в показателе экспоненты (7).

Известно [20], что при $Q \rightarrow \infty$ среднее по ансамблю реализаций сходится по вероятности к математическому ожиданию $E\{\cdot\}$, что позволяет записать следующее:

$$\lim_{Q \rightarrow \infty} \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^{\infty} |Z_r(n; \lambda_q) - Z(n; v; \lambda_q)|^2 = E \sum_{n=1}^{\infty} |Z_r(n; \lambda) - Z(n; v; \lambda)|^2. \quad (8)$$

Правая часть этого соотношения является квадратом расстояния между $\xi_r(\vartheta; \lambda)$ и $\xi(\vartheta; v; \lambda)$ в гильбертовом пространстве $L_2(\Lambda, l_2)$ над гильбертовым пространством l_2 [14], а левая, при конечном размере выборки Q и количестве спектральных составляющих N , является его оценкой. Можно показать, что расстояние в $L_2(\Lambda, l_2)$ равно расстоянию в $L_2(\Lambda, L_2(T))$. Поэтому соотношения (6) и (7) могут быть переписаны в следующем виде:

$$p(\xi_g) = \left(\frac{1}{2\pi N_g} \right)^{\frac{NQ}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2N_0} \sum_{q=1}^Q \int_0^T |\xi_g(\vartheta; \lambda_q)|^2 d\vartheta \right\}, \quad (9)$$

$$p(\xi_{t+g}|v) = \left(\frac{1}{2\pi N_g} \right)^{\frac{NQ}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2N_0} \sum_{q=1}^Q \int_0^T |\xi_r(\vartheta; \lambda_q) - \xi(\vartheta; v; \lambda_q)|^2 d\vartheta \right\}, \quad (10)$$

где в показателе экспоненты используется оценка нормы (9) и расстояния (10) гильбертова пространства $L_2(\Lambda, L_2(T))$. Функция правдоподобия (10) принимает максимальное значение,

если ожидаемый сигнал $\xi(\vartheta; \nu; \lambda)$ наилучшим образом совпадает с входным сигналом приемника $\xi_r(\vartheta; \lambda)$ для всех элементарных событий $\lambda \in \Lambda$ на интервале наблюдения T . При этом вектор параметров ν и сигнал $\xi(\vartheta; \nu; \lambda)$ являются наиболее вероятными из всех возможных для сигнала $\xi_r(\vartheta; \lambda)$, действующего на входе приемника. Очевидно,

$$E \int_0^T |\xi_r(\vartheta; \lambda) - \xi(\vartheta; \nu; \lambda)|^2 d\vartheta = \|\xi_r\|_{L_2(\Lambda, L_2(T))}^2 + \|\xi_t\|_{L_2(\Lambda, L_2(T))}^2 - 2 \operatorname{Re} \left\{ (\xi_r \xi_t)_{L_2(\Lambda, L_2(T))} \right\},$$

где $\|\xi_r\|_{L_2(\Lambda, L_2(T))}^2 = E \int_0^T |\xi_r(\vartheta; \lambda)|^2 d\vartheta = \varepsilon_{\xi_r}$ и $\|\xi_t\|_{L_2(\Lambda, L_2(T))}^2 = E \int_0^T |\xi(\vartheta; \nu; \lambda)|^2 d\vartheta = \varepsilon_{\xi}$ – квадрат нормы (энергия ε_{ξ_r} и ε_{ξ}) сигналов $\xi_r(\vartheta; \lambda)$ и $\xi_t(\vartheta; \lambda)$ в гильбертовом пространстве $L_2(\Lambda, L_2(T))$. Сигнал $\xi_r(\vartheta; \lambda)$ и его энергия ε_{ξ_r} функционально не зависят от вектора параметров ν . Энергия ε_{ξ} не зависит от незнергетических составляющих вектора ν , которыми могут быть, например, время запаздывания τ и доплеровское смещение частоты Ω , если $\nu \equiv \{\tau, \Omega\}$. Существенную зависимость от параметров отраженного сигнала имеет только последний член, который представляет собой скалярное произведение

$$(\xi_r \xi_t)_{L_2(\Lambda, L_2(T))} = E \int_0^T \xi_r(\vartheta; \lambda) \xi_t^*(\vartheta; \nu; \lambda) d\vartheta = E \sum_{n=1}^{\infty} Z_r(n; \lambda) Z^*(n; \nu; \lambda) = (\xi_r \xi_t)_{L_2(\Lambda, l_2)} \quad (11)$$

сигналов $\xi_r(\vartheta; \lambda)$ и $\xi_t(\vartheta; \lambda)$ в гильбертовом пространстве $L_2(\Lambda, L_2(T))$ или $L_2(\Lambda, l_2)$. Его максимум совпадает с максимумом функции правдоподобия $p(\xi_{t+g} | \nu)$.

Отношение правдоподобия

Отношение правдоподобия позволяет сопоставить вероятность $p(\xi_{t+g} | \nu)$ того, что принятый сигнал образован отражением от цели, с вероятностью $p(\xi_g)$ того, что он образован только помехой, и определяется в виде отношения этих плотностей $l_{\xi}(\nu) = p(\xi_{t+g} | \nu) / p(\xi_g)$. В условиях полной априорной информации его значение

$$l_{\xi}(\nu) = \exp \left\{ -\frac{\hat{\varepsilon}_{\xi}}{2N_0} \right\} \exp \left\{ \frac{1}{N_0} \operatorname{Re} \left[\sum_{q=1}^Q \sum_{n=0}^{N-1} Z_r(n; \lambda_q) Z^*(n; \nu; \lambda_q) \right] \right\} \quad (12 \text{ а})$$

может быть получено из соотношений (6) и (7), если сигналы представлены в пространстве $L_2(\Lambda, l_2)$ в виде дискретного разложения, или из соотношений (9) и (10)

$$l_{\xi}(\nu) = \exp \left\{ -\frac{\hat{\varepsilon}_{\xi}}{2N_0} \right\} \exp \left\{ \frac{1}{N_0} \operatorname{Re} \left[\sum_{q=1}^Q \int_0^T \xi_r(\vartheta; \lambda_q) \xi_t^*(\vartheta; \nu; \lambda_q) d\vartheta \right] \right\}, \quad (12 \text{ б})$$

если сигналы рассматриваются как элементы $L_2(\Lambda, L_2(T))$ пространства. Процесс обнаружения заключается в сравнении отношения правдоподобия $l_{\xi}(\nu)$ с порогом l_0 , величина которого определяется исходя из выбранного критерия обнаружения.

Обобщенная схема оптимального приемника

Устройство, выполняющее оценку отношения правдоподобия $l_{\xi}(v)$, называется оптимальным приемником. Обычно с целью упрощения его схемы используется $L(v)$ достаточная статистика

$$L(v) = \operatorname{Re} \left[\sum_{q=1}^Q \int_0^T \xi_r(\vartheta; \lambda_q) \xi_s^*(\vartheta; v; \lambda_q) d\vartheta \right] \quad (13 \text{ а})$$

или

$$L(v) = \operatorname{Re} \left[\sum_{q=1}^Q \sum_{n=0}^{N-1} Z_r(n; \lambda_q) Z_s^*(n; v; \lambda_q) \right], \quad (13 \text{ б})$$

которая является монотонной функцией отношения правдоподобия $l_{\xi}(v)$. Неравенства $l_{\xi}(v) \geq l_0$ и $L(v) \geq L_0$ эквивалентны. Поэтому если

$$L(v) \geq L_0 = N_0 \ln l_0 + \varepsilon_{\xi}/2, \quad (14)$$

то принимается решение о том, что сигнал $\xi_r(\vartheta; \lambda)$ во входной смеси $\xi_r(\vartheta; \lambda)$ есть. Если же $L(v) < L_0$, то в смеси сигнала нет.

Для скалярного произведения в пространстве $L_2(\Lambda, l_2)$ можно записать выражение аналогичное соотношению (8). Тогда, учитывая (11), при конечном размере выборки Q и количестве спектральных составляющих N соотношения (13) являются оценкой скалярного произведения в соответствующих гильбертовых пространствах. Поэтому в условиях полной априорной информации с помощью оптимального обнаружителя производится оценка скалярного произведения в гильбертовом пространстве над гильбертовым пространством и сравнение (14) ее с порогом L_0 . В зависимости от того, рассматривается скалярное произведение сигналов $\xi_r(\vartheta; \lambda)$ и $\xi_t(\vartheta; \lambda)$ в $L_2(\Lambda, L_2(T))$ или в $L_2(\Lambda, l_2)$ пространстве, возможна аналоговая или цифровая схема построения оптимального приемника.

Обобщенная модель аналогового оптимального приемника сигналов с полностью известным вектором параметров v при использовании стохастических зондирующих сигналов показана на рис.1, а. С его помощью оценивается скалярное произведение (13 а) в гильбертовом пространстве $L_2(\Lambda, L_2(T))$. Приемник состоит из Q идентичных каналов (К1...КQ), сумматора (Σ) и порогового устройства (ПУ). Количество каналов определяется размером выборки. Каждый канал на рис.1, а состоит из перемножителя (\times), интегратора (\int) и формирователя (v). В каналах оценивается скалярное произведение $(\xi_r \xi_t)_{L_2(T)}$ в гильбертовом пространстве $L_2(T)$ реализаций. Для этого на один вход перемножителя поступает реализация отраженного сигнала $\xi_r(\vartheta; \lambda_q)$, а на другой в качестве опорного – ожидаемое отражение от цели $\xi(\vartheta; v; \lambda_q)$. Опорный сигнал может быть получен с помощью формирователя, в котором зондирующий $\xi(\vartheta; \lambda_q)$ преобразовывается в отраженный $\xi(\vartheta; v; \lambda_q)$ с ожидаемым вектором параметров v . Результат перемножения сглаживается с помощью интегратора в течение интервала времени T и подается на сумматор, который служит для суммирования канальных сигналов – скалярных произведений $(\xi \xi)_q$ реализаций. Выходной сигнал $L(v)$ сумматора – результат оценки скалярного произведения $(\xi_r \xi_t)_{L_2(\Lambda, L_2(T))}$ стохастического сигнала – сравнивается (14) с порогом L_0 , в результате чего принимается решение о наличии или отсутствии во входной смеси отраженного целью сигнала. Такое устройство можно назвать скалярным аналоговым прием-

ником обнаружения. В отличие от коррелятора [13], служащего для оптимального приема при использовании детерминированных зондирующих сигналов, скалярный приемник может служить для оптимального приема ансамблей реализаций, когда в качестве зондирующих используются стохастические сигналы.

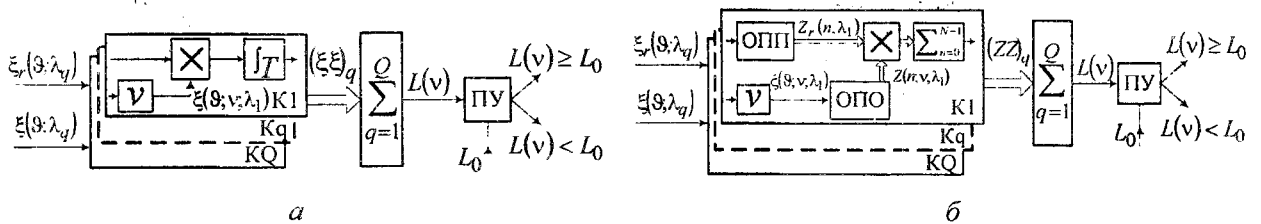


Рис. 1

Следует отметить, что ансамбль реализаций детерминированного сигнала с вероятностью 1 состоит всего лишь из одной реализации. Вследствие этого для детерминированных сигналов скалярное произведение в пространстве сигналов и в пространстве их реализаций совпадает и лишь формально оно совпадает с корреляционной функцией случайного стационарного эргодического сигнала. Это достаточное основание для того, чтобы коррелятор также называть скалярным приемником. Из рис. 1, а видно, что схема одного канала скалярного приемника соответствует схеме корреляционного. Поэтому коррелятор есть частный случай скалярного приемника.

В связи с интенсивным развитием вычислительной техники актуальными являются цифровые алгоритмы оптимального приема отраженных сигналов, которые уже в настоящее время позволяют получать результаты в реальном масштабе времени. В цифровых обнаружителях возможна реализация весьма сложных алгоритмов обработки данных, структура которых приближается к идеальной. Кроме того стабильность цифровых процессоров значительно выше стабильности аналоговых.

Обобщенная модель цифрового оптимального приемника сигналов с полностью известным вектором параметров v при использовании в качестве зондирующих стохастических сигналов показана на рис.1, б. С его помощью оценивается скалярное произведение (13 б) в гильбертовом пространстве $L_2(\Lambda, l_2)$. Как и аналоговый, цифровой приемник также состоит из Q идентичных каналов ($K1 \dots KQ$), сумматора ($\sum_{q=1}^Q$) и порогового устройства (ПУ). Каждый канал (рис.1, б), включает преобразователь (ОПП) принятого сигнала в ортонормированном базисе пространства l_2 , перемножитель (\times), сумматор ($\sum_{n=0}^{N-1}$), формирователь (v) и преобразователь (ОПО) отраженного сигнала в том же базисе. В каналах оцениваются скалярные произведения $(Z_r, Z_t)_{l_2}$ случайных сигналов $\xi_r(\theta; \lambda)$ и $\xi_t(\theta; \lambda)$ в пространстве l_2 . Для этого на один вход перемножителя поступает массив коэффициентов $Z_r(n; \lambda_q)$ разложения реализации $\xi_r(\theta; \lambda_q)$ входного сигнала приемника $\xi_r(\theta; \lambda)$, а на другой – массив коэффициентов $Z(n; v; \lambda_q)$ разложения ожидаемой реализации $\xi(\theta; v; \lambda_q)$ отраженного целью сигнала $\xi_t(\theta; \lambda)$. Образец реализации отраженного сигнала может быть получен с помощью формирователя (v), в котором реализация $\xi(\theta; \lambda_q)$ зондирующего сигнала преобразовывается в реализацию $\xi(\theta; v; \lambda_q)$ отраженного с ожидаемым вектором параметров v . После перемножения массивов коэффициентов $Z_r(n; \lambda_q)$ и $Z(n; v; \lambda_q)$ результат усредняется с помощью сумматора $\sum_{n=0}^{N-1}$. При этом оценка скалярного произведения $(Z_r, Z_t)_{L(\Lambda, l_2)}$ сводится к усреднению скалярных произведений $(Z_r, Z_t)_{l_2}$ в отличие от аналогового приемника, рис. 1, где для

оценки $(\xi_r \xi_t)_{L(\Lambda, L_2(T))}$ усредняются скалярные произведения реализаций $(\xi_r \xi_t)_{L_2(T)}$. Оценка (13 б) скалярного произведения $(Z_r Z_t)_{L(\Lambda, l_2)}$ сравнивается (14) с порогом L_0 и принимается решение о наличии или отсутствии отраженного сигнала во входной смеси (1). Оптимальный приемник, показанный на рис.1, б, может быть назван скалярным цифровым приемником обнаружения. Он также служит для оптимального приема ансамбля реализаций, когда в качестве зондирующих используются стохастические сигналы.

Отношение сигнал/помеха на выходе оптимального приемника можно найти, если его выходной сигнал представить в виде суммы

$$L(v) = \sum_{q=1}^Q \sum_{n=0}^{N-1} |Z(n; v; \lambda_q)|^2 + \text{Re} \left[\sum_{q=1}^Q \sum_{n=0}^{N-1} Z_g(n; \lambda_q) Z^*(n; v; \lambda_q) \right] \quad (15)$$

сигнальной (первая двойная сумма) и помеховой (вторая двойная сумма) составляющих. Анализ выражения (15) показывает, что отношение сигнал/помеха $\rho^2 = 2\epsilon_\xi / N_0$ на выходе оптимального приемника при использовании стохастических зондирующих сигналов также как и при использовании детерминированных определяется только энергией отраженного сигнала и спектральной плотностью помехи и не зависит от формы сигнала.

Характеристики скалярного приемника

Характеристики скалярного приемника могут быть определены на основе закона распределения амплитуд выходного сигнала (15) при наличии на его входе только отраженного сигнала, только помехи и при наличии и сигнала и помехи. На рис. 2, а показана плотность вероятности амплитуд отклика скалярного приемника, если $\xi_g(\vartheta; \lambda) = 0$ и $A = 1$, а база стохастического зондирующего сигнала $m = 20, 100, 500, 2500$ или $m \rightarrow \infty$. Здесь $m = QB$ где Q – количество реализаций, $B = N = T\Delta f$ – база реализации. Из рис. 2, а видно, что при увеличении m форма плотности вероятности постепенно приближается к гауссовой, кривая $m = 500$ и 2500 , а если $m \rightarrow \infty$, то последовательность плотностей вероятности сходится к дельта-функции.

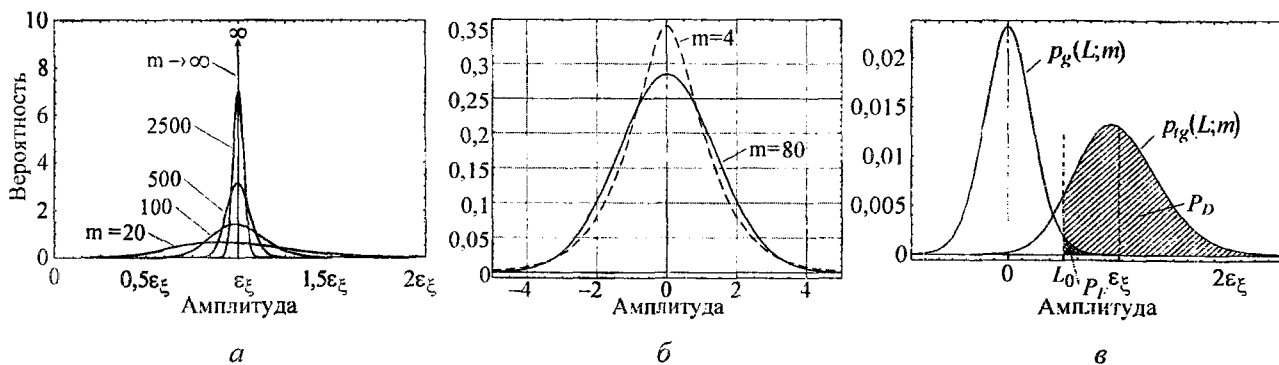


Рис. 2

Плотность вероятности распределения амплитуд $p_g(L; m)$ при наличии на входе только помехи, $\epsilon_\xi = 200$, $N_0 = 0,02$ и $m = 4$ и 80 , пунктирная и сплошная линия соответственно, показана на рис. 2, б, из которого следует, что с увеличением m ширина кривой в окрестности пика увеличивается, а максимальное значение и уровень остатков уменьшаются. Если $A = 1$ и $\xi_g(\vartheta; \lambda) \neq 0$, то при увеличении базы m стохастического зондирующего сигнала ширина плотности вероятности $p_{ig}(L; m)$ и уровень ее остатков уменьшаются, а максимальное значение увеличивается. Условная плотность вероятности при отсутствии сигнала $p_g(L; m)$ и при

его наличии $p_{lg}(L; m)$ представлена на рис. 2, в. Здесь L_0 – пороговый уровень, $\varepsilon_\xi = 80$ – математическое ожидание плотности вероятности $p_{lg}(L; m)$, равное энергии отраженного сигнала, $N_0 = 8$, $m = 20$. На основе этих плотностей может быть найдена зависимость вероятности ложной тревоги P_F от порогового отношения h и зависимость вероятности правильного обнаружения P_D от отношения сигнал/шум при различных значениях базы m зондирующего стохастического сигнала и при различных значениях вероятности ложной тревоги P_F .

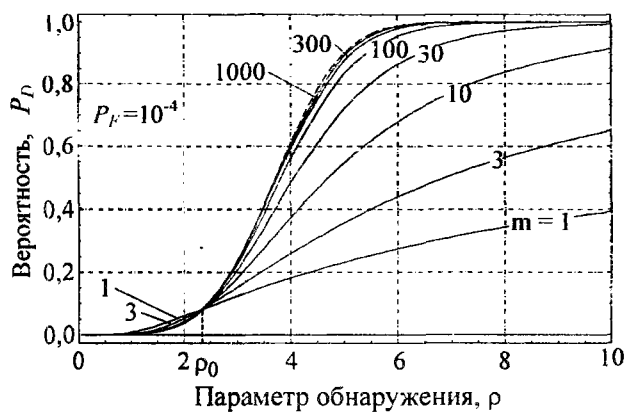


Рис. 3

Зависимость вероятности правильного обнаружения $P_D(\rho, h, m)$ при вероятности ложных тревог $P_F = 10^{-4}$ и различных значениях базы $m = 1, 3, 10, 30, 100, 300, 1000$ приведена на рис. 3. С помощью пунктирной линии на графике показана вероятность правильного обнаружения $P_D(\rho, h)$ при использовании детерминированных зондирующих сигналов [13] для оговоренных выше условий. Из рисунка видно, что графики имеют различное поведение, что является следствием отличия закона распределения (рис. 2) отклика (15) скалярного приемника от гауссовского.

Если $\rho > \rho_0$, то при увеличении m вероятность правильного обнаружения увеличивается. Если $\rho < \rho_0$, то, наоборот, с увеличением m вероятность правильного обнаружения уменьшается. Для обоих случаев $P_D(\rho, h, m) \rightarrow P_D(\rho, h)$ при $m \rightarrow \infty$. Если $\rho = \rho_0$, то $P_D(\rho_0, h, m) = P_D(\rho_0, h)$ независимо от m . Следовательно, если $P_F = const$, то при $m \rightarrow \infty$ функциональная последовательность $P_D(\rho, h, m)$ сходится к функции $P_D(\rho, h)$. Характеристики обнаружения зависят от базы зондирующего сигнала m . Если база уменьшается, то для получения требуемого значения вероятности правильного обнаружения $P_D(\rho, h, m) = const$ необходимо увеличение отношения сигнал/помеха, которое тем существеннее, чем меньше m . Следует отметить, что для меньших значений вероятности ложной тревоги P_F и фиксированных m для достижения заданной величины вероятности правильного обнаружения $P_D(\rho, h, m) = const$ требуется большее увеличение отношения сигнал/помеха, а точка ρ_0 пересечения характеристик обнаружения для $P_F = const$ и различных m смещается в сторону меньших значений вероятности правильного обнаружения.

Выводы

Таким образом, оптимальность алгоритма обнаружения радиолокационных сигналов в условиях полной априорной информации при использовании в качестве зондирующих стохастических сигналов обоснована аналитически путем синтеза оптимального аналогового и цифрового приемников. Показано, что они представляют собой алгоритмы оценки скалярного произведения сигналов в соответствующих гильбертовых пространствах. Результаты получены в соответствии со статистической теорией принятия решений и энергетической теорией случайных процессов. Адекватным математическим аппаратом синтеза оптимального приемника в рассматриваемых условиях является энергетическая теория случайных сигналов и математический аппарат гильбертовых пространств над гильбертовыми пространствами. При этом функции и отношение правдоподобия получены с учетом характерных особенностей стохастических сигналов и справедливы для трех типов ортогональных разложений. Алгоритм оптимального приема сигналов в условиях полной априорной информации обоб-

щен на случай использования в качестве зондирующих стохастических сигналов. Коррелятор является частным случаем синтезированного скалярного приемника. Показано, что энергетические характеристики и отношение сигнал/помеха на выходе скалярного приемника имеют тот же смысл, что и для коррелятора. Также показано, что для фиксированной вероятности ложных тревог с увеличением базы стохастического зондирующего сигнала характеристики обнаружения скалярного приемника асимптотически сходятся к характеристикам обнаружения коррелятора. Обнаружение цели может вестись по одиночной реализации, если ее база B достаточно велика. Результаты могут применяться для проектирования радиолокационных систем, использующих в качестве зондирующих стохастические сигналы. Скалярный приемник может быть основой для построения специализированных радиолокационных приемников.

Список литературы: 1. *Mogyla A. A., Lukin K. A., Shyian Yu. A.* Relay-Type Noise Correlation Radar for the Measurement of Range and Vector Range Rate // *Telecommunications and Radio Engineering*. – 2002. – Vol.57, No.2-3. – P. 175–183. 2. *Mogyla A. A., Lukin K. A., Kulyk V. V.* Statistical Errors of Ranging in the Spectral Interferometry Technique // *Telecommunications and Radio Engineering*. – 2001. – Vol.55. – P. 10–11. 3. *Лукин К. А.* Шумовая радарная технология // *Радиофизика и электроника: сб. науч. трудов*. Харьков: ИРЭ НАНУ, 1999. – Т. 4, № 3. – С. 105–111. 4. *Lukin K. A., Mogyla A. A., Palamarchuk V. P. et al.* Ka-band bistatic ground-based noise waveform SAR for short-range applications // *IET Radar, Sonar and Navigation*. – 2008. – Vol.2, No. 4. – P. 233–243. 5. *Лукин К. А., Могила А.А., Сундун Д. Ю.* Моделирование импульсного шумового PCA // *Радиотехника*. – 2008. – Вып.152. – С. 184–192. 6. *Lukin K.A., Mogila A.A., Vyplavin.L, Galati G., Pavan G.* Novel concepts for surface movement radar design // *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, Cambridge University Press. – 2009. – Vol.1. – P. 163–169. 7. *Kulpa K., Lukin K., Misiurewicz J., Gajo Z., Mogila A., Vyplavin P.* Quality Enhancement of Image Generated with Bistatic Ground Based Noise Waveform SAR // *IET Radar, Sonar & Navigation*. – 2008. – Vol.2, No.4. – P. 263–273. 8. *Лукин К.А., Могила А.А., Паламарчук В.П., А. В. Кравчук, Черний Б. С.* Экспериментальные исследования шумового радиолокатора с синтезированием спектра зондирующего сигнала // *Радиофизика и электроника*. – 2010. – Т.15, №1. – С. 62–71. 9. *Peterson W.W., Birdsall T.G., Fox W.C.* The Theory of Signal Detectability // *IRE Trans. on Information Theory*. – 1954. – Vol. PGIT-4. No. 4. – P. 171–212. 10. *Helstrom C. W.* Statistical Theory of Signal Detection / Pergamon Press, N. Y., 1960. – 364 p. 11. *Middleton D.* An Introduction to Statistical Communication Theory / N.Y.: McGraw-Hill, 1960. – 1184 p. 12. *Бакут П.А., Большаков И.А., Герасимов Б.М. и др.* Вопросы статистической теории радиолокации / Под ред. Г.П. Тартаковского. – М.: Сов. Радио. 1963. – Т.1. – 424 с. 13. *Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория: Справочник* / под общ. ред. Я. Д. Ширмана. 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с. 14. *Омельченко В.А.* Вероятностные и детерминистические модели сигналов в электросвязи. – Киев: УМК ВО, 1991. – 184 с. 15. *Драган Я. П.* Структура и представления моделей стохастических сигналов / Киев: Наук. думка, 1980. – 381 с. 16. *Mogila A.A., Lukin K.A.* Two-Parametric Representation of Non-stationary Random Signals with Finite Weighted-Mean Energy // *Telecommunications and Radio Engineering*. – 1997. – Vol.51, No.8. – P. 27–31. 17. *Могила А.А.* Взаимосвязь двухпараметрических представлений случайных сигналов с конечной энергией в различных ортонормированных базисах // *Радиофизика и электроника*. – Харьков: ИРЭ НАН Украины, 2000. – Т.5, №3. – С. 131–136. 18. *Могила А.А., Лукин К.А.* Взаимосвязь одно- и двухпараметрических представлений случайных сигналов с конечной энергией // *Радиофизика и электроника*. Харьков: Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины, 2001. Т.6, №3. – С.320–326. 19. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Сов. радио, 1989. – 656 с. 20. *Cramer H.* Mathematical methods of statistics / Uppsala: Almqvist & Wiksells, 1945. – 575 p.

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

Поступила в редколлегию 11.12.2010

ОПРЕДЕЛЕНИЕ УСРЕДНЕННОЙ РАЗНОСТИ ФАЗ И РАЗНОСТИ ЧАСТОТ В РЕТРАНСЛЯЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЯХ

Разность фаз принятого и излученного сигнала – фазовый набег радиоволны – является информационным параметром в ретрансляционных системах, предназначенных для прецизионного контроля технологических параметров [1, 2]. Диапазон изменения фазы в этих условиях включает весь интервал ее однозначного измерения. Часто при измерении фазы скачкообразно происходит переход из одной области ее однозначного определения в другую. Зависимости фазы от расстояния до контролируемого объекта или угла его поворота могут отклоняться от линейного закона [2, 3]. Сложность процесса измерения возрастает при воздействии шумовых колебаний на сигнал. Ранее способы измерения и определения фазы принятого сигнала или набега фазы относительно фазы опорного колебания в ретрансляционных измерителях не исследовались и не сопоставлялись.

Цель статьи – выбор способа измерения, который наиболее подходит для получения оценок начальной фазы, разности фаз и частоты в ретрансляционных измерителях. Отметим, что проблема обработки сигналов и извлечения их параметров частично сместилась в область программирования структуры БИС и СБИС, применение которых в ретрансляционных измерительных системах является перспективным. Программирование таких БИС и СБИС опирается на способы обработки сигналов, широко использованные ранее в аналоговой технике и в радиотехнических системах, однако имеет свои особенности, которые необходимо учитывать при совершенствовании информационно-измерительных систем, к которым относятся ретрансляционные измерители.

Существует множество направлений, каждое из которых включает ряд способов измерения фазы и разности фаз квазигармонических сигналов [4]. Они разрабатывались и совершенствовались применительно к особенностям исследуемых колебаний и волн. В данном случае остановимся на исследовании измерений фаз СВЧ колебаний, преобразованных к низкой промежуточной частоте гомодинным методом и отфильтрованных узкополосным фильтром. Будем считать, что СВЧ колебания возбуждаются электромагнитными волнами, которые прошли разные пути, рассеяны разными отражателями, но на интервале измерения параметры суммарного сигнала можно считать постоянными, как это делается в статистической теории измерительных радиосистем [5]. Флуктуации происходят только под воздействием шумовых колебаний, статистические характеристики которых также постоянны на измерительном интервале. Однако протяженность интервала измерения намного превышает интервал корреляции суммы сигнала и шума. В подобных случаях для измерения фазы можно применить методы сложения прямоугольных волн [4], способы и устройства, разработанные на основе этого метода и предложенные в изобретениях [6,7], а также способ [8] на основе метода максимальной апостериорной вероятности.

В качестве метода исследования было выбрано имитационное моделирование. С его помощью сравнивались способы и устройства измерения фазы и выбирались решения, наиболее подходящие для использования в ретрансляционных системах. Входной сигнал представлялся в виде временной функции суммы детерминированного входного гармонического сигнала системы и шума, распределение мгновенного значения которого подчиняется нормальному закону. При этом использовался, как и в статистической теории радиосистем [5], байесовский подход. Параметры сигналов: информационный – фаза $\psi \in \Psi$ и неинформационный – амплитуда $\alpha \in A$ считались случайными величинами, сигналы – случайными процессами $X(t)$. Предполагалось, что в пространствах фазы (Ψ), амплитуды сигнала (A) и шумовых характеристик (N) определены распределения вероятностей, часть параметров ко-

торых могут быть неизвестными. Использовался метод огибающих и вместо исходной нормальной случайной функции $X(t)$, которая считалась вещественной с нулевым математическим ожиданием, вводились две новые независимые между собой функции $U(t)$ и $\Phi(t)$, значительно более удобные для обработки, чем $X(t)$ [9,10]. Рассмотрение ограничивалось анализом узкополосных входных процессов $X(t, \vec{r}) = s(t, \vec{r}) + n(t, \vec{r})$, которые являются суммой квазигармонического колебания $s(t, \vec{r})$ и нормального шума $n(t, \vec{r})$, являющихся функциями времени t и координат отражающего объекта. Было принято, что задачей системы обработки является формирование оценок $\tilde{\varphi}(t)$ и $\tilde{F} = \frac{d}{dt}[\tilde{\Phi}(t)]$ параметров квазигармонического сигнала $e(t) = U(t) \sin[2\pi F(t) \cdot t + \varphi(t)]$ с помощью нерандомизированных операторов системы W , устанавливающих функциональные зависимости получаемых оценок от входных колебаний.

Входной сигнал измерительной системы определялся применительно к ретрансляционной системе, расположение антенн которой и контролируемого объекта показано на рис. 1. На нем обозначено:

1 – СВЧ генератор непрерывного немодулированного излучения; 2 – направленный ответвитель; 3 – циркулятор; 4, 5 – облучатели; 6, 7 – линзы; 8 – рефлектор; 9 – делитель входного и сумматор выходного СВЧ сигнала ретранслятора; 10 – СВЧ сдвигатель фазы на $\pi/4$; 11, 12 – модулируемые по величине отраженного СВЧ сигнала рефлекторы каналов ретранслятора; 13 – сдвигатель фазы модулирующего сигнала на $\pi/2$; 14 – генератор сдвига; 15 – входной смеситель радиолокационного датчика; 16 – полосовой усилитель с центральной частотой, равной частоте сдвига F ; 17 – измеритель фазы.

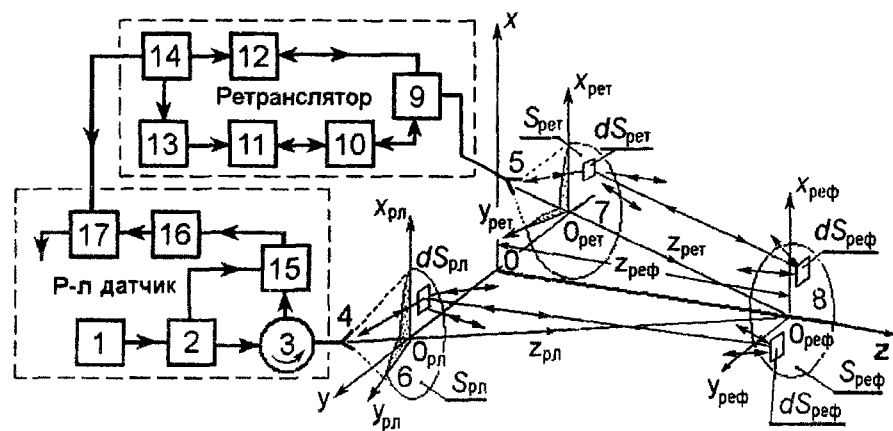


Рис. 1

10 – СВЧ сдвигатель фазы на $\pi/4$; 11, 12 – модулируемые по величине отраженного СВЧ сигнала рефлекторы каналов ретранслятора; 13 – сдвигатель фазы модулирующего сигнала на $\pi/2$; 14 – генератор сдвига; 15 – входной смеситель радиолокационного датчика; 16 – полосовой усилитель с центральной частотой, равной частоте сдвига F ; 17 – измеритель фазы. На выходе смесителя 15 появляется отраженный сигнал на частоте сдвига [3], которая была принята равной 100000 Гц . Информационный параметр – фазовый набег φ должен выделяться из фазы этого сигнала.

При моделировании, как и в [3], использовались: базовая декартова система координат с осями OX, OY, OZ , система координат радиолокационного датчика с осями $OX_{рл}, OY_{рл}, OZ_{рл}$, система координат рефлектора с осями $OX_{реф}, OY_{реф}, OZ_{реф}$ и система координат ретранслятора с осями $OX_{рет}, OY_{рет}, OZ_{рет}$ (рис. 1). Введение разных систем координат позволило унифицировать процедуры моделирования распространения радиоволн. Несущая частота системы была принята равной 60 ГГц [3]. Определение полей и вызванных ими колебаний в различных устройствах производилось с помощью соотношений и методов, использованных в [3]. Примеры полей и зависимости фаз также приведены в [3], эти примеры содержат много скачкообразных изменений фаз полей и входных колебаний. Аналогичные промежуточные результаты были получены при моделировании сигналов в данной статье.

К сигналам, возбуждаемым на выходе антенн, добавлялись шумовые колебания в соответствии с моделью ретрансляционной системы, представленной на рис.2. Подробное описание модели и ее компонентов приведено в [11]. Их назначение и функционирование сохранено. В отличие от [11] в данном случае моделировался только один приемный канал

ретрансляционной системы, поэтому индексы ℓ исключены. Введена область пространства Ψ вместо области пространства B . Управление системой обработки принятого сигнала (оператор P) и излучаемым сигналом (оператор Q), использованное в [11], в данном случае не применялись и на рис. 2 не показаны. Шумовые колебания $n_1 \in N_{in}^{(tf)}$ добавляются на входе ретранслятора, на входе радиолокационного датчика добавляются $n_2 \in N_2$ (рис. 2).

Использование формул, соотношений и результатов работы [3], применение модели, разработанной в [11] позволяет получить зависимости от времени суммы сигнала и шума, принятого ретрансляционной системой и преобразованного гомодинным методом. Эта часть проведенных исследований подробно описана в [3, 11] и является стартом имитационного моделирования в данной статье.

Пример зависимости колебания $e(t)$, принятого и преобразованного ретрансляционной системой к частоте сдвига 100 кГц, приведен на рис. 3, а. Случайные отклонения фазы от линейного закона $\Delta\varphi$ показаны кривой 1 на рис. 3, б, относительные случайные отклонения $\Delta F/\tilde{F}$ мгновенной частоты ΔF от оценки частоты \tilde{F} на интервале измерения $t_{изм}$ – кривой 2 на рис. 3, б.

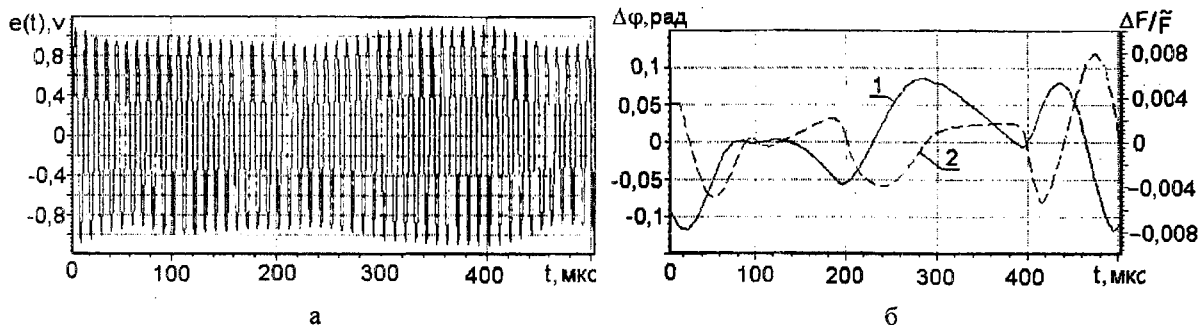


Рис. 3

На рис. 3 показана только часть измерительного интервала $t_{изм}$, состоящая из первых 50 периодов входного колебания. На всем протяжении измерительного интервала пространственное положение всех излучающих, отражающих и приемных элементов (рис. 1) ретрансляционной системы и контролируемого объекта считается постоянным, параметры сигнала, принятого в отсутствие шумов, не меняются. Итоговое соотношение сигнал/шум для примера на рис.3 составляет около 20 дБ. Основной вклад в уровень шума выходного сигнала в данном случае дает n_2 (рис. 2).

Рассмотрим измерение методом сложения прямоугольных волн [4] разности фаз между опорным эталонным колебанием сдвига и входным сигналом ретрансляционной системы, аналогичным квазигармоническому колебанию, приведенному на рис. 3. Диаграмма работы фазометра методом прямоугольных волн представлена на рис. 4. При этом методе квазигар-

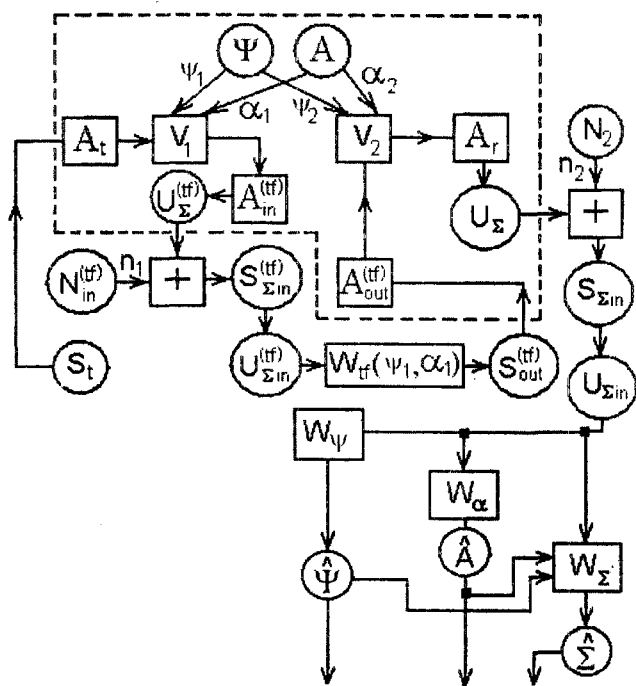


Рис. 2

монический сигнал (рис.4, а) и эталонное колебание (рис.4, в) преобразуются в прямоугольные волны (рис.4, б и г соответственно).

Весь интервал измерения $t_{изм}$, состоит из целого числа K периодов $T_{период}$ сигнального колебания (рис.4, з). Это повышает точность измерения. Формируется $t_{изм}$ специальной схемой, которая выделяет первый нуль-переход сигнального колебания после получения разрешения на измерение (импульс на разрешение измерений не показан). Окончание интервала наступает в момент прихода первого нуль-пересечения после окончания импульса разрешения. В течение измерительного интервала ключ, время открытия которого $K \cdot T_{период}$, непрерывно пропускает счетные импульсы.

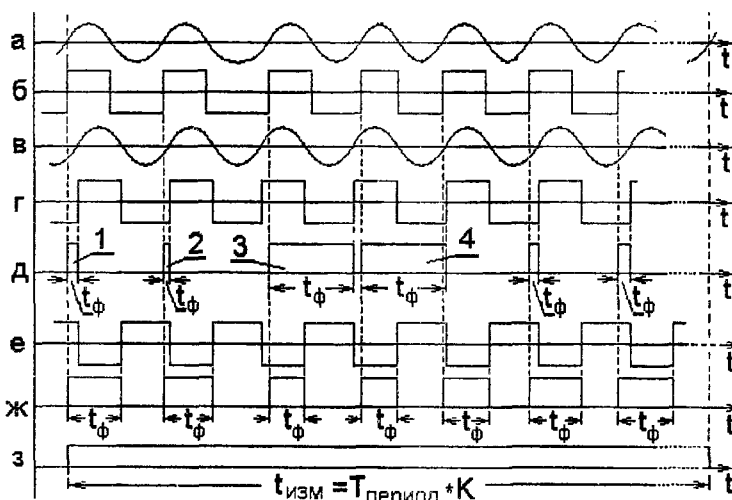


Рис. 4

После начала интервала измерения передним фронтом колебания, показанного на рис. 4, б, открывается фазовый ключ (рис. 4, д). Далее он закрывается передним фронтом эталонного колебания, показанного на рис.4, г. Эти моменты времени соответствуют положительным нуль-переходам колебаний сигнального и эталонного (рис.4, а и в). Таким образом, время открытого состояния ключа t_{ϕ} определяется разностью фаз колебаний опорного и сигнального на рассматриваемом участке и измеряется счетными импульсами. Отношение суммарного времени открытого состояния фазового ключа Σt_{ϕ} к продолжительности $K \cdot T_{период}$ пропорционально средней разности фаз сигнального и опорного колебаний.

Однако это соотношение выполняется только в идеальных условиях, когда входной сигнал не подвержен влиянию шумового колебания, его фаза не претерпевает быстрых изменений и все его периоды одинаковы. На реально существующий входной сигнал воздействует шумовое колебание. Поэтому мгновенная частота (и период) входного колебания флуктуирует на интервале измерения (рис. 3, б, кривая 2). Если при этом усредненная разность фаз между эталонным и сигнальным колебаниями находится вблизи нуля, то может произойти нарушение порядка открытия и закрытия фазового ключа (сбои). Рядом с короткими промежутками открытого состояния фазового ключа 1, 2 появляются продолжительные участки 3, 4, показанные на рис.4, д. В результате появляются аномальные ошибки измерения усредненного значения разности фаз.

С целью снижения аномальных ошибок в [6] было предложено устройство, которое дополнено обнаружителем сбоев и счетчиком сбоев. Обнаружение сбоев производится на основе анализа информации, поступающей в арифметический блок фазометра [6]. Идея коррекции результата измерения при расчете заключается в уменьшении суммарного времени фазовых интервалов Σt_{ϕ} и в уменьшении продолжительности времени измерения $K \cdot T_{период}$ на число периодов, равное числу сбоев. После этого находится фазовый сдвиг. Заметим, что этот прием не дает возможности получить точное значение усредненного фазового сдвига, а только снижает ошибку его определения. Кроме того, такую коррекцию можно применять только при малом числе сбоев.

В [7] был предложен иной способ снижения влияния сбоев на оценку разности фаз. В цифровой фазометр для измерения среднего значения сдвига фаз вводился дополнительный меандр (рис.4, е), инвертированный относительно исходного опорного (рис. 4, з), и до-

полнительный фазовый ключ (рис. 4, ж). Последний открывался передним фронтом прямоугольной волны, используемой для основного канала (рис. 4, б), а закрывался передним фронтом дополнительного меандра (рис. 4, е). Кроме того вводились обнаружители – счетчики нарушений порядка чередования передних фронтов соответствующих нуль переходов. В том канале, где разность фаз между опорным и сигнальным колебанием была ближе к π , нарушение чередования передних фронтов прямоугольных волн, как правило, отсутствовало (рис.4, ж). К расчету принимались данные канала, в котором нарушение порядка чередования открытия фазовых ключей отсутствовало. Когда сбои отсутствовали в канале, использовавшем инвертированную прямоугольную волну, полученную из эталонного колебания, результат корректировался на π . При этом точность измерения усредненного значения сдвига фаз повышалась. При появлении сбоев в двух каналах, результат измерения отбраковывался.

Среднее значение частоты входного сигнала в [6, 7] можно определить с помощью усреднения периода на реальном измерительном интервале.

Рассмотрим другой метод измерения фазы принятого сигнала и его частоты, предложенный в [8]. Здесь фаза гармонического колебания, как было отмечено выше, представлена линейной функцией

$$\tilde{\Phi}(t) = 2\pi\tilde{F} \cdot t + \tilde{\varphi}, \quad (1)$$

где $\tilde{\Phi}, \tilde{F}, \tilde{\varphi}$ – оценки полной фазы, частоты и начальной фазы обрабатываемого колебания. Главным критерием при замене реального изменения фазы функцией (1) является ее минимальное отклонение от измеренных значений, которые флуктуируют под воздействием шума и не располагаются на одной линии. Замена обосновывается следующими соображениями.

В соответствии с [10] функции распределения фазы и производной фазы узкополосного квазигармонического процесса монотонны. Математическое ожидание $\xi(t)$ некоторой монотонной функции ошибки

$$\xi(t) = M \left\{ f \left[\Phi(t) - \tilde{\Phi}(t) \right] \right\}, \quad (2)$$

где M – математическое ожидание, f – монотонная функция, $\Phi(t)$ – измеренное значение функции, $\tilde{\Phi}(t)$ – оценка функции, которая часто принимается как критерий точности измерения [12]. Использовалась, как обычно, в качестве f квадратичная функция. В данном случае измеряется два параметра: φ и F . Будем считать, что их совместное распределение монотонно. Тогда поставленная задача может решаться достаточно просто на основе метода максимальной апостериорной вероятности, который при аддитивном, гауссовом шуме совпадает с методом наименьших квадратов. В этом случае минимизация ошибки определяется из условий $\partial S / \partial \tilde{F} = 0$ и $\partial S / \partial \tilde{\varphi} = 0$, где

$$S = \sum_{i=0}^{i=k} \left(2\pi i - 2\pi\tilde{F} \cdot t_i - \tilde{\varphi} \right)^2, \quad (3)$$

i – номер измерения (целое число), k – число зарегистрированных переходов принятого сигнала через нуль в положительном направлении, t_i – время перехода сигнала через нуль. Сумма составлена для моментов времени, когда фаза входного колебания $\Phi(t) = 2\pi \cdot i$, что соответствует моментам положительных переходов квазигармонического колебания через нулевой уровень и представлению их в форме

$$e(t) = U(t) \cdot \sin(2\pi F \cdot t + \varphi). \quad (4)$$

В результате получаются следующие формулы для обработки массива нуль переходов с целью определения оценок \tilde{F} и $\tilde{\varphi}$

$$\tilde{F} = \frac{(k+1) \left(\sum_{i=0}^{i=k} i \cdot t_i \right) - \sum_{i=0}^{i=k} i \cdot \sum_{i=0}^{i=k} t_i}{(k+1) \left(\sum_{i=0}^{i=k} t_i^2 \right) - \left(\sum_{i=0}^{i=k} t_i \right)^2}, \quad (5)$$

$$\tilde{\varphi} = 2\pi \cdot \frac{1}{k+1} \cdot \left(\sum_{i=0}^{i=k} i - \tilde{F} \cdot \sum_{i=0}^{i=k} t_i \right). \quad (6)$$

Заметим, что значения \tilde{F} и $\tilde{\varphi}$ получены из массива данных, относящихся только к одному колебанию. Отсчет времени переходов через нулевой уровень выполняется от момента начала измерения, и начальная фаза $\tilde{\varphi}$ связана с точкой $t = 0$.

На рис. 5 показано расположение моментов нуль переходов входного колебания символами «+», прямая 1 отображает линейную функцию (1) зависимости оценки фазы $\tilde{\Phi}(t)$ входного колебания от времени. Величиной $\tilde{\varphi}$ обозначена оценка начальной фазы функции $\tilde{\Phi}(t)$, наклон этой функции равен оценке частоты принятого колебания \tilde{F} .

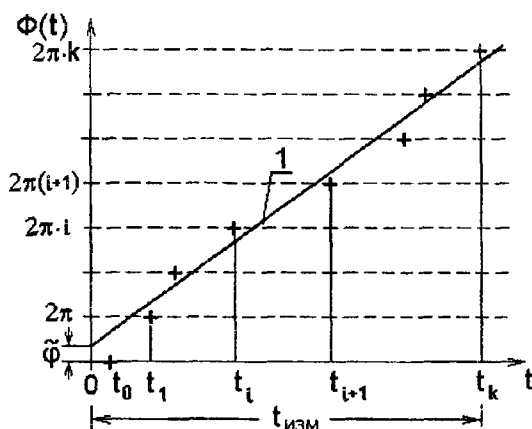


Рис. 5

Если необходимо определить разность фаз двух колебаний, нужно отсчитывать моменты нуль пересечений каждого колебания от одной и той же временной точки, записать соответствующие массивы, а затем воспользоваться формулами (5) и (6) для получения зависимостей фазы для 1-го и 2-го колебаний. Поскольку под воздействием шума полученные оценки \tilde{F}_1 и \tilde{F}_2 будут отличаться, значение разности фаз на интервале измерения будет меняться и будет линейной функцией времени. Так как разность фаз определяется по оценкам уже усредненных функций $\tilde{\Phi}_1(t)$ и $\tilde{\Phi}_2(t)$, аномальные ошибки, вызванные нарушениями чередования нуль переходов двух квазигармонических процессов, не появляются.

Следует отметить также, что необходимость в схемах, которые обеспечивают длительность интервала измерения, равную целому числу периодов обрабатываемых колебаний, отпадает при применении метода максимальной апостериорной вероятности.

Сравним оценки информационных параметров фазы и частоты входного сигнала ретрансляционной системы, полученные методом прямоугольных волн и методом максимальной апостериорной вероятности. Оба метода будем применять к одним и тем же массивам нуль пересечений.

На рис.6 показаны плотности распределения оценок частоты принятого сигнала \tilde{F} . Количество массивов, по которым определялись плотности распределений, равнялось 100000. Точное значение частоты сигнала в полосовом усилителе, как отмечалось выше, равнялось 100 кГц, полоса усилителя $\Delta F = 5000$ Гц. Длительность интервала измерения составляла $t_{изм} = 0,01$ сек, число периодов сигнала на интервале равнялось 1000. Кривыми 1,2,3 обозначены плотности вероятности оценки, полученной методом максимальной апостериорной вероятности, кривыми 4,5,6 – вычисленные с помощью усреднения $F = K/t_{изм}$, где $t_{изм} = K \cdot T$,

T – продолжительность периода сигнала, K – число периодов на измерительном интервале. Кривые 1, 4 получены при соотношении сигнал/шум 20 дБ, 2, 5 – при 17 дБ, 3, 6 – при 14 дБ.

Как видно из рис. 6, оценки частоты, полученные усреднением, больше отклонялись от точного значения, чем оценки, полученные методом максимальной апостериорной вероятности. Среднеквадратические значения отклонений отличались приблизительно в два раза.

При методе прямоугольных волн, как уже отмечалось, можно получить оценку средней разности фаз на измерительном интервале. В этом случае в измерении участвует второе колебание – опорное, имеющее частоту, совпадающую с частотой первого колебания. А при методе максимальной апостериорной вероятности в качестве оценки можно получить начальную фазу, связанную с началом измерительного интервала без использования опорного колебания. Сравним результаты этих двух, строго говоря, разных измерений. В качестве опорного при методе прямоугольных волн выберем высокостабильное колебание, частота которого соответствует частоте излучаемого. Используем те же массивы нуль пересечений, с помощью которых были получены распределения оценок частоты в предыдущем примере.

Распределение оценок разности фаз и начальных фаз двумя методами приведено на рис.7. Кривыми 1,2,3 обозначены плотности вероятности оценок начальной фазы, полученных методом максимальной апостериорной вероятности, кривыми 4,5,6 – методом прямоугольных волн. Разность фаз входного и эталонного колебаний была установлена равной π , чтобы максимально снизить вероятность возникновения аномальных ошибок измерения. Соотношения сигнал/шум для этих распределений равно значениям, которые использовались при получении оценок на рис.6 для кривых с соответствующими номерами. Аномальные ошибки не появились ни в одном из $3 \cdot 10^5$ массивах нуль пересечений, каждый массив содержал по 1000 периодов флуктуирующего входного сигнала.

Как видно из рис.7, оценки, полученные методом прямоугольных волн, меньше отклоняются от точного значения, чем оценки, полученные методом максимальной апостериорной вероятности. 1-е распределение, полученное методом максимальной апостериорной вероятности при соотношении сигнал/шум 20 дБ, и 6-е распределение, полученное методом прямоугольных волн при соотношении сигнал/шум 14 дБ, практически совпадают.

Таким образом, при отсутствии аномальных ошибок метод прямоугольных волн обеспечивает более точную оценку средней разности фаз, чем метод максимальной апостериорной вероятности определяет оценку начальной фазы. В то же время оценка частоты принятого колебания имеет большую точность при методе максимальной апостериорной вероятности.

Рассмотрим состоятельность оценок [9] частоты, начальной фазы и разности фаз в условиях, когда отсутствуют аномальные ошибки измерения средней разности фаз методом прямоугольных волн. В таблице приведены значения среднеквадратичных отклонений оценок частоты, средней разности фаз и начальной фазы, определенные по массивам нуль пересече-

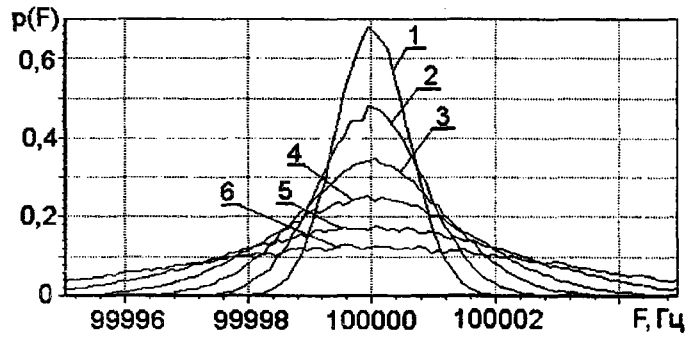


Рис. 6

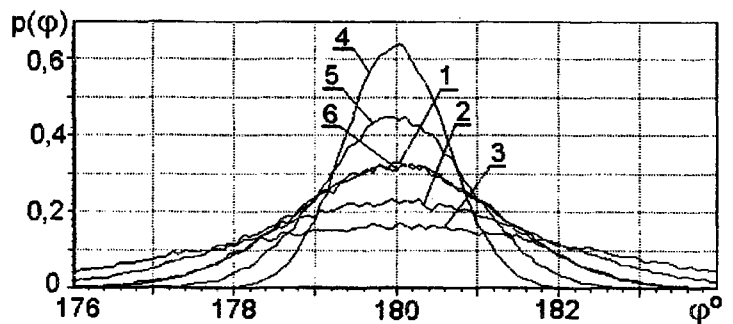


Рис. 7

ний при разной продолжительности измерительного интервала. Частота сигнала и средняя частота полосового усилителя приняты равными 100 кГц, суммарное соотношение сигнал/шум 20 дБ, полоса усиления 5 кГц.

Метод измерения	$t_{изм}, сек$	0,0025	0,005	0,01	0,02	0,04	0,08	0,16
Максимальная апостериорная вероятность	$\sigma_f, Гц$	4,56	1,64	0,59	0,21	0,075	0,027	0,009
Прямоугольных волн	$\sigma_{fcp}, Гц$	6,20	3,18	1,59	0,80	0,40	0,20	0,10
	σ_f / σ_{fcp}	0,74	0,52	0,37	0,27	0,19	0,13	0,09
Максимальная апостериорная вероятность	$\sigma_\varphi, град$	2,37	1,71	1,23	0,88	0,62	0,44	0,31
Прямоугольных волн	$\sigma_{\varphi cp}, град$	1,23	0,88	0,62	0,44	0,31	0,22	0,16
	$\sigma_\varphi / \sigma_{\varphi cp}$	1,95	1,98	2,00	2,00	2,00	2,00	2,01

Как видно из таблицы, при увеличении времени измерения во всех случаях наблюдается регулярное снижение среднеквадратического значения отклонений оценок от точных значений. Это значит [9], что все полученные оценки обладают свойством состоятельности. Плотности распределений оценок были симметричны относительно точного значения, что свидетельствует об их несмещенности, или, по крайней мере, асимптотической несмещенности. Эффективность оценок частоты при методе максимальной апостериорной вероятности выше, чем при прямом усреднении длительности периода. Об этом свидетельствует соотношение среднеквадратических значений отклонений оценок частоты от точных значений. Противоположная картина наблюдается при получении оценок разности фаз и начальной фазы. В этом случае соотношение среднеквадратических значений оценок практически не изменялось во всем диапазоне измерительных интервалов.

Однако при появлении аномальных ошибок картина резко меняется для распределений оценок разности фаз, определяемых методом прямоугольных волн. Плотности распределения оценок начальной фазы и средней разности фаз входного и эталонного колебаний приведены на рис.8. Условия определения оценок точно соответствуют тем, которые использовались при нахождении распределений на рис.7 кроме величины фазового сдвига, который принят равным $0,14 рад = 8,02 град$. При этом начинают появляться аномальные ошибки. В каждом массиве из 1000 периодов число сбоев составляло 2...4. При небольшом уменьшении фазового сдвига мода распределения уходит далеко вправо. При изменении соотношения сигнал/шум граница начала разрушения распределения оценок среднего фазового сдвига перемещается. Очевидно, что пользоваться такими измерениями нельзя либо необходимо синтезировать схемы, принудительно меняющие фазовый сдвиг опорного колебания. Далее этот сдвиг нужно учесть при вычислении.

Распределения оценок частоты сигнала, вычисленные с помощью усреднения периода входного колебания и с помо-

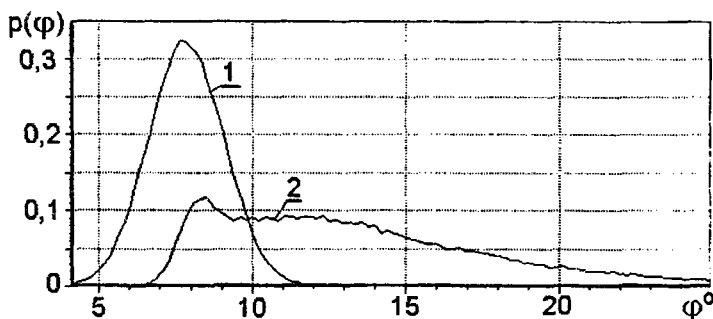


Рис.8

щью метода максимальной апостериорной вероятности, не изменились по сравнению со случаем отсутствия аномальных ошибок.

Заметим, что оценки начальной фазы принятого сигнала, найденные методом максимальной апостериорной вероятности, изменились слабо по сравнению со случаем, приведенным на рис. 7, кривая 1. Работоспособность этого метода сохранилась полностью.

Проведенный анализ и имитационное моделирование измерений фазы сигнала, принятого измерительной ретрансляционной системой, позволяют сделать следующие выводы.

Показано, что состоятельные, несмещенные и эффективные оценки фаз и частоты сигнала могут быть получены методом прямоугольных волн [4] и методом максимальной апостериорной вероятности [8] при гауссовском распределении входных шумов ретранслятора и входных шумов радиолокационного датчика. Установлено, что при методе прямоугольных волн могут появляться аномальные ошибки определения оценок разности фаз. При получении оценок фазы в условиях отсутствия аномальных ошибок метод прямоугольных волн эффективнее метода максимальной апостериорной вероятности. При оценке частоты более эффективен метод максимальной апостериорной вероятности. При появлении аномальных ошибок метод прямоугольных волн практически теряет работоспособность, метод максимальной апостериорной вероятности сохраняет свои свойства. Поэтому более пригодным к использованию в ретрансляционных измерительных системах является метод максимальной апостериорной вероятности.

Список литературы: 1. Величко А.Ф., Величко Д.А. Ретрансляционный метод измерения и подавления помеховых отражений при непрерывном излучении с частотной модуляцией. – К.: Известия вузов «Радиоэлектроника». – 1998. – Т.41, №11. – С. 3–12. 2. Величко А.Ф., Величко Д.А., Курбатов И.В. Фазовые соотношения и способ снижения погрешностей измерения многочастотных ретрансляционных систем – К.: Известия вузов «Радиоэлектроника». – 2005. – №5. – С.57–67. 3. Величко А.Ф., Величко Д.А., Величко С.А. Характеристики запаздывания сигнала ретрансляционного измерителя, работающего в зоне Френеля – К.: Известия вузов «Радиоэлектроника». – 2009. – №2. – С.35-49 4. Измерения в электронике: В 2 т. / Ред.-сост. Б.А. Доброхотов. – М.: Энергия, 1965. – Т.2. – 231с. 5. Фалькович С.Е., Хомяков Э.Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. – М.: Радио и связь. – 1981. – 288с. 6. Цифровой фазометр для измерения среднего значения сдвига фаз: А.с. 1564567 А2 СССР / Величко А.Ф., Моргун В.М., Севенко А.А., Пучков В.В. (СССР); заявлено 21.05.88; опубл. 15.05.90, бюл. №18. – 5 с. 7. Цифровой фазометр для измерения среднего значения сдвига фаз: А.с. 1670622 А2 СССР / Величко А.Ф., Моргун В.М., Севенко А.А., Пучков В.В. (СССР); заявлено 03.05.89; опубл. 15.08.91 бюл. № 30. – 6 с. 8. Способ определения усредненного значения сдвига фаз и устройство для его осуществления: А.с. 1499266 А1 СССР / Величко А.Ф., Моргун В.М., Севенко А.А., Пучков В.В. (СССР); заявлено 25.02.87; опубл. 07.08.89, бюл. №29. – 6 с. 9. Свешников А.А. Прикладные методы теории случайных функций.– 2-е изд. – М.: Наука, 1968. – 463 с. 10. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Сов. радио, 1966. – 728с. 11. Величко Д.А. Моделирование характеристик многочастотной ретрансляционной системы – К.: Известия вузов «Радиоэлектроника». – 2008. – Т.51. – №2. – С. 14 – 24. 12. Swerling P. Parameter Estimation Accuracy Formulas // "IEEE Trans.", v. IT-10, p. 302–314, October, 1964.

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

Поступила в редколлегию 08.02.2011

МНОГОСПЕКТРАЛЬНАЯ АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА ЛОКАЦИОННОГО МОНИТОРИНГА

Дистанционный мониторинг земной поверхности локационными методами в интересах решения общетехнических и специальных задач – одно из важнейших направлений развития современных радиоэлектронных и информационных технологий. Для получения локационной информации применяются активные и пассивные сенсоры различных участков спектра электромагнитных волн (ЭМВ): радио, инфракрасного и оптического диапазонов. По причине неравноценности сенсоров по дальности действия, информативности и помехозащищенности в работах [1, 2] показано, что целесообразным является комплексирование локационных каналов с различными физическими сенсорами в рамках единой многоспектральной информационно-измерительной системы с целью реализации преимуществ отдельных парциальных спектральных каналов:

- фотоконтрастного – высокая угловая разрешающая способность;
- инфракрасного (теплого) – высокая угловая разрешающая способность, всесуточность;
- радио – всесуточность, всепогодность, высокие разрешающие способности по дальности и доплеровской частоте в активном режиме работы.

При этом в теоретическом аспекте открытым остается вопрос оценки получаемого прироста эффективности многоспектральной системы мониторинга, а в прикладном аспекте – синтез структуры и алгоритмов работы такой системы в динамично меняющейся фоноцелевой обстановке.

Естественно предположить, что прирост эффективности многоспектральной системы мониторинга может быть определен через информативность формируемого многоспектрального изображения наблюдаемого объекта (сцены). Однако развитый в работе [3] подход к оценке информативности многоспектрального видеоизображения через дивергенцию Кульбака–Лейблера не может быть использован применительно к многоспектральным системам с предельным разнесением парциальных спектральных каналов по частоте (например, сенсоры радио и инфракрасного каналов) по следующим причинам:

- разные системы координат сформированных изображений (радиолокационное изображение – в координатах “радиолокационный контраст – дальность, доплеровская частота”; тепловое изображение – в координатах “тепловой контраст – азимут, угол места”);
- невозможность использования в отрыве от конкретной помеховой обстановке.

Предлагается развить применимую в работе [4] методику оценки информативности многоспектрального видеоизображения через полный объем полученной информации по Шеннону (гиперспектральный “куб информации”) с учетом специфики формирования парциальных спектральных изображений в фотоконтрастном и тепловом каналах, а именно:

- зависимость энергетики канала от состояния приземного слоя атмосферы (ночь, гидрометеоры, пыль, дым);
- утраты линейной разрешающей способности по угловым координатам с увеличением дальности до наблюдаемого объекта;
- невозможность использования в фотоконтрастном канале на предельной дальности наблюдения цветового контраста (цель наблюдается на “сером” фоне).

Аналитически полная информативность многоспектрального изображения оценивается выражением

$$I = \frac{1}{D^2} \left[\frac{L_\alpha L_\varepsilon}{\gamma_{\delta} \operatorname{tg}^2 \Delta\theta_{\delta}} + \frac{L_\alpha L_\varepsilon}{\gamma_{\delta} \operatorname{tg}^2 \Delta\theta_{\delta}} \right] + \frac{L_D}{\Delta D} + \frac{\Delta F \dot{\gamma}}{\Delta F}, \quad (1)$$

где $L_\alpha, L_\varepsilon, L_D$ – линейные размеры наблюдаемого объекта по азимуту, углу места и дальности; $\gamma_{\delta}, \gamma_{\delta}, \Delta\theta_{\delta}, \Delta\theta_{\delta}$ – коэффициенты прозрачности атмосферы и угловые разрешающие способности фотоконтрастного и теплового каналов, соответственно; $\Delta D, \Delta F$ – разрешающие способности радиолокационного канала по дальности и доплеровской частоте; $\Delta F \dot{\gamma}$ – эффективная ширина доплеровского спектра цели. Видим, что для наблюдаемых объектов фиксированной формы (конструкции) компоненты информативности, связанные с парциальными спектральными каналами, являются монотонно уменьшающимися функциями дальности. Однако, как показано в работе [5], скорость падения информативности для фотоконтрастного и теплового каналов

$$\frac{\partial I_{\delta, \delta}}{\partial D} = - \frac{2L_\alpha L_\varepsilon}{\gamma_{\delta, \delta} \operatorname{tg}^2 \Delta\theta_{\delta, \delta}} D^{-3}, \quad (2)$$

в то время, как для радиолокационного канала

$$\frac{\partial I_{\delta}}{\partial D} = - \frac{2L_D}{\Delta D \ln 2} D^{-1}. \quad (3)$$

Анализ выражений (1) – (3) показывает, что наличие радиолокационного канала, как все-суточного, всепогодного, с максимальной дальностью действия и широким мгновенным “полем зрения”, в многоспектральной системе мониторинга является обязательным для:

- компенсации утрат информативности фотоконтрастных и тепловых каналов при увеличении дальности до наблюдаемого объекта (сцены);
- “нацеливания” узконаправленных фото и теплового каналов при широкой угловой зоне наблюдения.

При этом фундаментальный разрыв в значениях угловой разрешающей способности фото (теплового) каналов и радиолокационного при ограниченных размерах апертур может быть ликвидирован только при использовании в последнем микроволнового (в частности, миллиметрового) диапазона ЭМВ [6].

С точки зрения практической реализации потенциальных возможностей многоспектральной системы локационного мониторинга по дальности наблюдения, информативности и помехозащищенности, наибольший интерес представляет случай динамично меняющейся помеховой обстановки (день, ночь, наличие или отсутствие помех естественного и искусственного происхождения). Обосновано при этом предположить, что наивысшая эффективность может быть достигнута при перестройке передаточных функций парциальных спектральных каналов в соответствии с адаптивным алгоритмом их ранжирования. Введем следующие практически оправданные предпосылки:

1. Ранжирование парциальных спектральных каналов по приоритетности, независимо от задачи наблюдения (обнаружение, распознавание, измерение координат), осуществляется на этапе обнаружения.
2. Техническим эквивалентом метода максимума правдоподобия является метод максимизации отношения сигнал/помеха на выходе канала наблюдения.
3. Априори всегда можно настроить парциальный спектральный канал на максимум отношения сигнал/помеха для некоторой усредненной для этого канала помеховой ситуации.
4. Динамические диапазоны приемных трактов парциальных спектральных каналов обеспечивают линейную обработку входной аддитивной смеси сигнал+помеха.

Без утраты общности результатов положим, что многоспектральная система имеет три парциальных спектральных канала (например, фотоконтрастный, тепловой и радиолокационный). Тогда, в предположении статистической независимости и гаусовского характера помехи на входе парциальных каналов, оптимальный алгоритм обнаружения имеет вид [7]

$$\sum_{k=1}^3 \frac{1}{\sigma_k^2} \sum_{i=1}^{n_k} x_k a_k \geq A, \quad (4)$$

где $x_k = a_{ki} + n_{ki}$ – дискретная реализация процесса на входе $k - \tilde{a}i$ парциального канала. σ_k^2 – дисперсия помехи на входе $k - \tilde{a}i$ парциального канала, n_k – объем дискретной выборки в $k - i$ парциальном канале, A – порог, величина которого определяется требуемой вероятностью ложной тревоги при заданной вероятности правильного обнаружения для многоспектральной системы в целом. Видим, что эффективность обнаружения является монотонно возрастающей функцией отношения сигнал/помеха (ОСП) $\frac{a_k}{\sigma_k^2}$ в парциальных спектральных каналах. В предположении, что парциальные спектральные каналы неравноценны по эффективности, можно записать систему неравенств

$$\left. \begin{aligned} A &\geq \frac{1}{\sigma_1^2} \sum_{i=1}^{n_1} x_{1i} a_{1i} > A_1 \\ A_1 &\geq \frac{1}{\sigma_2^2} \sum_{i=1}^{n_2} x_{2i} a_{2i} > A_2 \\ A_2 &\geq \frac{1}{\sigma_3^2} \sum_{i=1}^{n_3} x_{3i} a_{3i} > A_3 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

для случая $\frac{a_1}{\sigma_1^2} > \frac{a_2}{\sigma_2^2} > \frac{a_3}{\sigma_3^2}$. Отсюда следует, что оптимальный алгоритм работы анализатора

помеховой обстановки для ранжирования парциальных спектральных каналов по приоритетности сводится к выбору парциальных каналов с наивысшим ОСП.

На рис. 1 представлена структурная схема многоспектрального адаптивного обнаружителя наземных объектов, включающего радиолокационный активный, радиолокационный пассивный (радиометрический) и тепловой каналы.

Многоспектральный обнаружитель содержит антенну радиолокационного канала 1, которая через циркулятор развязки “прием-передача” 2 подключена к передатчику активного канала 3 и приемным трактам активного и радиометрического каналов 4, 5. Тепловой канал образует последовательно соединенные объектив 6 и приемник инфракрасного диапазона 7. Анализатор помеховой обстановки 10 включает блок управляемого коммутатора 10.1, два блока выбора сигналов по максимуму 10.2, 10.3 и блок управления управляемым коммутатором 10.4. Выходы всех трех парциальных приемных каналов через управляемые ключи 8 подключены к блоку обнаружения 9, который реализует алгоритм линейного суммирования амплитуд сигналов парциальных каналов и сравнения их с порогом A (выражение (4)). Для исключения прохождения на вход блока обнаружения сигналов пораженного помехой парциального канала, а также повышения вероятности правильного обнаружения за счет использования преимуществ сенсоров различной физической природы (активный радиолокационный канал реагирует на металлосодежащие конструкции с зеркальной компонентой рассеянного сигнала, тепловой канал, наоборот, на слабоссеивающие конструкции из диэлектрических материалов) сигналы соответствующих парциальных каналов через управ-

ляемый коммутатор 10.1 подаются на блоки отбора сигнала по максимуму, в которых определяется работоспособный канал [8]. Блок управления управляемым коммутатором обеспечивает перекоммутацию выходов парциальных каналов с целью ранжирования их по приоритетности.

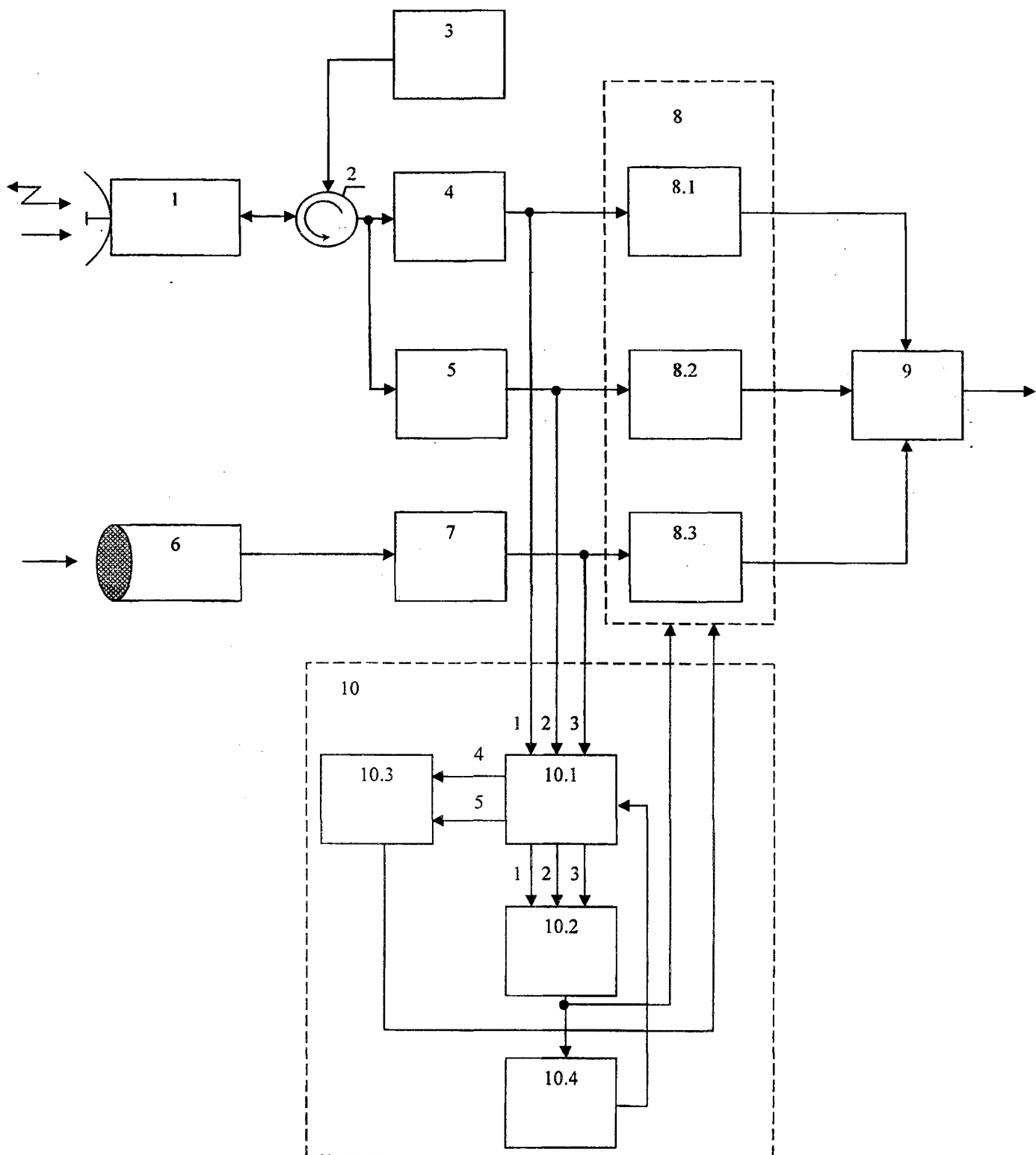


Рис. 1. Многоспектральный обнаружитель наземных объектов

Следует отметить, что разработанная методология построения многоспектральных систем мониторинга позволяет также существенно повысить точность измерения угловых коор-

динат наземных объектов в режиме следящего измерения, в частности при самонаведении [9]. При этом адаптация контура самонаведения позволяет исключить влияние “угловых шумов” цели, характерных для радиоканалов, и обеспечить гарантированную точность самонаведения в пределах физических размеров распределенной цели. Одновременно в многоспектральных системах реализуется возможность существенного повышения вероятности правильного распознавания распределенных наземных целей за счет повышения размерности формируемых изображений с учетом пространственной взаимоустойчивости и временной взаимосинхронизации парциальных спектральных каналов на основе единого диаграммообразования [10].

Выводы

Разработанная методология построения и оценки эффективности многоспектральных систем локационного мониторинга с предельным разнесением парциальных спектральных каналов по частоте позволяет существенно расширить возможности геомониторинга в направлениях повышения достоверности обнаружения и распознавания наземных объектов, точности измерения их координат и помехозащищенности.

Список литературы: 1. Авласёнок А.В. Современные требования к многоспектральным автоматам сопровождения целей для систем высокоточного оружия и возможные пути их реализации / А.В. Авласёнок, Е.Г. Алексеев, С.П. Литвинов, Ф.Л. Савицкий // Радиоэлектроника. – 2008. – №6. – С.54-60. 2. Зубков А.Н. Интегрированные многоспектральные поисково – прицельные системы для ракетно – артиллерийского вооружения / А.Н. Зубков, А.А. Щерба // Артиллерийское и стрелковое вооружение. – 2009. – №1. – С.14 – 18. 3. Станкевич С.А. Кількісне оцінювання інформативності гіперспектральних аерокосмічних знімків при вирішенні тематичних задач дистанційного зондування Землі / С.А. Станкевич // Доп. НАН України. – 2006. – №8. – С. 161-167. 4. Абросимов А.В. Обработка гиперспектральных изображений в ПК ENVI / А.В. Абросимов, А.С. Черепанов // Геопрофи. – 2007. – №2. – с.55-57. 5. Зубков А.Н. Системы радиовидения миллиметрового диапазона. Сопоставление и интеграция с оптическими каналами, результаты эксперимента / А.Н. Зубков // Радиоэлектроника. – 2005. – №10. – С.3 – 10. 6. Зубков А.Н. Системы радиовидения миллиметрового диапазона. Принципы построения // Радиоэлектроника. – 2005. – №9. – С.3-16. 7. Вопросы статистической теории радиолокации / Под ред. Г.П.Тартаковского. – М.: Сов. радио, 1963. – Т.1. – 318с. 8. Вишин Г.М. Многочастотная радиолокация. – М.: Воениздат, 1973. – 92 с. 9. Зубков А.Н. Синтез и анализ структуры координатора цели многоспектральной системы самонаведения / А.Н. Зубков, С.А. Мартыненко // Артиллерийское и стрелковое вооружение. – 2010. – №2. – С. 11 – 14. 10. Патент 91299 Україна, МПК G01S 13/00, G01J 3/28. Спосіб визначення геометричних характеристик і параметрів руху наземних об'єктів при геомоніторингу і система для його реалізації / А.М.Зубков, І.Н.Прудіус, Л.В.Лазько, Д.О. Мимріков (Україна). – №200904541; Заявлено 07.05.2009. – Опубл. 12.07.2010. – Бюл. №13.

*Академия сухопутных войск имени
гетмана Петра Сагайдачного*

Поступила в редколлегию 12.01.2011

АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ ОЦЕНОК МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ ПАРАМЕТРОВ РАДИОСИГНАЛА, РАССЕЯННОГО АКУСТИЧЕСКИМ ВОЛНОВЫМ ПАКЕТОМ

Введение

Задача синтеза измерительных радиосистем заключается в определении по некоторому критерию качества структуры системы при заданных характеристиках внешних воздействий, условиях работы и ограничениях. Важнейшим этапом оптимизации радиосистемы является синтез оптимальных зондирующих (излучаемых) сигналов и устройств их обработки (фильтров). С математических позиций синтез сигналов и фильтров радиосистем заключается в формировании и поиске экстремумов некоторых функционалов, описывающих критерий качества системы, такими могут быть отношение сигнал – помеха, дисперсия ошибки воспроизведения полезного сообщения, вероятность обнаружения сигнала и др. [1, 2, 3]. Синтез пары «сигнал-фильтр» в общем случае, при произвольных характеристиках помех весьма сложен, поэтому достаточно часто задача синтеза (оптимизации) используемых в радиосистемах сигналов и устройств их обработки решается раздельно. Сигналы, поступающие на вход приемного устройства систем радиоакустического зондирования (РАЗ) атмосферы, существенно отличаются от излучаемых, вследствие этого алгоритм их обработки также характеризуется рядом специфических особенностей.

Синтез алгоритма обработки сигналов

Рассмотрим задачу синтеза устройства обработки сигналов систем радиоакустического зондирования атмосферы с учетом характерных для них условий работы и имеющихся ограничений. Смесь сигнала и помехи на входе устройства обработки и воспроизведения информативного параметра x представим в виде

$$y(t) = u_c(t, x) + u_{ш}(t), \quad (1)$$

где $u_c(t, x)$ – сигнал произвольной формы, известный в месте приема точно, за исключением неизвестного информативного параметра x с априорным распределением $P(x)$; полезный сигнал принимается на фоне помехи, представляющей собой аддитивный независимый стационарный нормальный белый шум $u_{ш}(t)$ с известной спектральной плотностью N_0 . При рассмотрении вопроса необходимо учитывать особенность систем РАЗ – излучение в атмосферу двух зондирующих колебаний – акустического и электромагнитного, которые представляют собой векторный зондирующий сигнал. В соответствии с этим в рассматриваемой задаче термин «сигнал-фильтр» определяет совокупность алгоритмов временной обработки, выполняемых в передающем и приемном радиоустройствах и передающем акустическом устройстве.

Апостериорное распределение информативного параметра при известной реализации $y(t)$ имеет вид $P(x | y) = kP(x)P(y | x)$, где k – константа, не зависящая от x и поэтому не влияющая на результаты синтеза; $P(y | x)$ – условная плотность вероятности (функция правдоподобия) реализации $y(t)$ при данном x .

Для заданных условий апостериорное распределение параметра x имеет вид [2]

$$P(x | y) = c^1 P(x) \exp \left[-\frac{1}{N_0} \int_0^T [y(t) - u_c(t, x)]^2 dt \right], \quad (2)$$

где c^1 – несущественная константа, поскольку решение о значении x , которое должно быть выдано на выходе приемного устройства, зависит лишь от формы распределения $P(x | y)$, но не от его масштаба по оси ординат.

Выражение (2) можно представить в виде

$$P(x | y) = c'' P(x) \exp \left[-\frac{1}{N_0} \int_0^T y(t) u_c(t, x) dt \right] \exp \left[-\frac{Q_x}{N_0} \right]. \quad (3)$$

Здесь

$$c'' = c^1 \exp \left[\frac{1}{N_0} \int_0^T y^2(t) dt \right]$$

– константа (для данной реализации $y(t)$), не зависящая от x и поэтому не влияющая на результаты синтеза. Априорное распределение $P(x)$ сообщений в данной задаче можно полагать не зависящим от x в пределах x_{\min}, x_{\max} и равным нулю вне этих пределов.

Величина $Q_x = \int_0^T u_c^2(t, x) dt$ – удельная (т.е. выделяемая на единичном сопротивлении)

энергия сигнала при данном значении сообщения x . Для широкого класса задач и используемых сигналов величина Q_x также полагается не зависящей от параметра x , в процессе формирования искомой оценки не учитывается и включается в константу c'' . Однако в данном случае, применительно к системам радиоакустического зондирования атмосферы, это условие не выполняется. В системах РАЗ рассеяние электромагнитного сигнала на акустической волновой посылке является частотоизбирательным, определяется и описывается совместной функцией рассеяния используемых звукового и радиосигнала. В качестве информативного параметра в данной задаче выступает скорость распространения звука в атмосфере, с помощью которой определяются температура и скорость ветра среды. В целях удобства в качестве информативного параметра целесообразно использовать величину q , характеризующую степень расстройки условия Брэгга, которая однозначно функционально связана со скоростью звука. Таким образом, в данной задаче энергия принимаемого сигнала зависит от скорости звуковой посылки и от значения параметра q , т.е. имеет место функциональная зависимость – $Q(q)$.

В большинстве же задач, рассмотренных в литературе, вид функции $P(x | y)$ определяется главным образом корреляционным интегралом

$$J(x) = \int_0^T y(t) u_c(t, x) dt. \quad (4)$$

Как следует из ряда работ по теории оптимального приема, например [2,4,5], при указанном виде помехи структура оптимального приемного устройства в этом случае включает вычислитель величины $J(x)$ и решающее устройство. Это связано с тем, что уравнение (3) является трансцендентным относительно искомого параметра x и не имеет, как правило, строгого аналитического решения. Поэтому на практике используют различные способы приближенного решения поставленной задачи. Вычислитель $J(x)$ должен определять значения корреляционного интеграла (4) для всех возможных значений

воспроизводимого сообщения x , т.е. воспроизводит развертку функции $\ln p(y/x)$ на интервале возможных значений x , и выдает результаты этого вычисления на решающее устройство. Решающее устройство на основе поступившей на его вход информации должно вынести решение x^* . В подавляющем большинстве случаев наиболее сложной частью оптимального приемника является вычислитель корреляционного интеграла, а не решающее устройство. В частности, если сообщение является дискретной величиной (независимой в разных сеансах его воспроизведения), то задача решающего устройства при любом критерии оптимальности сводится к простому линейному без инерционному преобразованию совокупности значений $J(x_1), \dots, J(x_m)$ корреляционного интеграла $J(x)$ выдаваемых его вычислителем.

Обработка поступающей на вход приемника смеси $y(t)$ по закону (4) называется согласованной (с формой сигнала $u_c(t, x)$), так как каждое значение интеграла $J(x)$ определяется для соответствующего ожидаемого сигнала $u_c(t, x)$, т.е. для соответствующего образца (копии) сигнала. В случае дискретного сообщения достаточно вычислить m значений интеграла (4) для m образцов сигнала $u_c(t, x_1), \dots, u_c(t, x_m)$. В частности, в задаче обнаружения сигнала $m = 2$,

$$u_c(t, x_1) = u_c(t, x_1), \quad u_c(t, x_2) = 0.$$

И, как следует из (4), достаточно вычислить одно значение корреляционного интеграла

$$J(x_1) = \int_0^T y(t) u_c(t) dt,$$

соответствующее образцу (копии) обнаруживаемого сигнала $u_c(t)$. При этом задача решающего устройства сводится к сравнению значения $J(x_1)$ с некоторым порогом U_0 .

В задачах оценивания непрерывного параметра x воспроизвести развертку функции $\ln p(y/x)$ на всем интервале возможных значений x технически затруднительно (исключение составляет лишь случай, когда x представляет собой время прихода сигнала или параметр, линейно связанным с ним). Во всех других случаях, как правило, воспроизводится функция $J(x)$ лишь для совокупности дискретных точек в области возможных значений x . Устройство вычисления $J(x_1)$ строится по многоканальной схеме и выполняется с использованием двух теоретически равноценных устройств обработки: корреляционных и фильтровых.

Таким образом, для рассмотренного вида помехи оптимальная обработка сигнала в приемном устройстве сводится к обработке, согласованной с ожидаемым сигналом $u_c(t, x)$ и состоящей в основном в вычислении корреляционного интеграла вида (4). Множитель в (4), содержащий величину Q_x , при построении устройств оценивания информативных параметров, практически не учитывается, выполняя роль некоторой константы, определяющей масштаб функции $P(y|x)$ по оси ординат, и не перемещающей экстремум функции по оси абсцисс. Действительно, энергия принимаемого сигнала практически не зависит от его частоты, начальной фазы и времени прихода. Вследствие этого значение анализируемого члена, содержащего величину Q_x , принимается во внимание только в задачах обнаружения и учитывается в значении порога.

Анализ алгоритма обработки сигналов

Большинство известных радиоакустических систем предназначены для измерения температуры атмосферы, которая функционально связана со скоростью звука в среде. В известных системах скорость звука определяется по доплеровскому сдвигу частоты

электромагнитных колебаний, рассеянных на звуковой посылке. Поэтому устройства обработки всех известных станций радиоакустического зондирования атмосферы, независимо от видов используемых зондирующих акустических и электромагнитных сигналов, построены как измерители доплеровской частоты. Теоретической моделью применяемых в системах РАЗ устройств обработки являются рассмотренная выше многоканальная корреляционная или фильтровая схема оценки информативного параметра, или следящая схема, содержащая дискриминатор в виде двухканального коррелятора с расстроенными на величину Δx каналами.

Однако, структура оптимального приемника, в общем случае, как следует из выражения (3), определяется не только корреляционным интегралом, но и характером сообщения x , видом зависимости $u_c(x)$, значением величины Q_x , а также видом критерия оптимальности.

Распространенные в радиолокации алгоритмы обработки колебаний строятся в предположении, что форма сигнала $u_c(t, x)$ при отражении от цели (при различных значениях вектора параметров цели, например скорости движения цели и ее производных) не изменяется, а изменяются лишь значения параметров отраженного сигнала, в которые и «закладывается» полезная информация об информативных параметрах цели x . Оптимальной в этом случае является многоканальная схема обработки принимаемых сигналов с использованием корреляторов или фильтров, согласованных с излучаемым сигналом, которые позволяют решать задачи обнаружения, оценивания параметров, разрешения [1,2,3].

Аналогичные процедуры обработки реализуются в настоящее время и в радиоакустических станциях. Однако в радиоакустическом локационном канале, как показано в [6], наблюдается изменение формы излучаемых колебаний, значительно изменяется как фазовая структура колебания, так и форма огибающей. Спектр рассеянного сигнала становится несимметричным, что, как известно из теории сигналов [2,3], имеет место при совместной амплитудно-угловой модуляции. Изменение фазовой структуры сигнала приводит, прежде всего, к изменению характера функциональной зависимости $u_c(t, x)$, а изменение огибающей сигнала к изменению величины Q_x с изменением параметра x .

Поскольку принимаемый радиосигнал систем РАЗ существенно отличается от излучаемого или опорного в соответствующем канале многоканальной корреляционной схемы обработки, а энергия принимаемого сигнала существенно разнится по каналам в силу наличия зависимости $Q(x)$, то результаты измерений, например, доплеровской частоты в расдарах содержат систематическую погрешность, что характерно как для простых, так и сложных звуковых импульсов. Другими словами, классические радиолокационные алгоритмы обработки являются «мельницей» для входного сигнала РАС, существенно искажающей содержащуюся в нем полезную информацию о состоянии атмосферы.

Таким образом, алгоритм формирования оценок существующих систем радиоакустического зондирования атмосферы не соответствует полностью выражению (3), т.е. получаемые оценки не являются оценками максимума апостериорной плотности вероятности или оценками максимального правдоподобия. Действительно, максимально правдоподобные оценки, как известно, – несмещенные, эффективные и состоятельные, а оценки существующих систем РАЗ содержат систематическую погрешность, т.е. являются смещенными.

Причина наличия в результатах измерений систематической погрешности заключается в неучете при формировании оценки члена $\exp(-Q_x/N_0)$, содержащегося в выражении (3), который смещает максимум формируемой системами РАЗ достаточной статистики вдоль оси абсцисс. Величина смещения максимума решающей функции зависит, прежде всего, от вида функции рассеяния зондирующих акустического и электромагнитного сигналов, используемых в конкретной радиоакустической станции. Чем резче спадает функция

рассеяния вдоль оси q , тем больше и значение формируемой систематической погрешности измерений [6,7].

Для того чтобы в системах РАЗ формировать оценки максимального правдоподобия необходимо, чтобы алгоритм их получения полностью соответствовал выражению (3), т.е. обязательно следует принимать во внимание не только член, содержащий корреляционный интеграл, но и член, содержащий энергию принимаемого сигнала $\exp(-Q_x/N_0)$.

Таким образом, данная схема формирования оценки в большей степени соответствует схеме формирования оценки энергетического параметра сигнала. Такое положение достаточно непривычно, поскольку в радиолокации утвердилась точка зрения, что оценивание скорости движения объекта осуществляется посредством оценивания неэнергетических параметров сигнала, чаще всего частоты колебания.

Несущественным изменение формы сигнала в радиоакустическом канале можно считать только при использовании простых акустических импульсов и выполненном условии Брэгга $q=0$, когда имеет место только искажение огибающей без нарушения тонкой внутренней структуры колебания. Инженерам, эксплуатирующим системы РАЗ, удалось экспериментально установить отсутствие систематической ошибки измерений при $q=0$. В этом случае спектр рассеянного сигнала, как следует из многочисленных экспериментальных данных, всегда является симметричным [7]. Поэтому при $q=0$ используемые в системах РАЗ традиционные устройства обработки, предназначенные для измерения доплеровской частоты, не дают специфической систематической погрешности оценивания скорости звука, обусловленной искажениями сигнала в канале. Если же $q \neq 0$ такая ошибка имеет место и возрастает с увеличением значения параметра q .

На практике процесс выполнения измерений при использовании простых звуковых импульсов осуществляют, как правило, применяя адаптацию – подстройку частоты акустического или электромагнитного сигналов под условие Брэгга, т.е. добиваются выполнения условия $q=0$ и используют по существу только один, центральный канал многоканальной корреляционной схемы обработки.

Это существенно усложняет систему и процесс зондирования, поскольку адаптация осуществляется в ручном режиме. Выполняют измерения и без частотной адаптации системы к метеорологической обстановке по трассе распространения волн, но систематические ошибки оценивания метеопараметров получаются в этом случае очень значительными. Подобная ситуация с формированием ошибки имеет место и при использовании сложных акустических импульсов.

Значение скорости звука c_s , после того как выполнена оценка величины \hat{q} в соответствии с предложенным алгоритмом, формирующим оценки максимального правдоподобия, определяется по формуле

$$c_s = \frac{2\pi f_s}{4\pi f / c - \hat{q}},$$

где f_s – частота звука; f – частота радиосигнала; c – скорость распространения радиоволн.

Заключение

Таким образом, как следует из изложенного, применяемые в настоящее время в расдарах алгоритмы обработки сигналов не адекватны процессам, происходящим в локационном канале. Задача оценивания скорости звука в соответствии с предложенным алгоритмом по существу сводится к оцениванию параметра q , который выступает как энергетический параметр, характеризующий оба, векторные составляющие зондирующего колебания и состояние среды. Вообще говоря, данная задача не является задачей оценки параметров

принимаемого колебания, поскольку оцениваются не параметры сигнала, а по его форме оцениваются параметры среды.

Система, реализующая такой метод обработки, может называться доплеровской только с некоторыми оговорками, поскольку измерение собственно доплеровской частоты здесь не производится. Оценивание амплитуды, фазы, времени прихода сигнала, рассеянного акустическим волновым пакетом, как и его обнаружение, также должны выполняться с учетом описанных преобразований в канале. Классические радиолокационные алгоритмы обработки, основанные на использовании оптимальных фильтров, согласованных с излучаемым радиосигналом, обеспечивают в этих условиях по понятным причинам гораздо более худшие значения показателей качества.

Список литературы: 1. *Теоретические основы радиолокации* / Я.Д. Ширман, В.Н. Голиков, И.Н. Бусыгин и др. / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Сов. радио, 1970. – 560 с. 2. *Тихонов В.И.* Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 320с. 3. *Фалькович С. Е., Хомяков Э. Н.* Статистическая теория измерительных радиосистем. – М.: Радио и связь, 1981. – 288 с. 4. *Ширман Я.Д., Манясос В.Н.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с. 5. *Радиотехнические системы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника»* / Ю. П. Гришин, В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов и др.; Под ред. Ю. М. Казаринова. – М.: Высш. шк., 1990. – 496с. 6. *Карташов В.М.* Функции рассеяния сигналов систем зондирования атмосферы // *Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб.* – 2001. – №118. – С. 61-65. 7. *Каллистратова М.А., Кон А.И.* Радиоакустическое зондирование атмосферы. – М.: Наука, 1985. – 200 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 11.01.2011

И. Е. АНТИПОВ, д-р техн. наук, А. И. ШКАРЛЕТ, НАБИЛЬ ОДЭ ИМНЕХИР

ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ МЕТЕОРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ДЛЯ ИЗУЧЕНИЯ ПРИЧИН ИЗМЕНЕНИЯ КЛИМАТА

Серьёзную обеспокоенность и внимание в последние десятилетия вызывает проблема глобального потепления климата на Земле, которое происходит буквально на глазах. На основании известных публикаций рассмотрим кратко существующие гипотезы, объясняющие это явление.

Как показывают результаты наблюдений, сам факт повышения глобальной температуры на Земле примерно на 1°C за более чем сто лет наблюдений является бесспорным. В отдельных районах планеты это повышение составило 6°C и более.

Проводя анализ «тонкой структуры» климатических изменений за последние 130 лет, авторы [1] приходят к выводу, что происходившие в отдельные десятилетия этого периода времени похолодания в 1910-1945 и 1975-1998 не соответствуют постоянно нараставшему выбросу в атмосферу парниковых газов. Это позволяет утверждать, что антропогенное воздействие на климат является далеко не определяющим, и, по крайней мере, не единственным.

Изменения солнечного излучений за указанные период составляет $\pm 1 \text{ Вт/м}^2$, что в относительных единицах составляет менее 0.1 %. Такими вариациями солнечной активности можно объяснить изменения температуры на поверхности Земли на $\pm 0,05^{\circ}\text{C}$ [1]. Аналогичные выводы сделаны в [2], где также показывается незначительность влияния изменений светового солнечного излучения на температуру Земли.

Таким образом, многие авторы приходят к выводу, что происходящие климатические изменения нельзя объяснить ни прямым влиянием солнечной активности, ни деятельностью человека.

По мнению авторов [1], основной причиной изменения климата на Земле является изменение отражающей способности (альbedo) земной атмосферы. Чем больше отражающая способность, тем холоднее на поверхности Земли. Отражающая способность, в свою очередь, напрямую зависит от концентрации пыли в атмосфере. Выявленная корреляция между извержениями вулканов, которые выбрасывали в атмосферу большое количество пыли, и локальными похолоданиями, позволяет утверждать, что запылённость атмосферы и является основной причиной климатических изменений. Но кроме земных источников пыли (вулканических и промышленных выбросов), существует ещё космический источник. Ежедневно в атмосферу Земли попадает по разным оценкам 500...10000 тонн метеорного вещества, причём, большая часть этой массы приходится на частицы очень небольшого размера.

Анализируя физику метеорных явлений можно сказать, что помимо отмеченного выше механизма влияния через альbedo, можно выделить ещё два.

Во-первых, как отмечается в [3], была обнаружена корреляция между метеорными потоками и интенсивными осадками, которые выпадали спустя 29...31 день после потока. Это означает, что мелкие частицы метеорной пыли могут стимулировать выпадение осадков, являясь ядрами конденсации атмосферной влаги. Правда в дальнейшем в [3] приводится ряд примеров, когда ничего подобного не наблюдалось, и даже наоборот, после прохождения метеорного потока наблюдался засушливый период. В качестве объяснения этих несоответствий можно сказать, что не все материалы, из которых состоят метеорные частицы, могут служить ядрами конденсации влаги. Кроме того, время свободного падения частиц с высоты 100 км до 10 км может составлять (по разным оценкам и для разных масс) от 20 до 50 дней. Интенсивные атмосферные вихри могут ещё больше замедлять падение частиц и разносить их над обширной территорией, снижая концентрацию и уменьшая вызываемый ими эффект.

Во-вторых, поскольку разрушения метеорной частицы сопровождается свечением и ионизацией, то в ходе этого процесса образуются ионы атмосферно воздуха, в том числе кислорода, что приводит к возникновению озона. Основная масса озона образуется значительно ниже метеорного слоя, на высоте 20...60 км под воздействием солнечного излучения. Метеорный механизм образования озона в атмосфере не является основным, но он не связан с ультрафиолетовым излучением Солнцем и происходит в любое время суток, поэтому нельзя исключать его влияния на процессы в атмосфере, поскольку «озон играет исключительно важную роль в тепловом балансе атмосферного газа и его циркуляции» [2].

Таким образом, существует задача определить вклад, прояснить механизмы и оценить степень влияния притока метеорного вещества на климат Земли. Эта задача может быть решена путём сопоставления информации о притоке метеорного вещества и средней температуры на Земле. Для проверки справедливости второй гипотезы необходимо принять во внимание не только глобальные, но и местные изменения в погоде (выпадение осадков и т. д.)

Двигаясь в межпланетном пространстве, Земля встречается на своем пути с частицами, с массами от долей грамма до нескольких десятков грамм, которые вторгаются в верхние слои атмосферы со скоростями 11...72 км/с. Движение частицы в атмосфере сопровождается её значительным нагревом, плавлением, сложным механизмом разрушения, дробления и испарения. В результате соударения испарившихся молекул с атомами и молекулами атмосферы, происходит возбуждение и ионизация образующихся атомов. Возбужденные атомы и ионы метеорного вещества излучают, при этом можно визуальнo наблюдать явление свечения метеорного следа. Протяжённость метеорного следа может составлять несколько десятков километров (в среднем около 15 км.) [4].

Метеорные следы могут отражать волны метрового диапазона, что было положено в основу радиолокационного метода их исследований. Отражённый от метеорного следа сигнал несёт в себе разнообразную информацию о характеристиках частиц и атмосферы. Так, регистрируя количество и длительность метеорных отражений, можно определить количество метеорного вещества, поступающего в атмосферу. Импульсное зондирование даёт возможность определить дальность до метеорного следа. При регистрации дифракционной картины на этапе формирования следа определяется скорость движения частицы в верхних слоях атмосферы. Измерение доплеровского сдвига частоты позволяет определить радиальную скорость дрейфа метеорного следа. Применение метода регистрации с разнесенными пунктами позволяет определять радианты орбит, применение метода регистрации с несколькими базами и использование когерентной РЛС позволяет определять координаты отражающей области [4].

На Балаклейском научном полигоне (Харьковская обл.) имеется Метеорная автоматизированная радиолокационная система (МАРС) Харьковского национального университета радиоэлектроники предназначенная для сбора информации о метеорных явлениях при решении астрономических, геофизических и прикладных задач. С помощью МАРС можно определять следующие данные о метеорных телах и атмосфере Земли: время появления метеора; координаты отражающей области метеорного следа; скорость движения метеорного тела; координаты радиантов и элементы орбит метеорных тел; распределение метеорных тел по массе; радиальную составляющую скорости ветра в метеорной зоне атмосферы; распределение радиосигналов, рассеянных метеорными следами по амплитуде и длительности.

Антенны МАРС ориентированы на восток, максимум излучения под углом 45° к горизонту. Уровень бокового излучения составляет - 20 дБ, уровень задних лепестков -40 дБ. Коэффициент усиления антенны 250 [4].

Автоматический угломер (АУ), который является подсистемой МАРС, предназначен для исследования динамических параметров атмосферы Земли на высотах 80...105 км с возможностью выявления высотной структуры ветровых движений. На рис. 1 представлена его функциональная схема. Его приёмная антенна представляет собой многошкальную измерительную систему, состоящую из пяти антенн типа волновой канал, расположенных в виде

креста (рис. 2). В точке пересечения базовых линий, ориентированных по странам света, находится общая для всех баз антенна.

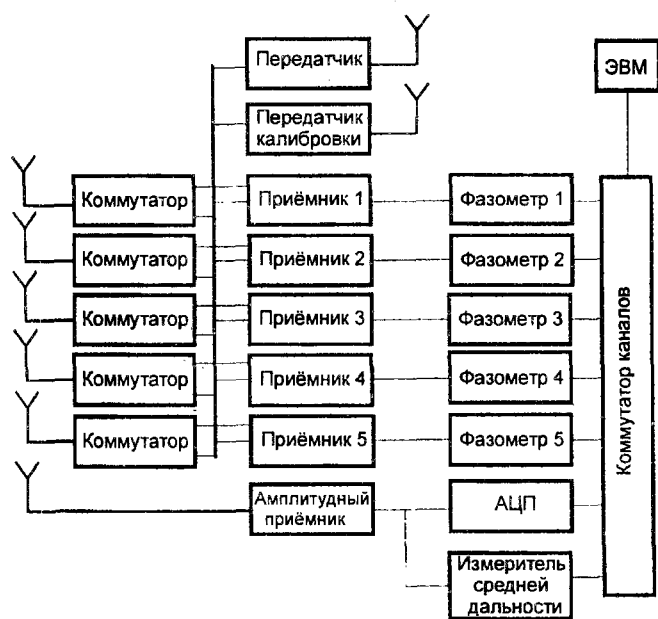


Рис. 1

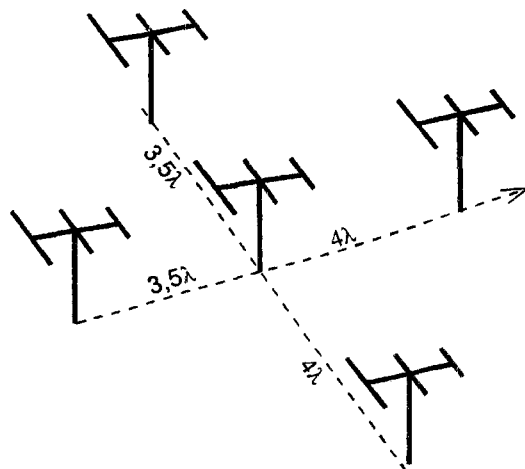


Рис. 2

В [4] представлено более подробное описание и технические характеристики комплекса. Здесь отметим только, что среднеквадратическая погрешность измерения угловых координат отражающей точки метеорного следа не превышает 17 угловых минут.

Следует заметить, что измерения на комплексе МАРС непосредственно позволяют получать информацию о притоке метеорного вещества только в сравнительно небольшой зоне земной атмосферы, ограниченной его диаграммой направленности. Для пересчёта полученных данных на всю земную поверхность необходимо воспользоваться моделью, которая уже была разработана для прогнозирования метеорного распространения радиоволн [5] и впоследствии применялась для моделирования случайных характеристик метеорного радиоканала [6]. Модель должна быть дополнена характеристиками комплекса МАРС, которые определяют так называемые коэффициенты замечаемости для разных радиантов. Эти коэффициенты учитывают то обстоятельство, что метеоры из разных радиантов по-разному ориентированы относительно ДН комплекса, поэтому весовой вклад каждого зарегистрированного метеора в рассчитываемую активность радианта будет разным. Укрупнённый алгоритм работы модели показан на рис.3. Для решения поставленной задачи информация об активности того или иного радианта важна лишь потому, что она впоследствии позволит оценить количество частиц, выпадающих по всей поверхности Земли (по крайней мере, в её Северном полушарии). Оценка масс и плотностей частиц может быть осуществлена с использованием общепринятых законов их распределения [5]. Располагая данными об активности радиантов для каждого интервала времени с дискретностью в несколько суток, можно найти среднее количество метеорного вещества, выпадающего в указанный интервал времени в том или ином районе планеты и в дальнейшем сопоставить с данными погоды в этом районе.

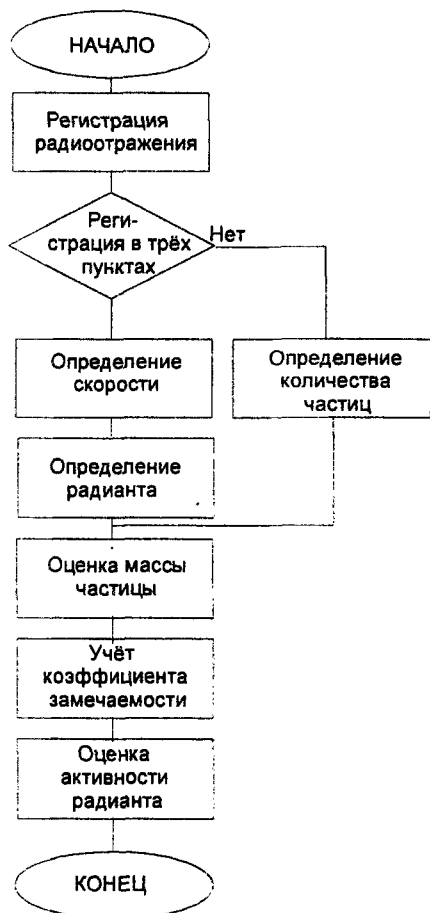


Рис. 3

Для сопоставления могут быть также использованы архивные данные. На протяжении многих лет на комплексе МАРС проводились непрерывные наблюдения, результаты которых фиксировались на фотоплёнку. В условиях отсутствия быстродействующих ЭВМ это был единственный способ записи большого объёма графической информации. В ходе измерений в 1968-1977 гг. было зарегистрировано несколько сотен тысяч метеорных радиоотражений. Для дальнейшей обработки и составления каталога орбит использовались только те из них, которые регистрировались одновременно в трёх пунктах и формировали чёткие амплитудно-временные характеристики (АВХ), как показано на рис. 4. Это позволяло определить скорость частицы и выполнить все дальнейшие действия согласно алгоритму. Таких радиоотражений было всего несколько процентов от общего количества. Остальные наблюдавшиеся метеоры не учитывались и не обрабатывались.

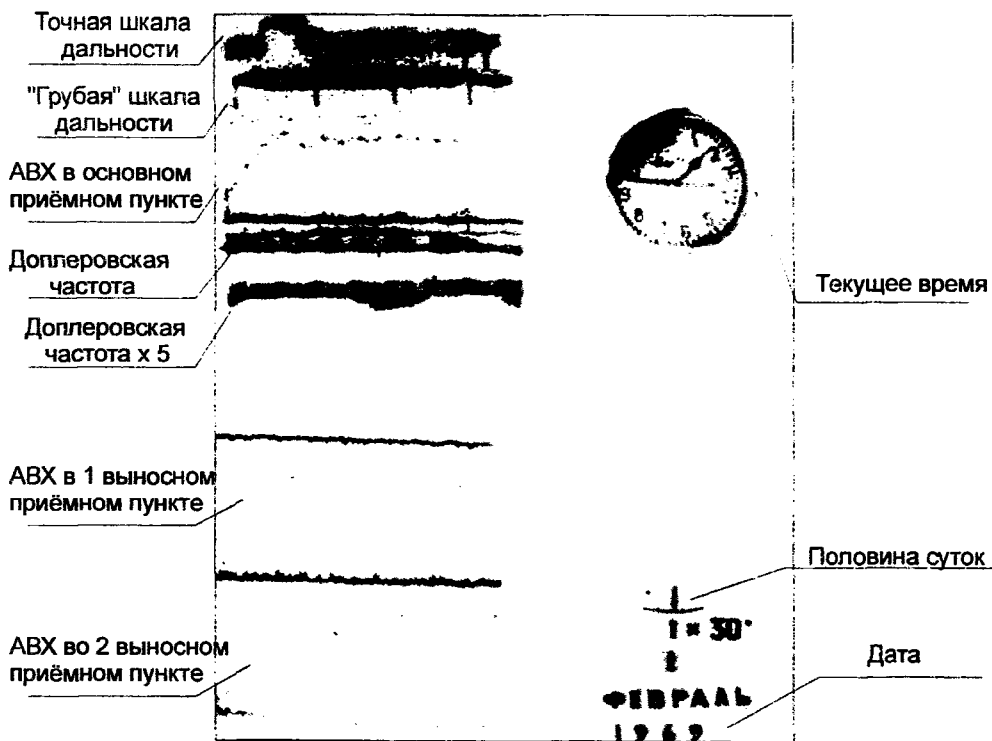


Рис. 4

Для оценки притока метеорного вещества предлагается использовать все зарегистрированные радиоотражения, полагая, что их неизвестные характеристики (скорость и направление движения) соответствуют характеристикам частиц, для которых эти параметры удалось

определить в течение определённого временного интервала (часа). Для такого анализа должно быть предварительно осуществлено преобразование в цифровую форму и распознавание фотографических изображений АВХ и вспомогательной информации. На рис.4 показан пример одного фотоснимка с указанием изображённых на нём элементов.

Для наблюдения скорости метеорной частицы используют радиолокационные станции, которые состоят из выносного пункта, передающей антенны и приёмной антенны ретрансляторов. Каждый выносной пункт имеет одну приёмную антенну ($f_0 = 31,1 \text{ МГц}$) и одну антенну для ретрансляции ($f = 90 \text{ МГц}$). Комплекс МАРС работал с периодом повторения импульсов $T_{\text{п}} = 2 \text{ мс}$ ($F = 500 \text{ Гц}$), а каждый 5-й импульс был двойным. Оценка погрешности наклонной дальности при считывании показаний с электронно-лучевого индикатора дальности приняты исследователями при наблюдениях как $\Delta R = \pm 1 \text{ км}$.

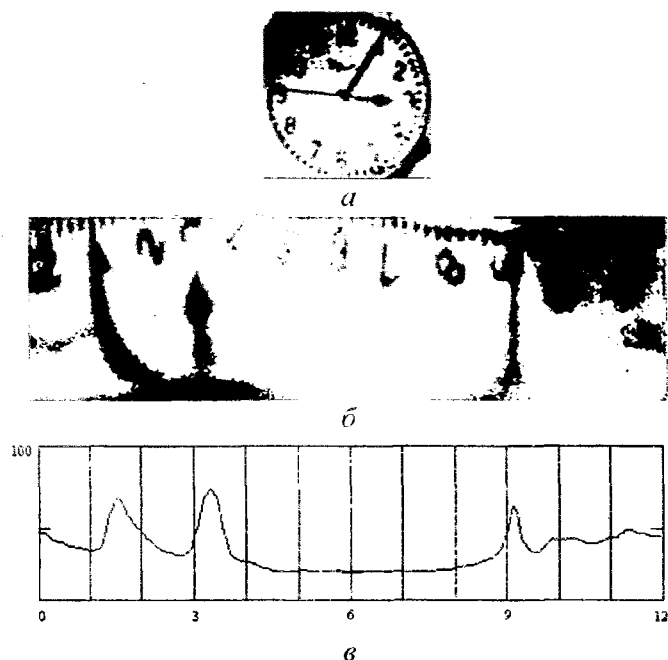


Рис. 5

Для обработки изображения применяется разработанная авторами методика, основанная на поэтапном выделении нужного элемента, преобразования его в удобную для анализа форму и определении содержащейся в нём информации. Например, для автоматического распознавания времени по фотографии часов используется: а) совмещение шаблона часов (без стрелок) с их изображением на снимке; б) преобразование системы координат; в) преобразование линий стрелок, г) определение их положения. Отдельные этапы преобразования показаны на рис. 5.

Таким образом, в работе проанализированы существующие гипотезы о причинах изменения климата на Земле и предложен путь проверки метеорных гипотез с использованием имеющейся в ХНУРЭ Метеорной автоматизированной радиолокационной системы. Представлены технические характеристики и возможности этой системы, предложен алгоритм обработки результатов наблюдений, в том числе архивных.

Список литературы: 1. Ермаков В. П., Охлопков В. П., Стожков Ю. П. Влияние пыли космического происхождения на облачность, альбедо и климат Земли // Вестник Моск. ун-та. Сер. 3. Физика. Астрономия. – 2007 № 5. С. 41 – 45. 2. Мизун Ю. Г. Космос и погода. – М.: Наука, 1986. – 143 с. 3. Мак-Кинли Д. Методы метеорной астрономии. – М.: Мир, 1964. – 383 с. 4. Антипов И. Е., Костыря А. А., Шкарлет А. И. Современные средства и методы радиолокационных метеорных исследований // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2010. – Вып. 160. – С. 39-46. 5. Антипов И. Е. Оптимизация ориентации диаграмм направленности антенн метеорных радиотехнических систем с целью повышения их пропускной способности в условиях коротких трасс: Дис. ... канд. техн. наук. – Харьков, 1996. – 144 с. 6. Антипов И. Е., Костыря А. А., Шернин М. А. Моделирование характеристик метеорного радиоканала для формирования случайных числовых последовательностей // Радиотехника: Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2010. – Вып. 161. – С. 82-86.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 10.02.2011

К ВОПРОСУ О МЕТРОЛОГИЧЕСКОЙ АТТЕСТАЦИИ СРЕДСТВ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Введение

Вторая половина XX века характеризуется широким внедрением в практику метеонаблюдений электронных и радиоэлектронных средств. Обычным стало применение радиолокаторов для измерения скорости ветра в высоких слоях атмосферы, обнаружения грозových очагов, оценки интенсивности выпадения осадков, слежения за торнадо и т.д.

Развитие радиоэлектронных средств дистанционного зондирования атмосферы получило дополнительный импульс в связи с выполненными в 30 – 60-х годах прошлого столетия исследованиями по распространению звуковых волн в атмосфере [1 – 5]. На базе этих исследований возникли новые методы дистанционного мониторинга атмосферы – акустическое зондирование (АЗ) и радиоакустическое зондирование (РАЗ) [6 – 9]. С использованием методов АЗ и РАЗ были созданы способы и технические средства количественного измерения основных метеорологических величин – температуры и влажности воздуха, скорости и направления ветра. Однако широкого внедрения в практику метеорологических наблюдений и исследований по физике атмосферы эти методы и средства пока не нашли. На взгляд автора, занимающегося более 40 лет исследованиями возможностей средств дистанционного зондирования, использующих акустические и электромагнитные волны, причин тому несколько. Прежде всего, это определенный консерватизм и недоверие метеорологов-практиков, не имеющих соответствующих методик обработки данных метеоинформации, поступающей от радиоэлектронных средств зондирования в огромных количествах и с высоким темпом. Объясняется это отсутствием методологии использования такой информации и у ученых-метеорологов. Другой причиной может быть недостаточное финансирование метеорологических служб (практически во всех странах, имеющих такие службы) для организации производства или закупки дистанционных средств зондирования, являющихся достаточно сложными и дорогими. И, наконец, третье – поскольку в большинстве своем такие средства являются нестандартизованными средствами измерения, то для оценки достоверности получаемой метеорологической информации (например, на предмет пригодности ее для использования в синоптических расчетах), необходимо иметь методики метрологической аттестации для каждого вида измерительных устройств. Отсутствие на сегодняшний день таких методик метрологической аттестации не позволяет корректно сравнивать между собой результаты измерений, выполненных разными экспериментаторами, ставит под сомнение трактовку и объяснение ими процессов, происходящих в атмосфере, не дает возможности единого подхода к проектированию средств зондирования того или иного класса.

Данная работа посвящена проблеме метрологической аттестации дистанционных средств зондирования атмосферы, использующих для зондирования электромагнитные и (или) акустические волны.

Подходы к созданию методик метрологической аттестации дистанционных средств зондирования атмосферы

Дистанционные методы базируются на регистрации тем или иным способом особенностей распространения электромагнитных и (или) акустических волн в атмосфере. Эффективность того или иного дистанционного метода зондирования атмосферы зависит от того, насколько точно регистрируется выделяемый эффект взаимодействия волны с атмосферой.

Дистанционное зондирование атмосферы может решать две задачи: индикацию качественного состояния атмосферы (томографию) и проведение количественных измерений в ней. В первом случае точностные характеристики дистанционного средства зондирования суще-

ственной роли не играют, в то время как для проведения количественных измерений метрологическая аттестация измерительного средства становится важнейшей задачей.

Опыт длительной эксплуатации экспериментальных систем РАЗ температурного и температурно-ветрового зондирования, требования, предъявляемые потребителями метеорологической информации, получаемой с помощью таких систем, показывают, что нормируемой метрологической характеристикой этих систем должна быть погрешность измерения метеовеличины. Погрешность определения высоты, на которой производятся измерения, зависит от точности воспроизведения временного интервала, в течение которого зондирующий пакет распространяется по трассе, и скорости пакета на ней. Скорость пакета априори неизвестна (ее значение по трассе часто принимается равным приземному значению), поэтому эта характеристика не может быть нормируемой. Что касается времени измерения метеовеличин средствами дистанционного зондирования, то это время должно укладываться в традиционные для метеорологии интервалы – 1 мин, 10 мин, 1 ч и т.д. (по крайней мере, на первых этапах внедрения таких средств в практику метеонаблюдений). Отметим, что эта техническая характеристика и ее погрешность для радиоэлектронных средств дистанционного зондирования атмосферы вовсе не являются проблемными.

Метрологическую аттестацию дистанционных средств, как и других средств измерений, возможно проводить несколькими путями: расчетным путем, путем экстраполяции структурной функции по данным практических измерений и путем сравнения (сличения) с эталоном. В первом случае за основу принимается рабочая формула расчета значения метеовеличины по принятому значению параметра отраженного сигнала. При этом по рабочей формуле определяются частные производные по всем элементам, находятся коэффициенты влияния, оцениваются погрешности определения (измерения) элементов и рассчитывается среднеквадратическая погрешность измерения. В случае метрологической аттестации путем сличения выбирается измерительный эталон, далее проводятся сравнительные измерения метеовеличины эталоном и дистанционным средством измерения, после чего рассчитываются среднеквадратические отклонения результатов сравнительных измерений. При проведении сравнительных измерений необходимо иметь в виду, что погрешность эталона должна быть как минимум в три раза ниже ожидаемой погрешности дистанционного средства зондирования, поскольку только в этом случае среднеквадратическое отклонение результатов измерений метеовеличины сравниваемыми средствами измерений может быть принято в качестве погрешности средства дистанционного измерения.

Проблема метрологической аттестации систем РАЗ

К настоящему времени известен ряд систем радиоакустического зондирования, позволяющих исследовать вертикальное распределение температуры воздуха вплоть до верхней границы стратосферы, измерять скорость и направление ветра в пограничном слое атмосферы, проводить измерение влажности воздуха в слаботурбулизованной атмосфере [10, 11]. При извлечении метеорологической информации из данных зондирования в системах РАЗ используются такие параметры отраженного сигнала: амплитуда, доплеровский сдвиг частоты или его фаза. Естественно предположить, что метрологические характеристики систем РАЗ должны быть связаны с этими параметрами сигнала, и чем лучше метрологические характеристики системы, тем точнее измеряются параметры сигнала и тем точнее проводятся измерения метеовеличин. Для сертификации аппаратуры РАЗ, создаваемой для измерения той или иной метеовеличины, необходимо корректно выбрать и обосновать нормируемую метрологическую величину. При организации метрологической аттестации необходимо решить вопрос о том, как проводить аттестацию: системы РАЗ в целом или ее основных устройств – радиопередатчика, радиоприемника, генератора мощных импульсов в атмосфере, измерителя информационного параметра принятого радиосигнала, регистратора.

Исследования по методу РАЗ специалисты ХНУРЭ всегда вели в сопровождении ученых-метеорологов, проводя на разных этапах исследований сравнительные измерения метео-

величин штатными датчиками и экспериментальной аппаратурой радиоакустического зондирования. Справедливости ради следует указать, что первые сравнительные измерения были выполнены авторами работы [12], однако признать их результаты корректными не представляется возможным, так как сравниваемые средства размещались на расстоянии 30 км друг от друга. Двумя сериями (с ноября 1974 г. по март 1975 г. и с ноября 1977 г. по март 1978 г.) впервые в мировой практике были проведена вполне корректная сравнительная регистрация вертикальных профилей температуры воздуха, скорости и направления ветра 10-см системой РАЗ и штатными датчиками высотной 300-метровой метеомачты (ВММ) Института экспериментальной метеорологии (г. Обнинск) на короткой базе (сравниваемые средства измерений находились на расстоянии около 150 м) [13]. Максимальная высота регистрации вертикального профиля температуры – 180 – 300 м, параметров ветра – 200 м. В этих экспериментах среднеквадратические отклонения результатов сравнительных измерений такие: по температуре воздуха – (0,1 – 0,5) К; по скорости ветра – (0,2 – 0,6) м/с; по направлению – (1,5 – 5)°. Следует заметить, что полученные значения среднеквадратических отклонений включают в себя методические погрешности, вызванные: влиянием влажности и наличием вертикальных воздушных потоков (при вертикальном зондировании), усреднением результата измерения по конусу зондирования (при наклонном многократном температурно-ветровом РАЗ в нескольких направлениях), существованием турбулентности, флуктуационным характером принятых радиосигналов, конструктивным разнесом антенн радиоканала. Скорее всего, полученные значения среднеквадратических отклонений не могут служить в качестве метрологических характеристик использованной в экспериментах системы РАЗ температурно-ветрового зондирования, т.к. эти отклонения формировались под влиянием аппаратуры и избранной методики зондирования, сезонных условий и климата конкретного географического района в целом. В большей степени они характеризуют погрешность метода РАЗ. Кроме того, критерий малой погрешности штатных метеодатчиков ВММ, использованных в качестве эталонов, не выполнялся. Применение в качестве эталона контактного метеодатчика в таких измерениях приводит к некоторой неоднозначности сравнения, вызванной методикой зондирования. Прежде всего, результаты измерения метеовеличины дистанционным средством зондирования усредняются по некоторому объему, определяемому шириной диаграммы направленности антенны и пространственной протяженностью зондирующего импульса, в то время как метеодатчик осуществляет точечные измерения. Кроме того, имеет место неоднозначность определения высоты измерения, на которой осуществляется измерение метеовеличины дистанционным средством. Большинство разработчиков дистанционных средств зондирования за высоту регистрации метеовеличины при конкретном измерении принимают высоту середины зондирующего акустического импульса, хотя это при РАЗ атмосферы и не всегда правильно.

Учитывая изложенное, на сегодняшний день трудно себе представить устройство, которое могло быть применено в качестве эталона для сличения при метрологической аттестации систем РАЗ температурного или температурно-ветрового зондирования атмосферы, поскольку невозможно эталонизировать погрешность, обусловленную действием реальной атмосферы на процесс РАЗ.

Метрологическая аттестация системы РАЗ, организованная на базе метрологической аттестации отдельных устройств системы, представляется более перспективной.

При дистанционном РАЗ атмосферы для регистрации вертикальных профилей температуры воздуха вертикальным зондированием и многократном наклонном температурно-ветровом зондировании информационным параметром отраженного сигнала является доплеровский сдвиг его частоты. В этом случае относительную среднеквадратическую погрешность измерения скорости звука σ_C когерентной РЛС можно определить из выражения [14]

$$\frac{\sqrt{\sigma C^2}}{C} = \frac{2}{F} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{F_2}^{F_1} W(F) \sin^2 \pi F \tau dF}, \quad (1)$$

где C – измеряемая скорость звука; F – средняя частота доплеровского фильтра; F_1 и F_2 – максимальная и минимальная частоты фильтра соответственно; $W(F)$ – спектральная плотность флуктуаций частоты радиопередатчика; τ – время двухстороннего распространения радиоволн до акустического пакета. Из выражения (1) видно, что для количественной оценки влияния стабильности частоты радиопередатчика на погрешность измерения скорости звука необходимо знание его спектральной плотности мгновенных частотных флуктуаций. Изменение этой характеристики генераторов является сложной технической задачей [15]. Оценку значения погрешности измерения скорости звука доплеровским радиолокатором за счет нестабильности частоты передатчика было проведено несколькими способами.

Если предположить, что в спектре генератора СВЧ содержится спектральная линия и спектр белого шума, допустимая нестабильность частоты генератора может быть выражена через допустимую погрешность измерения скорости звука, время счета периодов доплеровской частоты T и время распространения радиоволн до акустического пакета и обратно, используя результаты работы [16], в виде

$$\frac{\Delta f}{f} = \sqrt{\frac{2T}{\tau} \frac{\Delta C}{c}}, \quad (2)$$

где $\frac{\Delta f}{f}$ – нестабильность частоты за время T ; c – скорость распространения радиоволн.

Погрешность измерения температуры воздуха при РАЗ за счет погрешности измерения скорости звука, определяемой относительной кратковременной нестабильностью опорного генератора радиолокатора, при конкретно использованных параметрах зондирования пограничного слоя оценена в работе [14]. Оказалось, что при применении обычной доплеровской схемотехники (кварцевая стабилизация частоты опорного генератора) инструментальная погрешность измерения скорости звука, обусловленная нестабильностью частоты радиопередатчика (при $\frac{\Delta f}{f} \cong 2,4 \cdot 10^{-7}$), составляет $\Delta C_g = \pm 0,6$ м/с. Для снижения погрешности этого вида целесообразно применять в качестве опорного генератора передатчика РЛС стандарты частоты.

В работе [15] приводится выражение, используя которое, можно записать уравнение, связывающее погрешность измерения скорости звука со спектральной плотностью флуктуаций частоты радиопередатчика, в следующем виде:

$$\sigma^2 C = \left(\frac{c}{2\pi f} \right)^2 4\pi \int_{F_2}^{F_1} W(F) \sin^2 \frac{2\pi F \tau}{2} dF, \quad (3)$$

где F_1 – верхняя частота полосы пропускания фильтра приемника РЛС.

При реализации второго способа определения погрешности, в связи со сложностью задачи измерения спектральной плотности флуктуаций частоты в СВЧ диапазоне, определение $W(F)$ производилось для опорного генератора разработанной системы РАЗ. С этой целью снимался числовой массив реализаций частоты опорного генератора в течение 9 мин и 63 мин при времени измерения 10 и 100 с (число отсчетов $n = 36$). Полученный массив выборок частоты обработан на ЭВМ по программе расчета среднего значения, дисперсии среднеквадратического отклонения, корреляционной функции флуктуаций частоты и спектральной плотности в диапазоне частот, определяемой длительностью реализации и временем измерения частотомера. Спектральная плотность флуктуаций частоты, вносимых транзисторными

каскадами умножения и усиления в тракте передатчика [14], определена по методике работы [17]. С учетом примененных фильтров в приемнике и передатчике РЛС получен вид спектральной плотности флуктуаций частоты [18], с использованием которой рассчитана погрешность в измерении скорости звука, равная $\sigma^2 C \approx 0,2 (м/с)^2$, а среднеквадратическое отклонение равно $\sigma C \approx 0,45 м/с$. Для дальнейших оценок примем большее из двух полученных значений погрешности за счет нестабильности частоты передатчика.

Погрешности измерений скорости звука за счет неидеальности других узлов аппаратуры радиоакустического зондирования (радиоприемного устройства со следящим фильтром , блока измерения и регистрации частоты доплеровского сдвига и пр.), а также флуктуационного характера отраженных сигналов составляют [18] $\sigma C_{np} \approx 0,38 м/с$.

Максимальная суммарная погрешность измерения скорости звука доплеровским радиолокатором, выполненном по обычной схемотехнике, составила $\Delta C_{\Sigma} \approx 0,71 м/с$. Такая погрешность измерения скорости звука приводит к погрешности определения температуры $\sigma T \approx 1,2 К$.

Немаловажное значение для обеспечения точности измерения метеовеличин методом и аппаратурой РАЗ имеют методика зондирования и структура алгоритма обработки данных. Например, при температурном РАЗ атмосферы имеет место случай нелинейной связи измеряемого параметра радиосигнала локатора (доплеровский сдвиг частоты) с измеряемой метеовеличиной (температура). Поэтому для корректной обработки данных зондирования расчет значения температуры воздуха необходимо производить для каждого единичного значения доплеровского сдвига частоты и далее усреднять значения температуры воздуха по выбранному интервалу времени зондирования (количеству зондирований) для каждой точки профиля [19]. Увеличение количества зондирований до 16...25 позволяет повысить точность дистанционной регистрации профилей температуры, а погрешность измерения температуры становится приемлемой для практического применения ($\sigma T \approx 0,25...0,3 К$), например, в синоптических расчетах. Такие методика зондирования и структура алгоритма обработки данных температурного и температурно-ветрового профилирования отработаны в ходе длительных экспериментов в различных метеоусловиях и различных географических районах и дают возможность приблизить результаты экспериментальных измерений к метрологически обеспеченным.

Приведенные выше экспериментальные данные сравнительных измерений достаточно хорошо согласуются с расчетными. Определение погрешности измерений температуры воздуха по результатам экстраполяции структурной функции по данным практических измерений приводит примерно к таким же значениям погрешности [20].

Поскольку погрешность измерения скорости звука доплеровским радиолокатором, обусловленная нестабильностью частоты радиопередатчика, является наиболее существенной из всех рассмотренных, в основу метрологической аттестации системы РАЗ как температурного, так и температурно-ветрового зондирования может быть положено значение относительной кратковременной нестабильности частоты опорного генератора доплеровского радиолокатора. Тогда рассчитанная по нему погрешность измерения доплеровского сдвига частоты отраженного сигнала, определяющая погрешность измеряемой метеовеличины, становится метрологической характеристикой систем РАЗ температурного и температурно-ветрового зондирования [21]. Измерение относительной кратковременной нестабильности частоты опорного генератора радиолокатора можно проводить в соответствии с ДСТУ 8.129-99, разработанным для метрологической аттестации стандартов частоты и времени [22].

В ряде разработанных способов измерения влажности воздуха радиоакустическим зондированием информационным параметром отраженного сигнала служит его мощность при одночастотном зондировании атмосферы [23] или отношение мощностей при двухчастотном зондировании [11]. Теоретическая оценка необходимой точности определения отношения мощностей отраженных радиосигналов для измерений влажности в бестурбулентной атмо-

сфере (менее 7% – максимально допустимой погрешности штатных датчиков влажности) показала, что такое отношение должно измеряться с точностью, меньшей 0,4 дБ [11]. Если учесть, что амплитудные радиотехнические измерения считаются наименее точными, то проблема метрологической аттестации таких дистанционных средств измерения влажности становится весьма актуальной, а их эксплуатация должна включать систематическую калибровку трактов радиопередатчика, радиоприемника и генератора пакетов мощных акустических волн.

Известен также способ радиоакустического определения влажности воздуха, основанный на измерении разности фаз двух пакетов акустических колебаний разной частоты, возникающей за счет дисперсии скорости звука во влажном атмосферном воздухе [11]. Для обеспечения той же погрешности измерения относительной влажности воздуха (7%) погрешность измерения фазового сдвига, накопленного в атмосфере, должна составлять $(1-3)^0$ [24]. Источниками погрешности измерения фазового сдвига в системе РАЗ, разрабатываемой для дистанционной регистрации профилей влажности воздуха, являются двухканальные радиопередатчик и радиоприемник, звуковой генератор и электродинамические излучатели. Именно эти устройства и должны быть подвергнуты метрологической аттестации.

Акустическое зондирование и метрологическая аттестация содаров

В настоящее время известны способы акустического зондирования, позволяющие исследовать термическую структуру пограничного слоя [6], измерять скорость и направление ветра в нем [25], проводить регистрацию относительных изменений вертикального распределения температуры воздуха [26]. Параметрами отраженного сигнала, используемыми для извлечения метеорологической информации из данных зондирования, в этих локаторах, как и в системах РАЗ, также могут быть амплитуда, доплеровский сдвиг частоты или его фаза. Поэтому к разработке методики метрологической аттестации содара следует подходить аналогично разработке такой методики для систем РАЗ. При работе содара в режиме регистрации термической структуры атмосферы метрологической аттестации должны подвергаться его устройства, определяющие высоту слоя зондирования, его толщину (или пространственное разрешение), а также временное разрешение. При заданной частоте синусоидального заполнения зондирующего акустического пакета с изменением скорости звука (за счет высотной или сезонной вариации температуры воздуха) изменяется длина акустической волны, что должно учитываться при разработке методики зондирования и расчете погрешности доплеровских измерений.

Заключение

Изложенное позволяет сделать следующие выводы.

1. В настоящее время отсутствуют технические средства измерений, которые могли бы быть использованными в качестве эталона для метрологической аттестации дистанционных систем зондирования атмосферы, использующих электромагнитные и (или) акустические волны.

2. Метрологическую аттестацию этих дистанционных средств зондирования атмосферы целесообразно проводить по информационному параметру отраженного сигнала, погрешность измерения которого определяет погрешность измерения метеовеличины.

3. Метрологическую аттестацию таких средств практически легче проводить путем метрологической аттестации основных устройств системы с учетом того, что суммарная погрешность измерений метеовеличины, определяемая погрешностями отдельных устройств, в целом не должна превышать заданной для данного средства.

Список литературы: 1. *Обухов А.М.* О рассеянии звука в турбулентном потоке // Доклады АН СССР. – 1941. – 30, №7. – С.611-613. 2. *Бронштейн И.М.* К вопросу о затухании звука в атмосфере // Изв. АН СССР – 1944. – 8, №4. – С. 430-441. 3. *Блохинцев Д.И.* Распространение звука в турбулентном потоке // Доклады АН СССР. – 1945, новая серия, XLVI, №4. 4. *Головин Н.Я.* Акустические артиллерийские

приборы. Ч. 1. Физические основы устройства акустических приборов. – М.: Воениздат, 1940. – 410 с.

5. *Каллистратова М.А.* Экспериментальные исследования рассеяния звука в турбулентной атмосфере // Доклады АН СССР. – 1959. – 125, №7. – С. 67-72. 6. *Макаллистер Л.Е.* и др. Акустическое зондирование – новый метод исследования строения атмосферы // Труды ИИЭР. – 1969. – 57, №4. – С. 340-352. 7. *Smith P. L.* Remote measurements of wind velocity by the electromagnetic-acoustic probe. I. System analysis. 1961. In: Conf. proc. 5th Annu. convention on military electronics. Wash (D.C.), rep № 419, 43-53.

8. *Fetter R. V.* II. Experimental system // Там же. – С. 54-59. 9. *Астахов В.А., Павлов Н.Ф.* Радиолокационно-акустическое зондирование атмосферы // Труды ЛВИКА им. А.Ф.Можайского. Вып. 492. – Л.: ЛВИКА, 1966. – С. 40-49. 10. *Каллистратова М.А., Кон А.И.* Радиоакустическое зондирование атмосферы. – М.: Наука, 1985. – 195с. 11. Радиоакустическое зондирование атмосферы / *Прошкин Е.Г., Бабкин С.И., Г.В.Груша* и др. Разд.2. // Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли / под ред. *Кащеева Б.Л., Прошкина Е.Г., Лагутина М.Ф.* – Харьков: Коллегиум, 2002. – С.44-98. 12. *Marshall I.M., Peterson A.M., and Barnes A.A.* Jr. Combined Radar-Acoustic Sounding System. – Appl.Opt. 1972, v.11, №1, p. 108-112. 13. *Бабкин С.И., Милосердова Г.Н., Орлов М.Ю.* и др. Определение температуры, скорости и направления ветра в приземном слое атмосферы // Метеорология и гидрология. – 1980. – 20, № 6. – С.495-500. 14. *Бабкин С.И.* О точности измерения скорости звука в атмосфере доплеровским радиолокатором // Радиотехника. – Харьков: Вища шк. – 1979. – Вып. 50. – С. 67-72. 15. *Багдади (E.L.Baghdady), Линкольн (R.N.Lincoln), Нелин (B.D.Nelin).* Кратковременная стабильность частоты: определение, теория и измерения // ТИИЭР. – 1965. – 53, №7 – С. 811- 831. 16. *Сиднор (R.Sydnor), Колдуэлл (I.I.Coldwell), Роуз (B.E.Rose).* Требования к стабильности частоты в космических системах связи и слежения. // ТИИЭР. – 1966. – 54, №2. – С. 143-149. 17. *Ямный В.Е., Гавра Т.Д.* Экспериментальное исследование частотных флуктуаций кварцевых транзисторных генераторов // Изв. вузов. «Радиоэлектроника». – 1969. – 10, №8. – С. 794-800. 18. *Разработать методику оперативного выявления неблагоприятных метеорологических ситуаций, приводящих к повышенным уровням загрязнения атмосферы* // Отчет по НИР. Гос. Рег.№ 77065488. Ч.2. Науч.рук. Прошкин Е.Г. – Харьков: ХИРЭ Минвуза УССР, 1979. – 64 с. 19. *Оценка погрешностей двух методик радиоакустического температурного зондирования атмосферы.* Сообщение 1. Разработка эксперимента / *Бабкин С.И., Куценко В.И., Максимова Н.Г.* и др. // Радиотехника: Респ. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков: Вища шк., 1987. – Вып. 82. – С. 78-83. 20. *Оценка погрешностей двух методик радиоакустического температурного зондирования атмосферы.* Сообщение 2 / *Бабкин С.И., Куценко В.И., Максимова Н.Г.* и др. // Радиотехника: Респ. межвед. науч.-техн. сб. – Харьков: Вища шк., 1988. – Вып. 84. – С. 98-105. 21. *Бабкин С.И.* К вопросу о метрологической аттестации систем радиоакустического зондирования // Тезисы докладов 7-го Всесоюз. совещания по радиометеорологии. – Суздаль, 1986. 22. *ДСТУ 8.129-99.* Государственная поверочная схема для средств измерения времени и частоты. – Киев: Держстандарт, 2003. – 4 с. 23. *Орлов М.Ю., Юрчак Б.С.* О возможности определения влажности в приземном слое атмосферы радиоакустическим способом // Труды ИЭМ Госкомгидромета. – 1985. – №38/121. – С. 14-20. 24. *Babkin S.I., Delov I.A., Proshkin E.G., Grusha G.V.* Measuring the Atmospheric Humidity by the Phase-Shift Depended Acoustic Sounding: Methods and Applicability Estimation. Изд. "Begell House, Inc." №4, USA, "Telecommunications and Radio Engineering", 55, №12, 2001, p. 17-26. 25. *Красненко Н.П.* Акустическое зондирование атмосферы. Новосибирск: Наука. Сиб. отд., 1986. – 166 с. 26. *Ivan Delov, Nikolay Slipchenko, Alexey Leonidov.* Possibility to Ahhly the Phase Method in Pulse Monostatic Acoustic Sounding for Measurementof Temperature Relative Variations in Atmosphere. URL.: <http://www.isars2010.uvsq.fr> (дата обращения: 14.09.2010).

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 18.01.2011

К ОЦЕНКЕ ИНТЕНСИВНОСТИ РАССЕЯННЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛН В АПС ПРИ ОТСУТСТВИИ ИСТОЧНИКОВ ТЕПЛА НА ПОВЕРХНОСТИ

Введение

В настоящее время акустическое зондирование атмосферного пограничного слоя (АПС) все более уверенно занимает свое место среди других методов контроля окружающей среды [1]. Особенности АПС, как объекта контроля, включают в себя такие факторы как значительные размеры, сложность структуры, динамику изменений. Поэтому контроль параметров АПС предполагает использование дистанционных средств с высоким быстродействием и информационной способностью. Акустическое зондирование (АЗ) в значительной мере соответствует этим требованиям [2]. Системы АЗ, выполненные на современном техническом уровне, позволяют получить большие объемы первичной информации из удаленных точек пространства [3,4]. Однако, несмотря на это, объемы полезной информации, извлекаемой из отраженного сигнала, до сих пор нельзя считать удовлетворительными. Одной из основных причин можно назвать отсутствие эффективных методов обработки сигналов. При этом сказывается недостаточный уровень анализа физических факторов, необходимый для формирования математических моделей.

Целью данной работы является оценка влияния некоторых физических параметров, которые ранее учитывались не в полной мере. Поскольку работа носит предварительный характер, то рассматриваются только качественная сторона вопроса, а оценка соотношения вкладов физических механизмов дается по порядку величин.

Целевой анализ современных представлений

Отсутствие прямого перехода от строгих уравнений гидродинамики, описывающих ламинарное движение, к уравнениям турбулентных потоков, вызвало необходимость создания практически новой теории, в основе которой используются дополнительные гипотезы, сформулированные на основании опыта и «здравого смысла». Целью такой теории стало описание статистических свойств потоков [5]. Наиболее успешно эти гипотезы позволили описать динамику потока в инерционном интервале, в котором структуру полей можно считать автономной. Постулируя подобие структуры в некотором диапазоне масштабов, пришли к идее ее описания функциями от безразмерных величин, определяющих физические параметры среды и макроскопические свойства потока (гипотезы Колмогорова, Обухова [6]). Полученные степенные зависимости между энергетическими и пространственными характеристиками в диапазоне нескольких порядков совпадают с лабораторными данными. То же можно сказать и о данных натуральных наблюдений в АПС, хотя в этих условиях полный контроль эксперимента осуществить значительно сложнее [2]. Несколько хуже описывается интервал диссипации. Но наиболее сложно описать энергетический интервал, в котором происходит переход энергии основного потока в энергию турбулентных движений [7].

Нельзя сказать, что данный подход исчерпал себя, и он продолжает развиваться [8], но сейчас внимание уделяется и другим. В настоящее время совершенствуется математическое описание нелинейных объектов [9]. Использование современных математических представлений существенно усложняет математический аппарат, но лучше отвечает физике процессов. В частности, представление фрактальных структур, к которым, безусловно, относится и турбулентность, дифференциальными операторами нецелой размерности приводит к уравнениям, которые более адекватно описывают системы с произвольным или, даже, функциональным соотношением консервативных и диссипативных процессов и внутренним изменением масштабов [10]. Однако и этот подход по-прежнему не дает полного представления о физических механизмах, действующих в турбулентных потоках.

В целом в теоретических основах динамики турбулентных потоков нелинейный фактор учитывался давно (например, работы Лайтхилла 1952, 1954 [5]). Анализируя порождение звука вихревыми гидродинамическими потоками «несжимаемой жидкости», ввели «дополнительные пульсации давления», возникающие из пульсаций скорости в соответствии с уравнением Пуассона. Они как раз и представляют «значимый эффект второго порядка», связанный с взаимодействием вихревой компоненты поля скорости с самой собой [5]. Однако, при решении задачи обратного рассеяния (отражения) звука, которое наиболее часто используется при АЗ, этот фактор не учитывают. Даже в сложных для анализа случаях движения границы доминирует приближение несжимаемой среды [11], тем более, что на самих сдвигах скорости потока при строгом подходе отражение назад равно нулю [8,12]. К тому же, следствием такого подхода стало исключение из рассмотрения сил, определяющих само хаотическое движение.

Постановка задачи и условия решения

В общем случае при анализе процессов в АПС необходимо рассматривать силовые и энергетические характеристики с учетом второго начала термодинамики. Но здесь ограничимся только их взаимосвязью с уже заданными параметрами движения.

Отсутствие внешних источников тепла не исключает изменение температуры при адиабатическом движении. Поскольку для АПС можно пренебречь теплопроводностью воздуха, то можно считать, что поля давления и плотности адиабатически связаны между собой. Так же как и в большинстве случаев можно считать, что дивергентные составляющие движения малы, по сравнению со сдвиговыми и вращательными. Но, в отличие от традиционного подхода, не будем приравнивать их нулю. Такой поток можно считать бездивергентным в первом приближении. Будем так же считать, что для звуковых волн справедливо приближение однократного рассеяния.

Связь между полем отраженного сигнала и неоднородностями температуры для разных состояний АПС достаточно хорошо изучена и наблюдается в экспериментах (рис. 1).

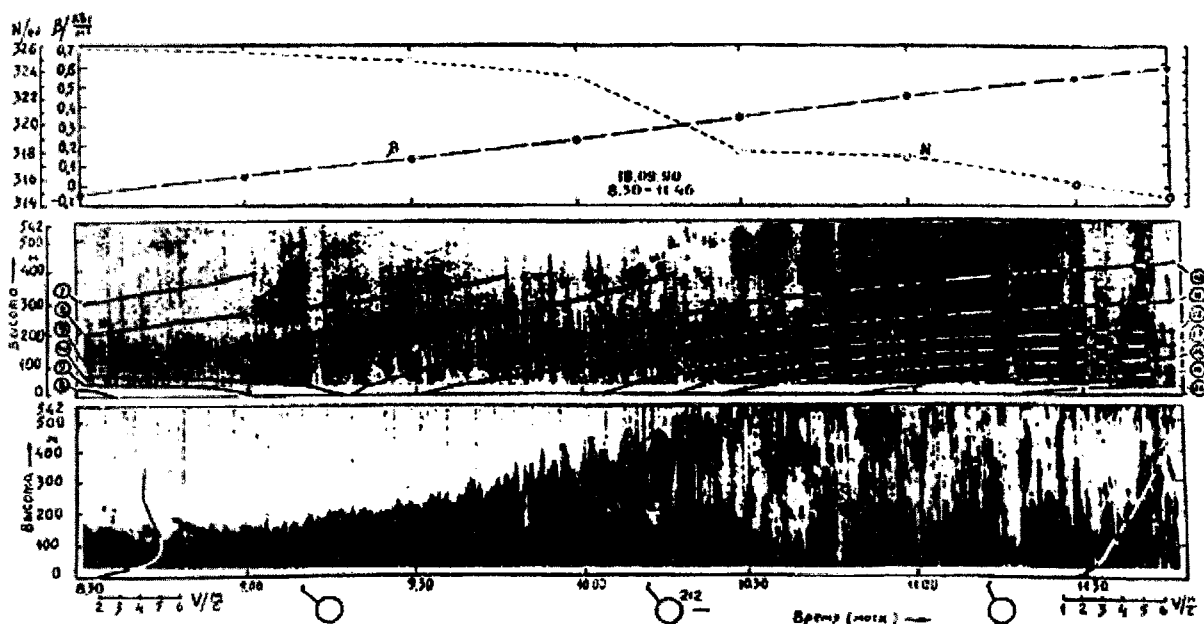


Рис. 1. Разрушение ночной инверсии (сентябрь, устойчивый антициклон)

Эти результаты получены в рамках исследования условий РРВ, проводимых в ПНИЛ ЗА [13]. На верхнем рисунке ход индекса показателя преломления N и актинометрические данные β , посередине – структура вертикальных потоков по данным АЗ и высотное поле темпе-

ратуры по данным РАЗ, внизу эхограмма акустического сигнала и высотный ход ветра (РАЗ), ниже рисунков значками показаны облачность и приземный ветер. Так как ветер был слабый (1...3 м/с) можно сказать, что эхограммы формировались изменениями температуры, причем вначале сеанса (до 09³⁰) ночной инверсией, в конце (после 10³⁰) – конвекцией в АПС. Поскольку в АПС неоднородность потока обычно содержит и ветровую, и температурную составляющую, к тому же ветровая не имеет прямого действия, то ее вклад маскируется рассеянием на неоднородностях температуры (эхограмма на рис.1, время 10³⁰...12⁰⁰) и при анализе сигналов АЗ обычно учитывают лишь неоднородности температуры [2,6,8]. Таким образом, говоря об иных механизмах отражения, необходимо сравнивать их действие с температурным.

Хаотическое движение сплошной среды подразумевает наличие хаотического поля сил, приводящих к изменениям скорости отдельных участков или выделенных объемов. Если отсутствуют внешние силовые поля, то такое поле сил может быть обусловлено только хаотическим полем давления. Поскольку в настоящее время сдвиговые и вращательные движения изучены более тщательно, то в данной задаче их можно выбрать в качестве исходных данных.

Сравнительная оценка величины отраженного сигнала

Уравнение для акустического давления отраженного поля p_{s1} в приближении однократного рассеяния при известном падающем p_s имеет вид [14]:

$$\nabla^2 p_{s1} - \frac{\rho_0}{\gamma p_0} \frac{\partial^2 p_{s1}}{\partial t^2} = \frac{\text{grad } \rho}{\rho_0} \text{grad } p_s . \quad (1)$$

где p_0 и ρ_0 – средние значения давления и плотности среды; γ – адиабатическая постоянная.

В правой части представлена интенсивность источников отраженного поля. Таким образом, задача оценки величины отраженного сигнала сводится к оценке изменений ρ , вызванных изменением температуры ρ_T и изменением скорости ρ_v .

При адиабатических процессах флуктуации плотности, определяемые малыми флуктуациями температуры ΔT относительно среднего значения T_0 , в соответствии с [15], связаны между собой как

$$\frac{\Delta \rho_T}{\rho_0} = - \frac{\Delta T}{T_0} . \quad (2)$$

Турбулентные флуктуации плотности основного потока определяются дивергенцией его скорости. Дивергенция потока приводит одновременно к флуктуациям плотности и давления. Для адиабатических процессов в однородном гравитационном поле эта связь определяется как:

$$\frac{\Delta \rho_v}{\rho} = \frac{1}{\gamma} \frac{\Delta p_v}{p} . \quad (3)$$

Оценку отражений по порядку величин можно провести на основании наиболее простой динамической модели. Будем считать, что турбулентный поток состоит из цилиндрических вихрей (рис.2 а, б). Вихри имеют некоторый диапазон масштабов, и будем считать, что внутренние вихри движутся вместе с тем, который их объединяет, как это показано на рис.2. в. Для численной оценки нужно выбрать флуктуации параметров, которые наиболее характерны для АПС Земли, при метеоусловиях, соответствующих целям работы. Для них можно вы-

брать: радиус вихря $R_B = 50 \text{ м}$; скорость движения ветровых флуктуаций $v_{\text{max}} = 5 \text{ м/с}$ и для конвективных условий разность температур на противоположных сторонах вихря -3° С .

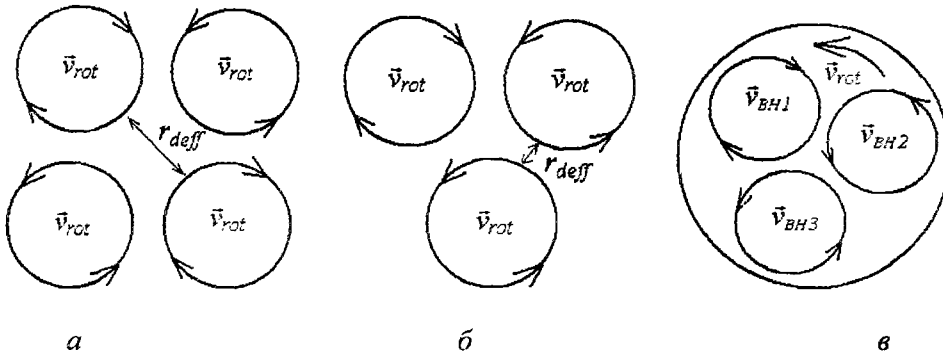


Рис. 2. Схемы расположения вихрей

Так как несжимаемая компонента движения поставлена в условие задачи, то изменение давления вызывают центробежные силы массы вращающегося воздуха. В сплошной вязкой среде сам вихрь не является единым целым, поэтому примем, что угловая скорость вращения массы воздуха уменьшается от центра к периферии по закону косинуса: $\omega(r) = \omega_0 \cos\left(\frac{\pi r}{2 R_B}\right)$, где ω_0 – угловая скорость в центре. Линейная скорость равна $v(r) = r \omega(r)$, а максимальное ее значение равно $v_{\text{max}} = 0,357 r \omega_0$ будет на окружности радиуса $r = 0,55 R_B$. При выбранных значениях угловая скорость движения вихря $\omega_0 = 0,28 \text{ рад/с}$.

Центробежное ускорение

$$a_{\text{ц}} = \omega^2 r . \quad (4)$$

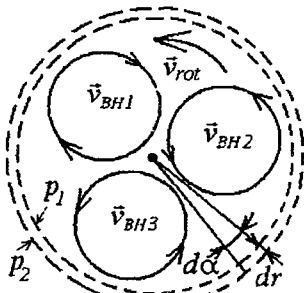


Рис. 3. К определению поля сил

Не углубляясь в структуру самого вихря, запишем силу, действующую на элементарный объем (рис.3) как:

$$F_{\text{ц}} = r^2 \omega^2 \rho d\alpha dr dz . \quad (5)$$

Этого приближения для поставленной задачи будет достаточно, так как оно справедливо для вихрей, имеющих размеры внутреннего масштаба турбулентности и более.

При отсутствии внешних сил $F_{\text{ц}}$ определяется только разностью давлений на внешней и внутренней окружности ($p_2 - p_1$):

$$F_{\text{ц}} = (p_2 - p_1) r d\alpha dz . \quad (6)$$

Откуда для градиента давления получим соотношение:

$$\frac{dp}{dr} = r \omega^2 \rho . \quad (7)$$

Считая плотность воздуха, $\rho = 1,29 \text{ кг/м}^3$, и подставляя выбранные численные значения параметров в (2)-(7) имеем: $\left| \frac{\Delta p_T}{\rho_0} \right| \approx 10^{-4}$ и $\left| \frac{\Delta p_v}{p} \right| = 2 \cdot 10^{-6}$.

Диапазон изменений метеорологических величин в АПС: изменение скорости ветра, содержания водяного пара, пульсации температуры, давления – может составлять несколько порядков [16]. Амплитуда принимаемого сигнала при АЗ также меняется в широком диапазоне значений. Поэтому можно считать, что развитие методов анализа акустических сигналов и дальнейший прогресс технических средств зондирования позволит получать информацию о состоянии АПС при температурно нейтральной подстилающей поверхности.

Выводы

Можно ожидать, что при достаточно сильном ветре, определяемым синоптическими процессами, и отсутствии прогрева поверхности, интенсивность отраженного сигнала может быть достаточной для уверенной регистрации его параметров и последующим выделением полезной информации.

В данном исследовании не ставилась цель определить пространственную структуру коэффициента отражения. Можно лишь сказать, что размер вихря обратно пропорционален волновому числу спектра турбулентности. Но очевидно, что простой перенос известных методов анализа здесь будет весьма грубым приближением, и с учетом уже сделанных, может привести к существенным ошибкам. Поэтому методика извлечения полезной информации и, вероятно, само ее содержание, должны отличаться от того, которые приняты для потока с температурными неоднородностями.

Список литературы: 1. *ISARS 2010*. [Электронный ресурс] / The 15th International Symposium of the International Society of Acoustic Remote Sensing of the Atmosphere and Oceans, Paris, June 2010. Home page – в свободном доступе: <http://www.isars2010.uvsq.fr/index.php>. 2. *Красненко Н.П.* Акустическое зондирование атмосферного пограничного слоя. – Томск: Изд. СО РАН, 2001. – 278 с. 3. *Содар VT-1*. [Электронный ресурс] / С.-Петерб. ООО «СЕНС-ОПТИК»: http://www.ecmoptec.ru/index.php?device&cat_device_id 10.2008 г. 4. *Юшков В.П.* Акустическое зондирование приземного слоя атмосферы [Электронный ресурс] / М.: МГУ, 2008г.: http://atm563.phys.msu.ru/rus/text_direct.htm#dr_ilushin – 2009г. 5. *Монин А.С., Яглом А.М.* Статистическая гидромеханика. – Ч.1. – М.: Наука, 1965. – 640с. – Ч. 2. 1967. – 720с. 6. *Татарский В.И.* Распространение волн в турбулентной атмосфере. – М.: Наука, 1967. – 548 с. 7. *Турбулентность. Принципы и применения* / Под ред. У. Фроста, Т. Моулдена. – М.: Мир, 1980. – 536 с. 8. *Осташев В.Е.* Распространение звука в движущихся средах. – М.: Наука, 1992. – 208 с. 9. *Фрик П.Г.* Турбулентность: подходы и модели. – Ижевск: Изд. ИКИ, 2003. – 292 с. 10. *Жанабаев З.Ж., Иманбаева А.К.* Мультифрактальные закономерности турбулентного теплообмена // *Нелинейный мир*. – 2007, т.5, №6. – С.369-372. 11. *Горбань И.И.* Отражение и преломление акустических лучей на подвижной границе раздела сред // *Акустичний вісник*. – 2004. – Т. 7, N 2. – С. 36–41. 12. *Панченко А.Ю.* Отражение акустических волн от плоской струи // *Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб.* – 2002. – Вып. 130. – С. 68-71. 11. 13. *Ulyanov Yu. N., Maksimova N. G., Panchenko A. Yu.* On the Use of Acoustic and Radioacoustic Methods of ABL Remote Sensing for Assessment of Radiowave Propagation Conditions // *J. Telecommunications and Radio Engineering*, 2006, 12 p. 14. *Панченко А.Ю.* Особенности использования метода однократного рассеяния акустических волн в слабонеоднородных газовых средах // *Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб.* – 2002. – Вып. 129. – С. 110-114. 15. *Савельев И.В.* Курс общей физики. – Т.1. – М.: Наука, 1970. – 512 с. 16. *Хргиан А.Х.* Физика атмосферы. – Л.: Гидрометеиздат, 1969. – 647 с.

ОЦЕНКА ДИСТАНЦИОННЫХ ЗАВИСИМОСТЕЙ УВЧ РАДИОПОЛЯ НАД МОРЕМ ДЛЯ ПРОИЗВОЛЬНЫХ ВЫСОТНЫХ ПРОФИЛЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА ПРЕЛОМЛЕНИЯ ВОЗДУХА

Введение

В результате многочисленных исследований [1 – 4 и др.] было установлено, что зона действия радиотехнических систем УКВ диапазона определяется состоянием пограничного слоя атмосферы в районе расположения радиотрасс. Нестационарность атмосферных процессов, особенно в ее пограничном слое, определила необходимость развития контактных и дистанционных методов зондирования пограничного слоя и разработку на их основе методов диагноза и прогноза радио- и радиолокационной наблюдаемости, объединенных в рамках универсальной системы диагноза и прогноза [4 – 6].

Основная задача диагноза и прогноза может быть сформулирована как определение путей повышения эффективности использования радиосредств. Наиболее сложная часть задачи заключается в предсказании ожидаемых дальности и зоны действия конкретной радиотехнической системы для существующих атмосферных условий, а также в выявлении частотного диапазона, являющегося оптимальным для этих условий. Итоговое решение задачи диагноза и прогноза, представленное в виде диаграмм видимости [4, 5, 7], позволяет получить информацию, необходимую для оптимального применения имеющихся радиотехнических систем.

Диагноз на основе решения прямой задачи рефракции по измеренному высотному профилю индекса рефракции $N(h)$ принципиально возможен для любого частотного диапазона. Однако к настоящему времени расчет интенсивности поля в пространстве за пределами прямой видимости дает положительные результаты только для нескольких частных видов профиля $N(h)$, которые можно аппроксимировать кусочно-линейной зависимостью.

В данной работе на базе результатов комплексных экспериментальных радиофизических и метеорологических исследований пограничного слоя атмосферы рассматривается возможность оценки дистанционных зависимостей множителя ослабления радиополя УВЧ диапазона для произвольного высотного профиля показателя преломления воздуха.

Методика проведения комплексных радиофизических и метеорологических исследований пограничного слоя тропосферы в прибрежной зоне

В ходе комплексных исследований загоризонтного распространения УКВ над поверхностью моря был разработан метод диагноза, основанный на приближенном совпадении множителей ослабления на трассах с общим загоризонтным участком вдоль поверхности Земли.

Как показано в [4, 5], диагноз радио- и радиолокационной наблюдаемости по данным радиопросвечивания обеспечивает выполнение задачи диагноза в открытых акваториях и прибрежных зонах, но требует проведения зондирования (просвечивания) в каждом частотном диапазоне.

В процессе экспериментального обоснования метода радиофизические исследования в диапазонах волн 4 и 35 см сопровождалось измерениями высотного профиля индекса рефракции $N(h)$. Исследования проводились в прибрежной зоне, поэтому зондирования высотного профиля выполнялись с борта корабля, который находился на удалении 47 км от береговой черты. Схема расположения корреспондирующих пунктов, корабля и маршруты движения носителя источников приведена на рис.1, где lS_1 – касательная к поверхности Земли, K_1 – точка касания, соответствующая расстоянию радиогоризонта приемных антенн.

Общий для обоих частотных диапазонов приемный пункт 1 располагался вблизи береговой черты на высоте около 25 м над уровнем моря. Источники непрерывного излучения

обоих диапазонов волн (пункты 2 и 3) размещались на борту самолета, выполнявшего радиальные полеты относительно приемного пункта 1 на высотах h_2 : 100 и 200 м (маршрут АБ), а также $h_3 = 1500$ м (маршрут А'Б'). В каждом частотном диапазоне регистрировалась временная зависимость уровня мощности радиополя, которая в результате первичной обработки преобразовывалась в дистанционную зависимость множителя ослабления поля $V(R)$ относительно его уровня в свободном пространстве.

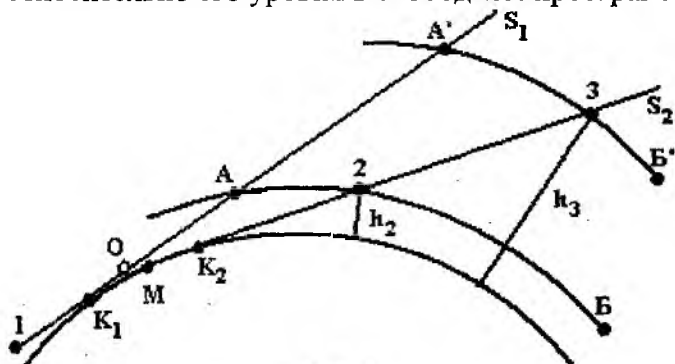


Рис. 1

В точке M , расположенной в зоне ближней тени относительно приемного пункта 1, находится корабль, с борта которого в диапазоне высот (6...300) м проводились измерения высотных профилей температуры, давления и влажности. Эти данные при первичной обработке использовались для расчета высотного профиля индекса рефракции $N(h)$.

Экспериментальные работы были проведены в летний период. Это позволило охватить разнообразные состояния пограничного слоя атмосферы – от практически стандартных до аномальных, характеризующихся мощными инверсионными образованиями.

Радиофизические и метеорологические измерения проводились практически синхронно, что позволяло оперативно в процессе проведения исследований сопоставлять и классифицировать результаты метео- и радиозондирований в рамках нескольких типов условий распространения радиоволн [4, 7]. Положительные результаты сопоставления подтвердили правильность выбора места измерения высотного профиля $N(h)$. Поэтому измеренные высотные профили $N(h)$ могут быть использованы для проведения оценочных расчетов дистанционных зависимостей множителей ослабления $V(R)$, а результаты непосредственного измерения $V(R)$ – для проверки результатов этих расчетов.

Диагностика загоризонтного распространения радиоволн методом просвечивания эталонными источниками основана на связи множителей ослабления V_{12} и V_{13} на трассах 1-2 и 1-3, имеющих общий участок K_1K_2 (см. рис.1): $V_{12} = CV_{13}$. В результате исследований установлено, что отношение $C = V_{12}/V_{13}$ остается близким к единице в широком интервале изменений V_{12} и V_{13} (от -2 дБ до -60 дБ) и практически не зависит от длины общего участка K_1K_2 и высоты h_3 [5]. При этом величина множителя ослабления остается практически неизменной вдоль касательных к поверхности Земли (см., например касательную K_2S_2 на рис.2).

Экспериментальные данные [4, 6] позволяют сделать вывод, что значения $V(R)$ вблизи границы геометрической тени, полутени и тени в значительной мере определяются состоянием тропосферы в ограниченном по высоте приземном слое, который можно считать областью, существенной для формирования поля за радиогоризонтом.

Область, существенная для формирования поля вблизи геометрической тени

В работе [4] на основании проведенных исследований на прибрежной трассе прямой видимости подтверждено, что высота слоя, существенного для распространения радиоволн, составляет 6...8 первых зон Френеля с учетом высоты корреспондирующих пунктов.

Оценку верхней границы области v_c , существенной для формирования поля на закрытых трассах, можно получить исходя из представлений о парциальных источниках [9, 10], введенных в работе [9] для описания пространственной структуры эквивалентных источни-

ков вторичных волн. Под парциальным источником вторичных волн понимается протяженная область пространства $v_i(x, y, z)$, в пределах которой могут находиться фазовые центры элементарных вторичных волн, в сумме образующих парциальную волну E_i . Эта волна в пределах малого телесного угла Ω на расстоянии R от источника описывается выражением

$$E_i = \frac{\xi}{|\mathbf{R} + \mathbf{r}|} e^{j(k|\mathbf{R} + \mathbf{r}| + \delta)} e^{j\omega t}, \quad (1)$$

где ξ – случайное число, а малые величины $|\mathbf{r}|$ и δ удовлетворяют неравенствам $|\mathbf{r}|/|\mathbf{R}| \ll 1$, $\delta < \pi/2$. Такая «почти сферическая» волна при $R \rightarrow \infty$ становится «чисто сферической».

Предположим, что в пределах телесного угла Ω находятся все углы рассеяния θ , т.е. углы между волновыми векторами падающей \mathbf{k}_0 и вторичной \mathbf{k}_s волн, характерные для рассматриваемой задачи. В этом случае максимальные размеры парциального источника в направлении распространения падающей волны (L) и в поперечном направлении (d) составляют

$$L = \delta\lambda / \pi\theta^2, \quad d = \delta\lambda / 2\pi\theta. \quad (2)$$

Существенно, что отношение $L/d = 2/\theta$ не зависит от малого параметра δ и физической природы вторичных волн.

Для закрытых трасс, на которых выполнялись комплексные радиофизические исследования, характерный угол рассеяния $\theta \approx 0,4^\circ$. При таких углах θ отношение $L/d \approx 280$. Чтобы оценить линейные размеры парциального источника вторичных волн, положим $\delta = \pi/2$, $\lambda = 0,35$ м, $\theta = 0,4^\circ$. Тогда из равенств (2) следует: $L \approx 10034\lambda = 3512$ м, $d \approx 35,4\lambda = 12$ м.

Каждый такой протяженный парциальный источник аналогичен линейной антенной системе бегущей волны («линейной решетке»). Совокупность парциальных источников, находящихся в области, существенной для формирования поля за радиогоризонтом, создает в точке приема суммарное поле как результат интерференции парциальных волн со случайными амплитудами.

Исходя из такой интерпретации рассеяния, можно рассчитать угловое распределение рассеянного поля методами статистической теории антенн [11]. Как показано в работе [9], при рассеянии волн на флуктуациях диэлектрической проницаемости ϵ средняя интенсивность рассеянного поля пропорциональна квадрату средней диаграммы направленности «решетки» по мощности. Для приведенного выше примера ширина диаграммы направленности вторичного излучения β на уровне -3 дБ составляет менее 1° и слабо зависит от амплитудно-фазовых возмущений, связанных с флуктуациями диэлектрической проницаемости воздуха. Влияние этих флуктуаций проявляется главным образом в сглаживании боковых лепестков диаграммы направленности [11].

Высота H источника вторичных волн над поверхностью Земли, протяженность трассы R и угол рассеяния θ взаимосвязаны. Простые геометрические расчеты показывают, что при $H > 500$ м и протяженности трассы более 60 км угол θ превышает ширину диаграммы направленности вторичного излучения «решетки». Поэтому при расчетах поля должны быть учтены в первую очередь характеристики приземного слоя тропосферы до высоты около 400 м. Горизонтальная протяженность области v_c (рис. 2) в направлении распространения падающей волны L_x точно не известна. Выбранные при расчетах значения L_x могут быть уточнены только при сравнении расчетных и экспериментальных зависимостей $V(R)$.

Методика и результаты расчетов

При инженерном расчете поля и множителя ослабления мы исходим из предположения, что источники вторичных волн локализованы в ограниченной области $v_c(x, y, z)$, расположенной в непосредственной близости к поверхности Земли (рис.2). В выбранной системе координат ось x параллельна волновому вектору падающей волны \mathbf{k}_0 , а начало координат находится в точке O , расположенной на касательной K_1S_1 (см. рис. 1). Точки 1 и 2 обозначают

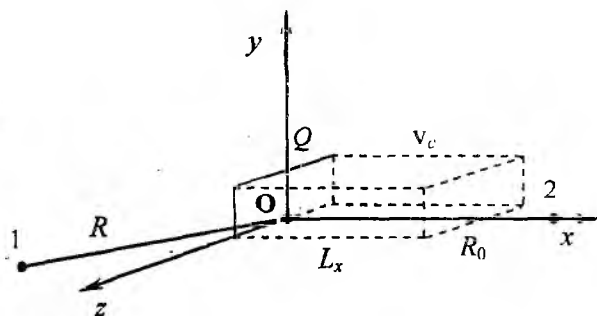


Рис. 2

положение в пространстве приемной и передающей антенн; R_0 и R – расстояния от этих точек до начала координат O .

Угловое распределение поля за радиогоризонтом $E_s(\theta, \varphi)$ при малых углах рассеяния можно однозначно связать с некоторым полем $E_Q(y, z)$ в области Q на плоскости y, z , причем эта область находится в пределах прямой видимости передающей и приемной антенн. За пределами области Q

полагаем $E_Q = 0$. Комплексные амплитуды поля $E_Q(y, z)$, в соответствии с принципом Гюйгенса-Кирхгофа, можно считать полем эквивалентных источников вторичных волн.

Расчет поля $E_s(\theta, \varphi)$ выполняется в два этапа. Вначале вычисляется поле эквивалентных источников излучения E_Q , а затем решается внешняя задача теории антенн [12], т.е. рассчитывается диаграмма направленности системы в дальней зоне или поле в зоне дифракции Френеля $E_s(R, \theta, \varphi)$. Такой путь решения позволяет получить в результате одного интегрального преобразования непрерывное угловое распределение комплексных амплитуд поля как в зоне прямой видимости, так и в области полутени. Этих данных достаточно для вычисления множителя ослабления в пределах заданного телесного угла Ω .

Расчет поля эквивалентных источников E_Q , в силу малости углов θ , выполняется методом геометрической оптики с поправкой к эйконалу первого порядка [13], а в поле падающей волны приближенно учитывается отражение от земной поверхности [14].

Горизонтальный размер L_x области $v_c(x, y, z)$, необходимый для вычисления поправки к эйконалу, принимался равным расстоянию радиогоризонта передатчика или меньшим этого расстояния.

Исходными данными для расчета дистанционной зависимости множителя ослабления $V(R)$ являются полученные в ходе экспериментальных работ профили вертикального распределения индекса рефракции $N(h)$, длина волны λ и высоты корреспондирующих пунктов h_1 и $h_{2,3}$ над поверхностью Земли. Для оценочных расчетов профили $N(h)$ выбирались таким образом, чтобы охватить различные состояния атмосферы от практически стандартных до аномальных. Непосредственными результатами вычислений являются угловые распределения комплексных амплитуд поля $E_s(R, \theta, \varphi)$, на основе которых рассчитываются зависимости $V(R)$ с учетом геометрического радиуса Земли.

Расчеты $V(R)$ выполнены для длины волны $\lambda = 0,35$ м, высоты приемника $h_1 = 25$ м и нескольких высот передатчика $h_{2,3}$: 100 м, 200 м, 1500 м. Графики измеренных высотных профилей $N(h)$ и соответствующие дистанционные зависимости $V(R)$, полученные экспериментально и путем расчета, приведены ниже. На всех графиках $N(h)$ сплошной линией нанесен профиль $N_{cm}(h)$ для «стандартной» атмосферы. На графиках $V(R)$ сплошными ли-

Видны показаны результаты экспериментальных измерений, штриховыми и пунктирными – расчетные зависимости. Вертикальной штриховой линией обозначена граница области прямой видимости.

Профили № 1 и 2 (рис.3, а) были измерены с небольшим промежутком времени и практически совпадают с профилем $N(h)$ в «стандартной» атмосфере. Рассчитанные значения множителя ослабления для этих профилей при $h_2 = 100$ м приведены на рис.3, б. По горизонтали указано расстояние от передатчика до приемной антенны. Сплошной линией с маркерами нанесены результаты расчета $V(R)$ по дифракционным формулам [14].

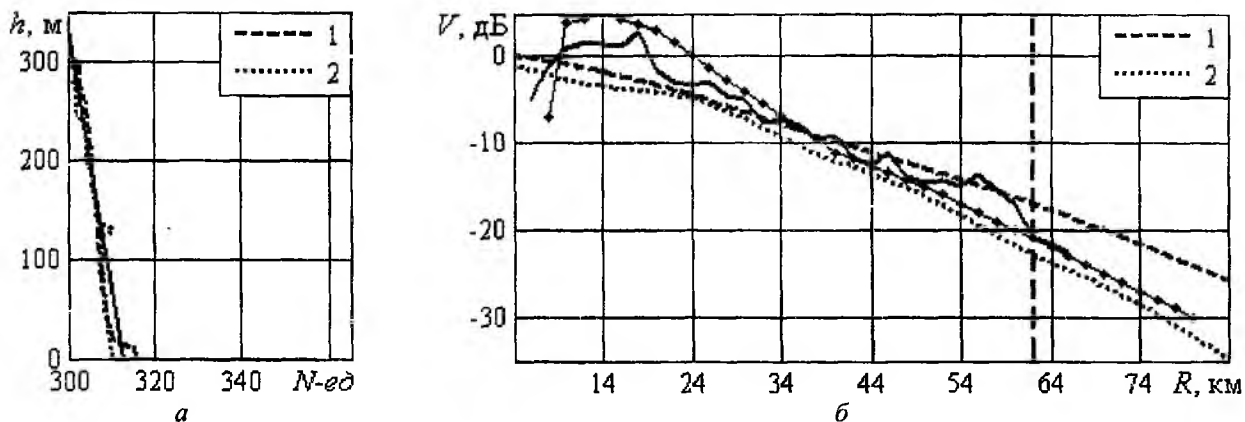


Рис. 3

Как видно из рис. 3, б, экспериментальные данные в основном относятся к области прямой видимости. Расчетные кривые $V(R)$ в этом интервале расстояний удовлетворительно согласуются с экспериментом. Здесь протяженность участка трассы L_x принята равной расстоянию радиогоризонта передатчика: $L_x = \sqrt{2R_3 h_2} = 35,7$ км, где $R_3 = 6380$ км.

Результаты аналогичного расчета $V(R)$ для профиля № 3 приведены на рис.4. При $L_x = 35,7$ км расчетная и экспериментальная зависимости согласуются на загоризонтном участке, но вблизи геометрической тени расхождение достигает 20 дБ.

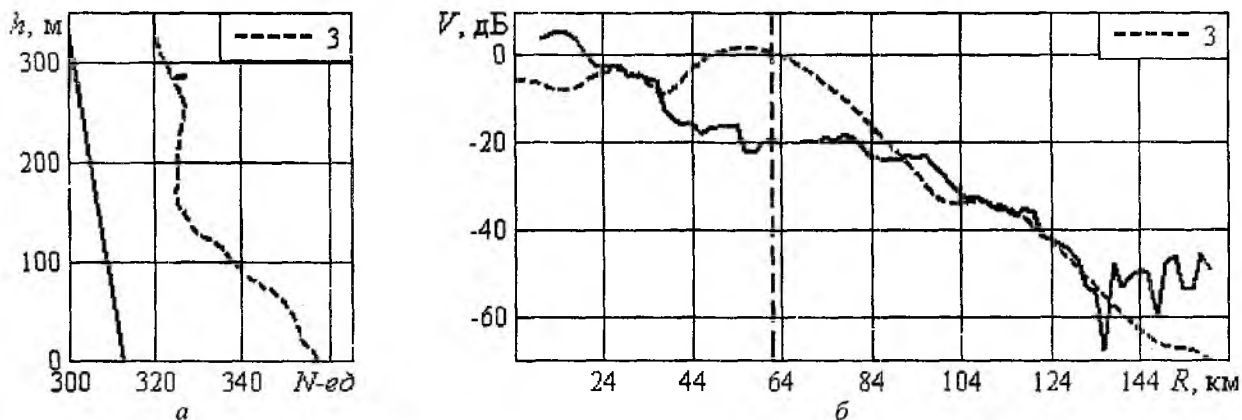


Рис.4

Особенность профилей № 4 и 5 (рис.5, а), измеренных с получасовым интервалом, заключается в наличии ярко выраженной приподнятой инверсии. Расчетные зависимости $V(R)$ получены при высоте передатчика $h_2 = 200$ м, $L_x = 50$ км.

Характерная особенность рассчитанных зависимостей $V(R)$ состоит в наличии глубоких минимумов и практически постоянном уровне максимумов на протяжении всей трассы. Эти особенности наблюдаются и в экспериментальных данных.

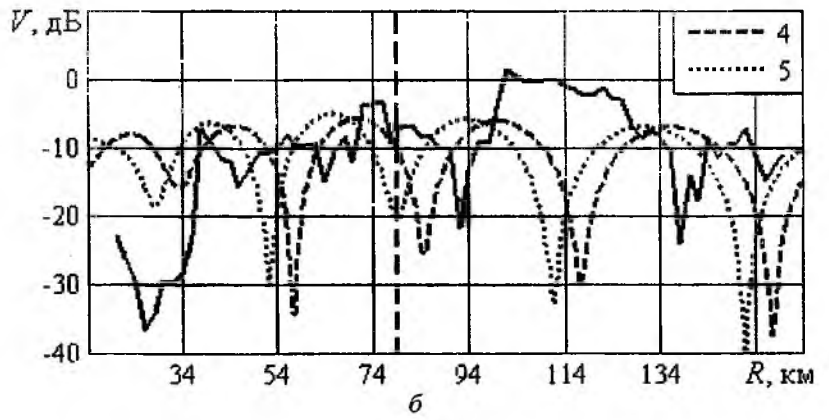
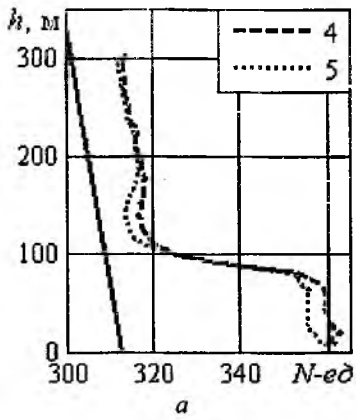


Рис.5

При такой же высоте передатчика ($h_2 = 200$ м) рассчитана зависимость $V(R)$ для профиля № 6 (рис.6).

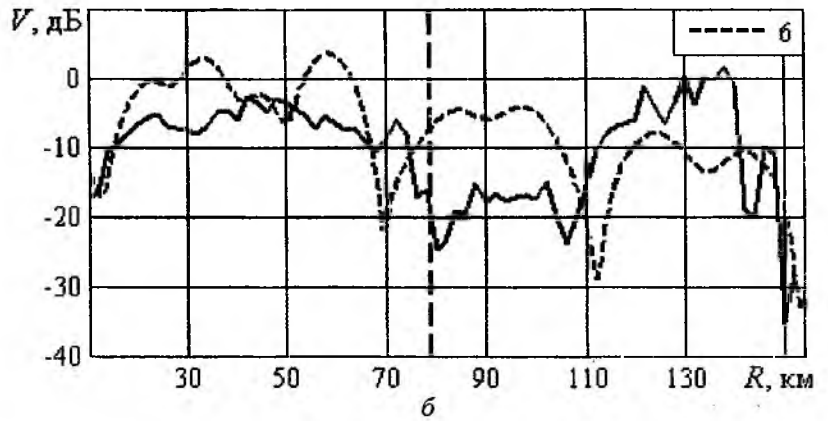
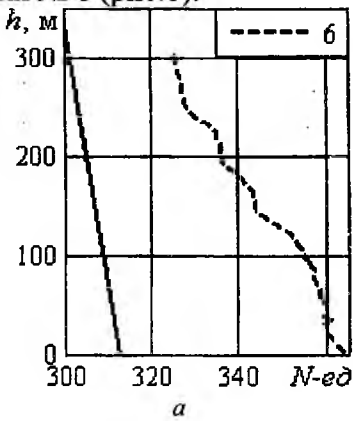


Рис.6

Несмотря на то, что в профиле № 6 отсутствуют ярко выраженные слои, поле за горизонтом в среднем убывает медленно и наблюдаются глубокие минимумы, характерные для зависимости, приведенной на рисунке 5, б.

Расчеты для профиля №7 выполнены при высоте передатчика над поверхностью Земли $h_3 = 1500$ м и высоте приемной антенны $h_1 = 25$ м (рис.7).

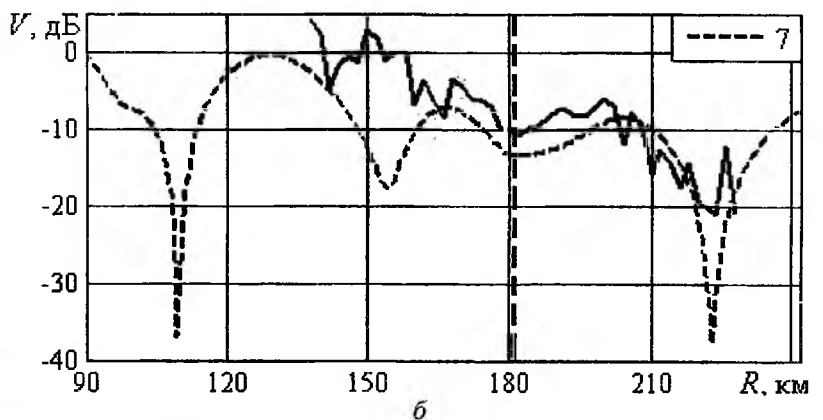
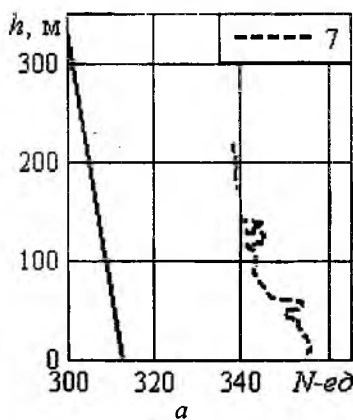


Рис.7

Количественные расхождения и разный ход кривых $V(R)$ в данном случае могут быть связаны с тем, что в требуемом интервале высот кривые $N(h)$, измеренные до $h = 220$ м, продолжены до $h = 400$ м со «стандартным» градиентом. Здесь $L_x = 138$ км и равно расстоянию радиогоризонта передатчика.

Результаты расчета $V(R)$ на такой же трассе для профиля № 8 (рис.8) указывают на рост среднего уровня сигнала при переходе от области прямой видимости к области тени.

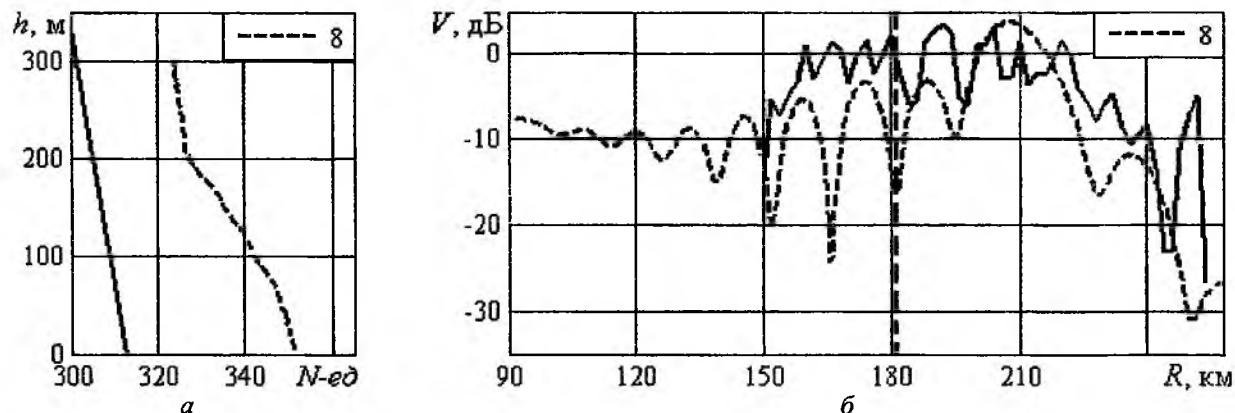


Рис.8

Критерии совпадения либо расхождения расчетных и экспериментальных данных, очевидно, зависят от характера конкретной прикладной задачи. Если цель расчета состоит в определении соотношения уровней поля в областях прямой видимости и геометрической тени, то предложенная методика инженерного расчета позволяет приблизительно решить такую задачу и выявить основные особенности хода дистанционной зависимости $V(R)$.

Выбор протяженности области, существенной для распространения радиоволн

При вычислении эйконала используется первое приближение метода малых возмущений, которое можно считать справедливым лишь для ограниченных значений L_x . Поэтому при расчетах желательно использовать минимальные достаточные значения этого параметра. Влияние выбора L_x на результаты расчета $V(R)$ иллюстрирует приведенный ниже рисунок, где показаны результаты расчетов $V(R)$ при разных значениях L_x для профилей № 3 (рис.9, а) и № 5 (рис.9, б). На графиках рядом с обозначением линий указана выбранная при расчетах величина L_x . Утолщенной сплошной линией показана экспериментальная кривая.

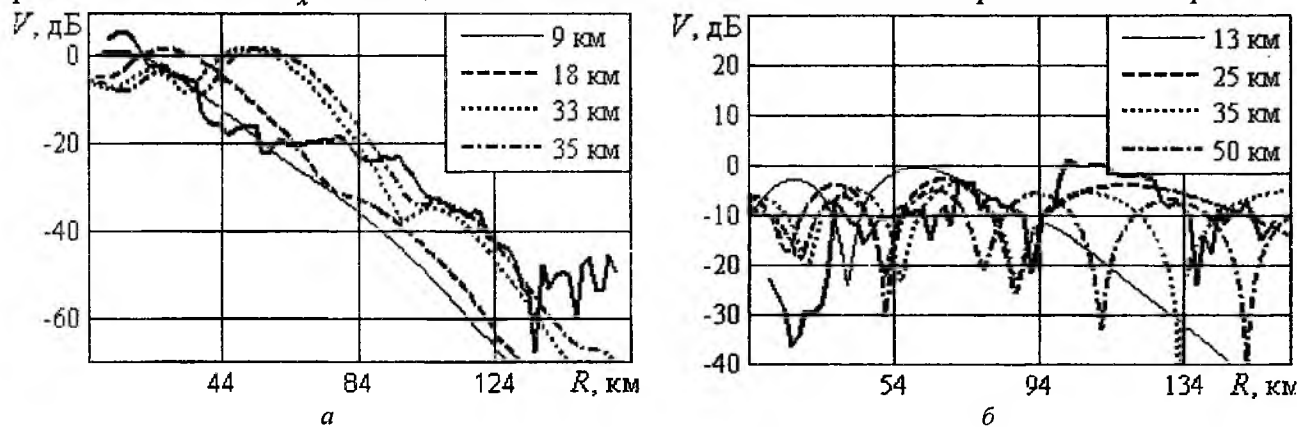


Рис.9

Если исходить из критерия минимального среднеквадратического отклонения расчетных и экспериментальных кривых, то оптимальное значение L_x оказывается меньше расстояния радиогоризонта передатчика. Для профиля с ярко выраженной инверсией (см. рис. 5, а, рис. 9, б) оптимальное значение L_x составляет около 70% расстояния радиогоризонта передающей антенны. В случае, когда $L_x \approx 0.5\sqrt{2R_3h_2}$, расчетный ход зависимости $V(R)$ в дециметровом диапазоне волн сохраняет основные особенности.

Выводы

Разработана методика расчета поля и множителя ослабления, опирающаяся на промежуточный расчет эквивалентных источников вторичных волн. Эта методика позволяет в реальном масштабе времени получить приближенную оценку текущих значений множителя ослабления $V(R)$, как в освещенной области, примыкающей к радиогоризонту, так и в области тени для экспериментально измеренных высотных профилей индекса рефракции $N(h)$.

Этим же путем можно получить трехмерное распределение поля $E_s(R, \theta, \varphi)$ или множителя ослабления $V(R, \theta, \varphi)$, если известно пространственное распределение индекса рефракции $N(x, y, z)$ в области, существенной для формирования поля за радиогоризонтом.

Если задача решается при неполных априорных данных и предполагается, что индекс рефракции от горизонтальных координат не зависит, то оптимальные значения L_x составляют 70...100% расстояния радиогоризонта передатчика.

Методика принципиально применима к длинам волн метрового и дециметрового диапазона, однако в коротковолновой части этого диапазона волн расчет поля источников вторичного излучения должен быть более точным.

Авторы признательны д.т.н. Г.И. Хлопову, д.ф.-м.н. Ф.В. Кивве и д.т.н. В.Б. Разказовскому за внимание к работе и полезные обсуждения.

Список литературы: 1. *Распространение ультракоротких радиоволн:* Пер. с англ. / Под ред. Б.А. Шиллерова. – М.: Сов. радио, 1954. 2. *Хитни Г.В., Рихтер Ю.Х., Паннерт Р.А., Андерсон К.Д., Баумгартнер Дж.Б.* Распространение радиоволн в тропосфере: Обзор // ТИИЭР. – 1985. – Т.73, №2. – С.106-128. 3. *Фок В.А.* Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн. – М.: Сов. радио, 1970. – 517с. 4. *Диагностика условий распространения УКВ в тропосфере:* / Под ред. Г.И. Хлопова. – Киев: Наук. думка, 2010. – 264с. 5. *Жуков Б.В.,* Результаты натурной реализации диагноза радиолокационной наблюдаемости по данным радиопросвечивания атмосферы эталонными источниками // Радиотехника. – 2006. – Вып. 146. – С.242-249. 6. *C.P. Hattan, W.L., Patterson, H.V., Hitney etc.* IREPS Revision r.r. User Manual // Naval Ocean Syst. Cent. Techn. Doc.659, Oct.21, 1983. 7. *Hitney H.V., Richter J.H.* Integrated refractive effects prediction system (IREPS) // URSI Commission F Colloque Quert, Open Symposium La Baule (France), 28 april-6mai 1977, с.r. La Baule, 1977, p.55-60. 8. *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. 9. *Петров В.А., Баранова Л.В.* Структура источников и направленность вторичного излучения при дальнем тропосферном распространении радиоволн // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч. - тех. сб. – 2005. – Вып.143. – С. 83-88. 10. *Петров В.А., Ключева А.М.* Еквівалентні джерела вторинного випромінення за умов тропосферного поширення радіохвиль // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч. - техн. сб. – 2008. – Вып. 154. – С. 48-51. 11. *Шифрин Я.С.* Вопросы статистической теории антенн. – М.: Сов. радио, 1970. – 384с. 12. *Шифрин Я.С.* Антенны. – Харьков: ВІРТА, 1976. – 408с. 13. *Рытов С.М., Кравцов Ю.А., Татарский В.И.* Введение в статическую радиофизику. Ч. 2. Случайные поля. – М.: Наука, 1978. – 464с. 14. *Калинин А.И.* Распространение радиоволн на трассах наземных и космических радиолоний. – М.: Связь, 1979. – 296с.

*ІРЭ НАН України ім. Усикова,
Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 17.01.2011

*Р. Л. ПОЛІТАНСЬКИЙ, канд. фіз.-мат. наук, Л. Ф. ПОЛІТАНСЬКИЙ, д-р техн. наук,
О. В. ГРЕСЬ, С. Д. ГАЛЮК*

СИСТЕМА ПЕРЕДАВАННЯ ДАНИХ З ВИКОРИСТАННЯМ ГЕНЕРАТОРІВ ХАОСУ

Вступ

З розвитком телекомунікацій дістало розвитку широкосмугове передавання даних (spread spectrum), що має зменшити потужність передаваного сигналу та підвищення задавадостійкості в умовах виникнення багатопроменевої інтерференції на шляху поширення сигналів. У перших системах широкосмугового передавання даних інформаційний та розширювальний спектр сигналу передавалися з наступним розпізнаванням приймачем (така звана TR методика – transmitted reference). Розвиток систем даного класу призвів до переважного використання повторного генерування складової сигналу [1], що розширює його спектр у каналі (так звана методика SR – stored reference). Одним із підходів до розширення спектру є використання хаотичних сигналів. Це обумовлено псевдошумовими характеристиками хаотичних систем. Явище синхронізації, що виникає в таких системах, дає можливість легко відновити інформаційний сигнал у приймачі.

Протягом останніх двадцяти років були розвинуті чотири базові методики передавання інформації, що ґрунтуються на використанні синхронізації хаосу [2]: хаотичне маскування, перемикання хаотичних режимів (CSK – chaos shift keying), нелінійне підмішування інформаційного сигналу в хаотичний та хаотична параметрична модуляція. При використанні хаотичного маскування і хаотичної модуляції спектр аналогового інформаційного сигналу розширюється до меж спектру хаотичного сигналу, а в інших методах має місце розширення спектру двійкового інформаційного потоку. У системах з хаотичним маскуванням спектр інформаційного сигналу розширюється шляхом його додавання до вихідного сигналу генератора хаосу. У системах із хаотичною модуляцією здійснюється модуляція параметру хаотичної системи інформаційним сигналом. На основі вище приведених методів запропоновано способи передавання інформації [2].

З точки зору практичного застосування, важливою є широкосмуговість та неперіодичність хаотичних сигналів, що можуть бути згенеровані відносно нескладними схемами. Це означає, що хаотична система може бути використана для генерування широкосмугової несучої як для аналогових, так і цифрових комунікаційних систем.

Актуальність дослідження таких систем обумовила виконання досліджень, спрямованих на розвиток реалізації схем передавання даних на базі синхронізації систем Лоренца з хаотичною динамікою [3, 4].

Метою даної роботи є розробка системи передавання інформації з використанням CSK для передавання та відновлення цифрового інформаційного сигналу. Приділено увагу впливу особливостей, характерних для процесу синхронізації хаотичних систем та процесу передавання інформації.

Система CSK із використанням генератора хаосу Лоренца

Побудова систем передавання інформації з використанням CSK перспективна для систем з невисокими вимогами щодо конфіденційності і прихованості інформації. В порівнянні з хаотичним маскуванням CSK-системи є більш стійкими до дії шумів в каналах зв'язку.

Запропонована функціональна схема системи передавання даних наведена на рис.1. Передавач містить два генератори хаосу з різними параметрами r_0 та r_1 , підібраними таким чином, що сигнали генераторів утворюють атрактор Лоренца. Для проведення дослідження вибиралися наступні значення параметрів генераторів: $\sigma=10$, $b=8/3$, $r_0=80$, $r_1=100$.

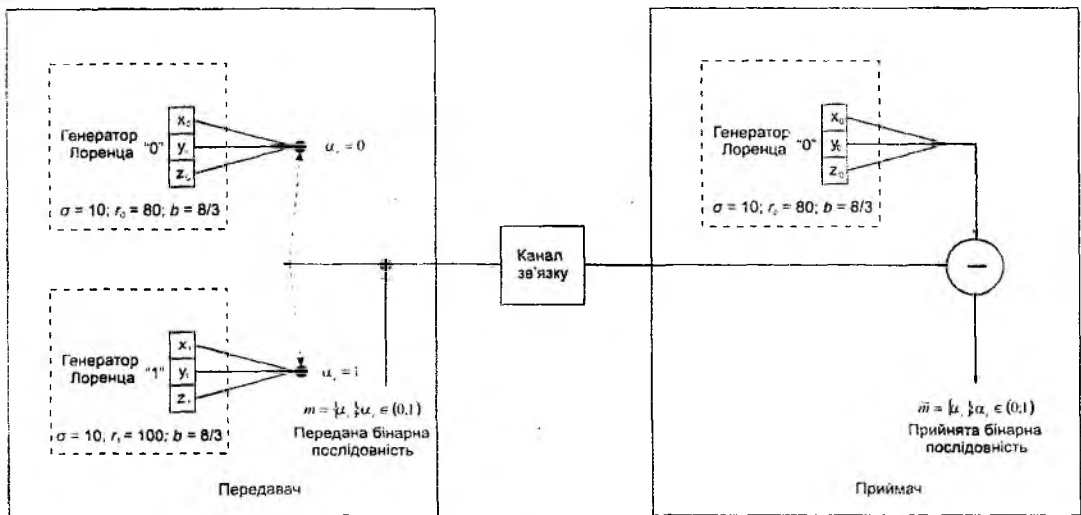


Рис. 1

Сигнал, що поступає в канал зв'язку, залежить від значення інформаційного біту, що передається. Якщо передається "0", то у канал поступає сигнал x_0 , в іншому випадку поступає сигнал x_1 . Приймач містить лише один генератор – його параметри співпадають з параметрами генератора передавача, налаштованого на інформаційний біт "0". Розпізнавання інформаційного сигналу ґрунтується на явищі синхронізації. Якщо за встановлений час відбувається синхронізація між прийнятим сигналом і сигналом генератора у приймачі, розпізнається інформаційний біт із значенням "0". У випадку відсутності синхронізації розпізнається інформаційний біт із значенням "1".

Необхідною умовою використання хаотичних сигналів у системах зв'язку є стійкість до зовнішніх збурень та стабільність режиму роботи хаотичної системи.

Генератор хаосу Лоренца описується системою звичайних диференціальних рівнянь першого порядку [4]:

$$\begin{cases} \dot{x} = \sigma(y - x) \\ \dot{y} = rx - y - xz \\ \dot{z} = xy - bz \end{cases} \quad (1)$$

Розв'язки приведеної системи рівнянь при певних значеннях параметрів утворюють так званий атрактор Лоренца (рис. 2).

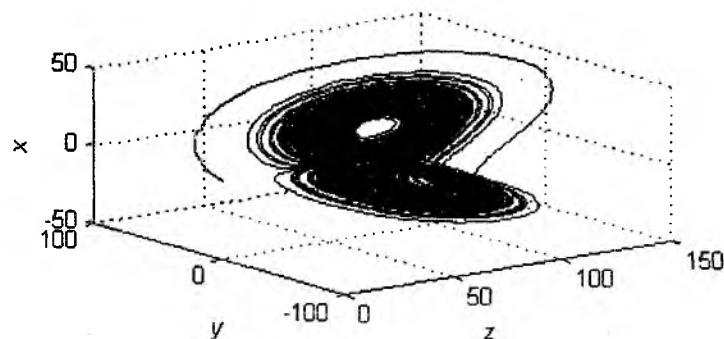


Рис. 2

Основною ідеєю, що закладена у функціонування системи, є те, що розв'язки у вигляді атрактора Лоренца можуть існувати на множині значень параметра r . Ці розв'язки існують.

якщо $r > 25$. Дослідженим максимальним значенням параметра, при якому у системі Лоренца зберігається хаотичний режим, є r дорівнює 120.

Інше явище, що покладено в основу функціонування системи, є синхронізація генераторів Лоренца за умови однакових параметрів [5]. Суть цього явища полягає у тому, що різниця між двома сигналами, генерованими системами Лоренца з однаковими параметрами, що стартували з різними початковими умовами, прямує до нуля. При різних значеннях параметрів синхронізація систем Лоренца відсутня.

Аналіз роботи схеми

$$\begin{cases} \dot{x}_0 = \sigma(y_0 - x_0) \\ \dot{y}_0 = r_0 x_0 - y_0 - x_0 z_0 \\ \dot{z}_0 = x_0 y_0 - b z_0 \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \sigma(y_1 - x_1) \\ \dot{y}_1 = r_1 x_1 - y_1 - x_1 z_1 \\ \dot{z}_1 = x_1 y_1 - b z_1 \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_r = \sigma(y_r - x_r) \\ \dot{y}_r = r_r x_r - y_r - x_r z_r \\ \dot{z}_r = x_r y_r - b z_r \end{cases} \quad (4)$$

Хаотичні генератори передавача можна описати системами (2) та (3) відповідно. Робота генератора хаосу приймача описується системою рівнянь (4). Позначимо інформаційні сигнали x_0 та x_1 , а переданий сигнал позначимо x_r . Необхідною умовою якісного передавання інформації є стабільна синхронізація між передавачем і приймачем при передаванні біту "0".

Для достовірного виявлення бітів інформації і підвищення завадостійкості необхідно щоб різниця між рівнем "0" і "1" була як можливо більшою. Тобто, в ідеальному випадку повинна спостерігатися повна синхронізація або десинхронізація між прийнятим та вихідним сигналом генератора приймальної частини. З іншого боку необхідно враховувати обмеження стосовно різниці в параметрах генераторів, при яких їх динаміка залишається хаотичною. Рівень впливу ведучої системи на ведену при наявності розлаштування параметрів також відіграє важливу роль і залежить від вибору схеми з'єднання систем. Спосіб з'єднання хаотичних систем визначає рівень похибки десинхронізації, на основі якої проводиться виявлення бітів інформації. Для вибору способу з'єднання використаємо метод активно-пасивної декомпозиції [5]. Чисельними дослідженнями було встановлено, що найбільш доцільно передавати сигнал x , подаючи його на вхід приймача, що описується другим рівнянням системи (4).

На рис. 3 приведено залежності середньоквадратичної помилки синхронізації від параметра r при різних значеннях σ , b . З рис. 3 випливає, що для підвищення завадостійкості необхідно використовувати генератори з великою різницею параметрів генераторів при передаванні "1", і малою при передаванні "0". Однак генератори з різними параметрами можуть генерувати хаотичні сигнали з суттєво різними характеристиками (спектр, рівень амплітуди), що є недоліком, наприклад при необхідності скритого передавання інформації.

Тому в практичній реалізації необхідно шукати оптимальні рішення для кожного окремого випадку.

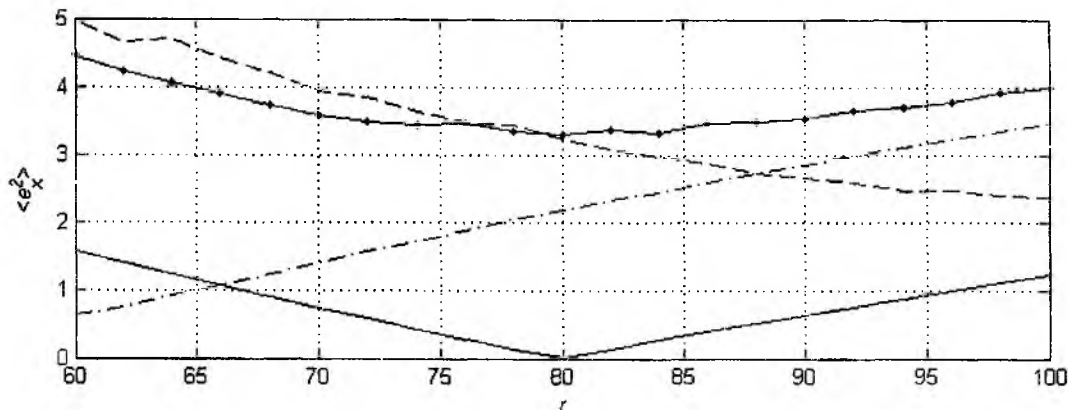


Рис. 3

Синхронізація буде стабільною, якщо динамічна помилка e , що задовільняє систему рівнянь (5), буде з часом асимптотично зменшуватись до нуля:

$$\begin{cases} \dot{e}_x = \sigma(e_x - e_y) \\ \dot{e}_y = -e_y - x_0 e_z - e_x e_z \\ \dot{e}_z = x_0 e_y + e_x e_y - b e_z \end{cases} \quad (5)$$

де $e = [e_x, e_y, e_z]^T$, $e_x = x_r - x_0$, $e_y = y_r - y_0$, $e_z = z_r - z_0$.

Динамічна помилка буде глобально асимптотично стабільною якщо існує функція Ляпунова $L(e)$, що задовольняє наступним умовам:

$$L(e) > 0, \dot{L}(e) < 0, L(e) > 0 \quad (6)$$

Нехай маємо функцію Ляпунова наступного вигляду:

$$L(e) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sigma} e_x^2 + e_y^2 + e_z^2 \right) \quad (7)$$

Використовуючи (5) запишемо для неї значення першої похідної:

$$\dot{L}(e) = - \left(e_x - \frac{1}{2} e_y \right)^2 - \frac{3}{4} e_y^2 - b e_z^2 < 0 \quad (8)$$

Оскільки функція $L(e)$ є додатково визначеною функцією, а її похідна від'ємною, то згідно з теоремою Ляпунова система (5) буде стійкою.

Моделювання роботи системи

Для аналізу роботи запропонованої схеми проводилося комп'ютерне моделювання у системі Matlab.

На рис. 4, 5 наведені залежності помилки синхронізації від часу та прийнятого сигналу від вихідного сигналу передавача. В момент передавання біту "0" сигнал на вході приймача x синхронізований із сигналом його генератора хаосу. При цьому різниця між двома сигналами $(x - x_0)$ експоненційно прямує до нуля (має місце синхронізація) рис.4, а, б. В момент передавання біту "1" сигнал на вході приймача не синхронізований із сигналом його генератора хаосу, а різниця між ними виглядає подібною до шуму (синхронізація відсутня) рис.5, а, б.

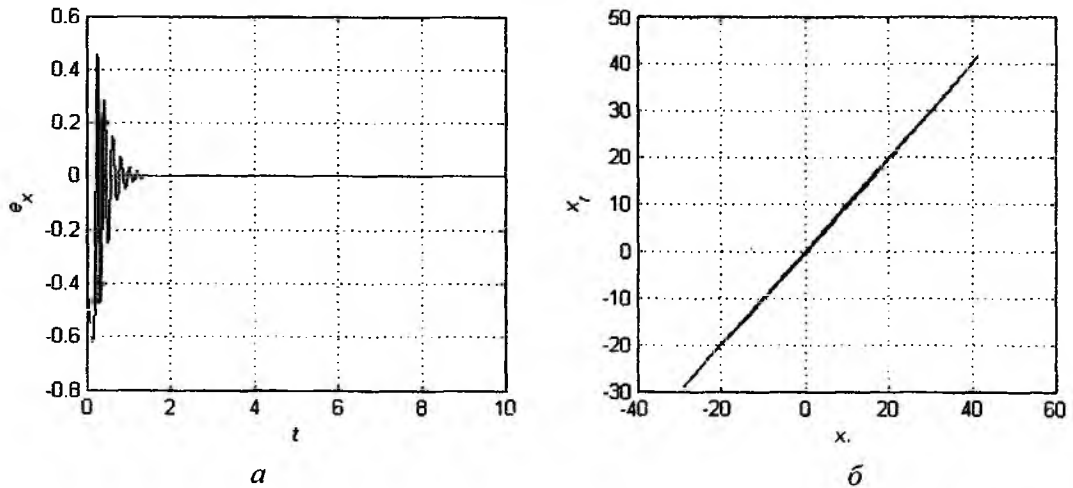


Рис. 4

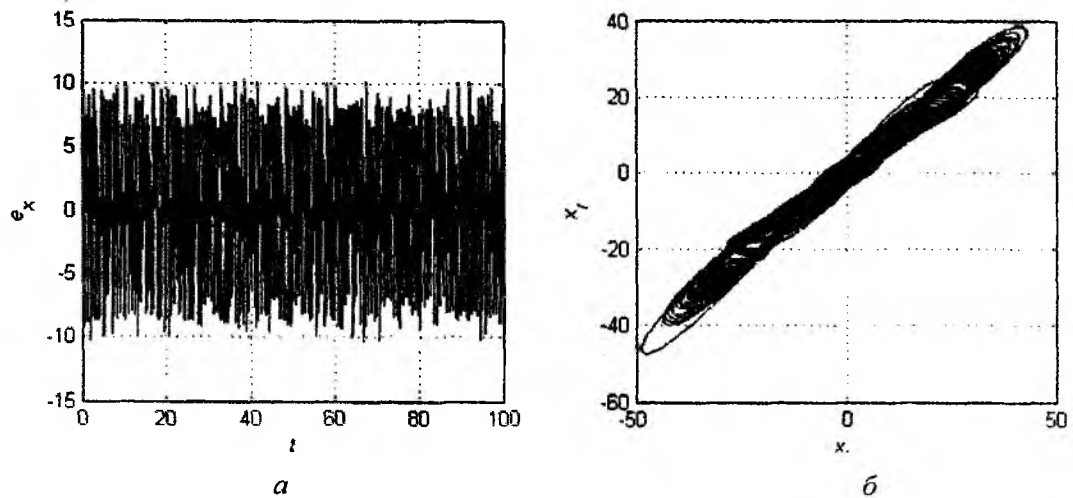


Рис.5

Для потоку двійкових даних, що містить біти "0" і "1", у приймачі має місце чередування синхронізації та її відсутності на певних проміжках часу (рис.6, в). Використання такого методу дає можливість декодувати двійкову інформацію з отриманого хаотичного сигналу.

Швидкість передачі бітів обмежується часом встановлення синхронізації. На початку кожного біта (рис. 6, в) спостерігаються порівняно високі значення e_x , що відповідають режиму встановлення синхронізації.

Висновки

1. Запропоновано систему передачі інформації з використанням генератора Лоренца та методу CSK для передавання і відновлення цифрового інформаційного сигналу. За умови певного співвідношення між амплітудами шуму в каналі (e) і амплітудою переданого сигналу (x_0 або x_1), система здатна передавати хаотичний сигнал, що переносить двійкові дані.

2. В момент передавання біту "0" сигнал на вході приймача x синхронізований із сигналом генератора хаосу приймача, а різниця між двома сигналами ($x - x_0$) експоненційно прямує до нуля. В момент передавання біту "1" сигнал на вході приймача не синхронізований із сигналом генератора хаосу приймача, а вказана різниця є подібною до шуму.

Використання такого методу дає можливість декодувати двійкову інформацію з отриманого хаотичного сигналу.

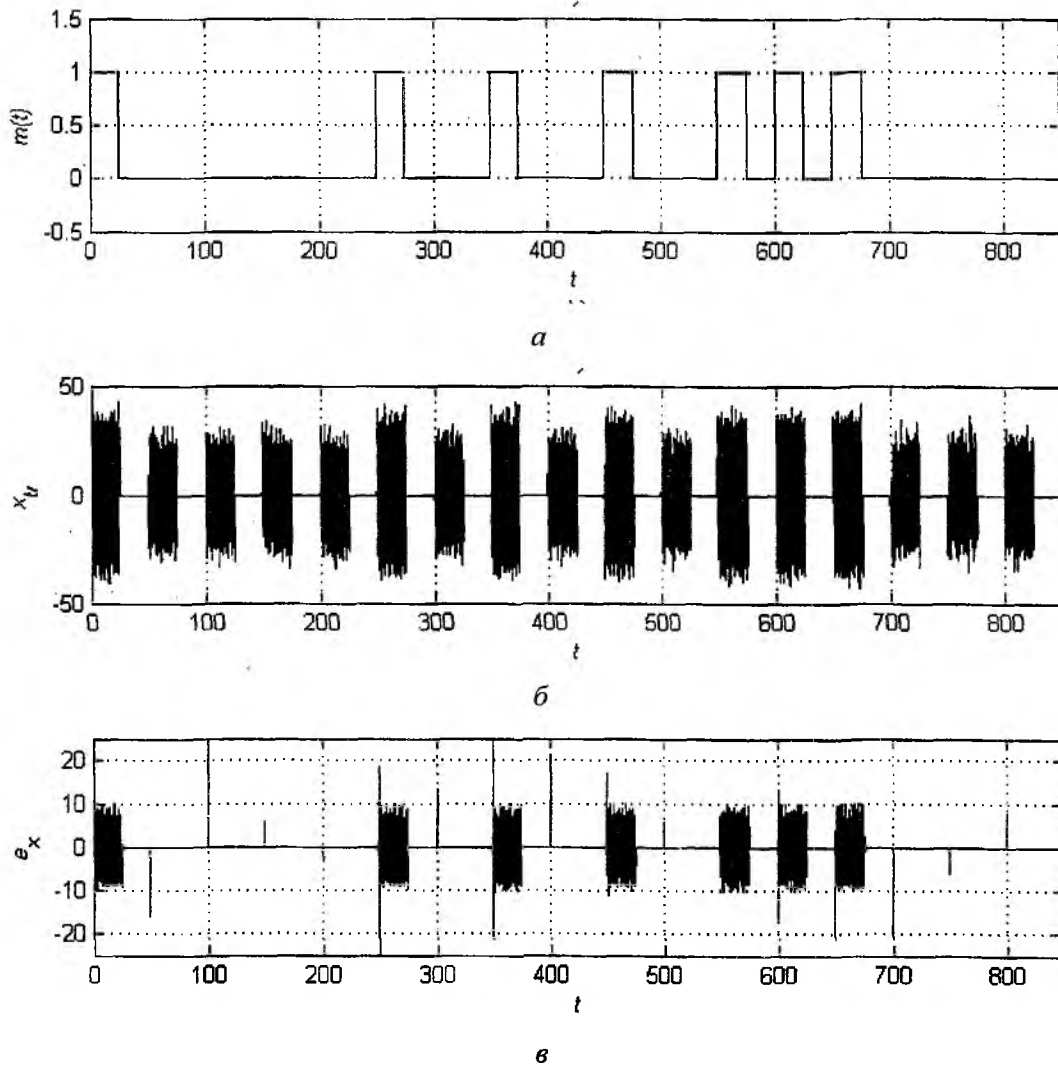


Рис. 6

Список літератури: 1. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2007. – 1104с. 2. P. Galajda, D. Kocur. Chua’s Circuit In Spread Spectrum Communication Systems // Radioengineering. – 2002. – Vol. 11, № 2. – P.6-10. 3. C. Possadas-Castillo, C. Cruz-Hernandez, R. Nunez-Perez. Experimental realization of binary signals transmission based on synchronized Lorenz circuits // Journal of Applied Research and Technology. – 2004. – Vol.2, № 2. – P. 127-137. 4. K. M. Cuomo, A. V. Oppenheim, and S. H. Strogatz. Synchronization of Lorenz-Based Chaotic Circuits with Applications to Communications // IEEE Trans. Circuits & Syst. II - Analog & Digital Signal Processing. – 1993. – Vol. 40. № 10. P. 626-633. 5. Галюк С.Д., Кушнір М.Я., Політанський Л.Ф., Політанський Р.Л. Синхронізація хаотичних систем і фільтрація сигналу в каналі зв’язку // Східно-Європейський журнал передових технологій. – 2010. – № 1/5(43). – С. 20-24.

Чернівецький національний університет
імені Юрія Федьковича

Надійшла до редколегії 27.01.2011

ПРИБЛИЖЕННЫЙ АНАЛИЗ ЗАЩИЩЕННОСТИ СИСТЕМЫ МИМО НА ОСНОВЕ КЛАСТЕРНОЙ МОДЕЛИ ОТВОДНОГО КАНАЛА. ЧАСТЬ I: МОДЕЛЬ

Введение

Создание мультимедийных ведомственных систем связи (ВСС) требует решения задачи не только повышения производительности цифровых систем передачи информации (ЦСПИ), но и их защищенности. При этом одновременно должны быть решены как задачи, связанные с конфиденциальностью передачи информации, т.е. скрытностью системы связи, так и задачи, связанные с повышением помехозащищенности системы связи, т.е. обеспечение функционирования ВСС при действии преднамеренных помех [1].

Угрозы информационной безопасности в беспроводном сегменте ВСС (уровня LAN), связаны с появлением при передаче информации отводных каналов (каналов утечки), с помощью которых нарушитель может пассивно или активно воздействовать на ВСС. Использование возможностей физического уровня каналов связи и появление МИМО-технологий указывают на новые пути повышения защищенности ВСС [2, 3].

Следует отметить, что моделирование отводных каналов, возникающих при передаче информации в ВСС, является по существу единственным методом достаточно полного исследования их параметров и возможностей с целью последующей разработки способов и средств защиты информации. Физическое моделирование отводных каналов затруднено, а иногда просто невозможно по нескольким основным причинам:

- приемник-обнаружитель является техническим средством нарушителя, а значит его пространственное расположение и параметры (тип приемника, чувствительность, метод обработки и т.п.) неизвестны;
- возможности и параметры постановщика помех нарушителя также неизвестны;
- отводной канал включает в себя среду распространения (затухание, отражение, помехи и т.п.) через разнообразные инженерные сооружения и конструкции (бетонные ограждения, здания, заборы и т.п.), которые воссоздать на макетах невозможно или для этого требуются значительные расходы.

Существующие модели МИМО каналов не позволяют провести в полном объеме оценку помехозащищенности и скрытности *Wi-Fi* систем связи в условиях многолучевого распространения в сложных архитектурных сооружениях и зданиях [4, 5].

Целью работы является создание имитационной модели для оценки защищенности беспроводных систем передачи информации стандарта IEEE802.11n на основе кластерной модели отводного канала для закрытых помещений и проведение численных исследований защищенности.

Обобщенная модель системы МИМО с отводным каналом

Типичная модель канала МИМО, состоящего из M передающих и N приёмных антенн, может быть представлена в виде [5]:

$$y = Hx + n, \quad (1)$$

где y – вектор принимаемой последовательности размерностью $N \times 1$; x – вектор передаваемой последовательности размерностью $M \times 1$; H – матрица основного канала размерностью $N \times M$; n – вектор шума размерностью $N \times 1$.

Пусть в системе связи (рис. 1), содержащей один легитимный передатчик A и один легитимный приемник B , появляется один нелегитимный абонент C (нарушитель). Он может принимать сигналы передатчика, а также оказывать мешающее воздействие на легитимный приемник – z .

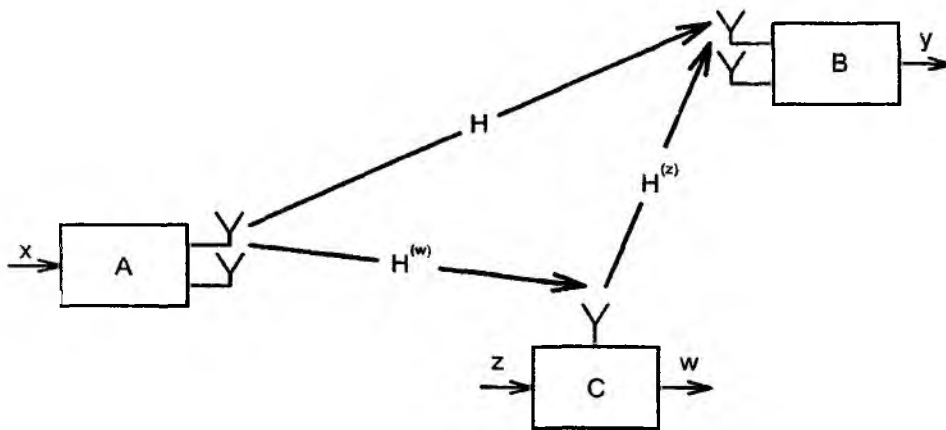


Рис. 1

Как видно из рис. 1, на вход приёмника B поступают два сигнала: один от передатчика, второй от нелегитимного абонента (мешающее воздействие). Отводным каналом назовём канал от входа передатчика A до выхода нелегитимного приёмника C . Будем считать, что отсутствует взаимное влияние между приёмниками A и B , а также между постановщиком помех нарушителя и легитимным передатчиком. Это приближение может быть оправдано большим расстоянием терминала нарушителя от легитимного канала связи. Обозначим матрицу распространения мешающего сигнала z через $H^{(z)}$. Тогда сигнал на входе легитимного приёмника можно записать как

$$y = Hx + H^{(z)}z + n, \quad (2)$$

а сигнал на входе приёмника отводного канала будет иметь вид

$$w = H^{(w)}x + n, \quad (3)$$

где $H^{(w)}$ – матрица отводного канала; w – вектор сигналов, принимаемый нелегитимным приёмником.

Рассмотрим особенности модели канала ММО для стандарта IEEE.802.11n. В основе рекомендованной стандартом IEEE.802.11n канальной модели лежит кластерный подход, описанный в работах [6] и [7]. Модель канала ММО для помещения основана на предположении, что канал распространения описывается группами объектов (кластеров). Передаваемый сигнал, отражаясь от этих объектов, приходит на приёмную антенну и состоит из групп лучей (рис.2). Каждый луч приходит со своим затуханием и задержкой. Группы лучей можно объединить в кластеры, в пределах которых их затухание соответствует экспоненциальному закону, при этом затухание амплитуды самих кластеров также описывается экспоненциальным законом (5).

Импульсная характеристика канала, будет иметь вид

$$h(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \beta_{kl} e^{j\theta_{kl}} \delta(t - T_l - \tau_{kl}), \quad (4)$$

где $h(t)$ – импульсная характеристика канала; β_{kl} – модуль коэффициента распространения k -ого луча в l -м кластере; θ_{kl} – фазовый угол коэффициента распространения k -ого луча в l -м кластере; T_l – задержка распространения l -ого кластера; τ_{kl} – задержка распространения k -ого луча в l -м кластере.

$$\overline{\beta_{kl}^2} = \overline{\beta^2(T_l, \tau_{kl})} = \overline{\beta^2(0,0)} e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{kl}/\gamma}, \quad (5)$$

где $\overline{\beta_{kl}^2}$ – среднее значение затухания мощности k -ого луча в l -м кластере; $\overline{\beta^2(0,0)}$ – среднее значение коэффициента затухания мощности прямого луча (LOS); Γ – постоянная затухания амплитуды кластеров; γ – постоянная затухания амплитуды лучей.

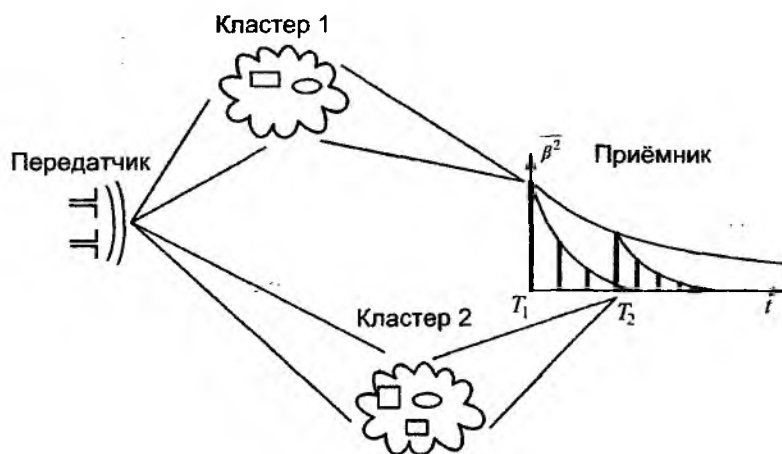


Рис. 2

В общем случае сигнал на входе приёмника описывается формулой

$$y(t) = H_{LOS}x(t - \tau_{LOS}) + H_1x(t - \tau_{LOS} - \tau_1) + H_2x(t - \tau_{LOS} - \tau_2) + \dots + H_Kx(t - \tau_{LOS} - \tau_K), \quad (6)$$

где H_{LOS} – коэффициент затухания прямого луча; τ_{LOS} – время распространения прямого луча; K – количество отраженных лучей; H_1, H_2, \dots, H_K – коэффициенты затухания отраженных лучей.

Предположим, что количество кластеров $L=1$ и обозначим $H_{LOS}=H_0$, $\tau_{LOS}=\tau$, $\tau_0=0$. Тогда из (6), (2) и (3):

$$y(t) = \sum_{k=0}^K H_k x(t - \tau - \tau_k) + \sum_{k=0}^K H_k^{(z)} z(t - \tau^{(z)} - \tau_k^{(z)}) + n(t), \quad (7)$$

$$w(t) = \sum_{k=0}^K H_k^{(w)} x(t - \tau^{(w)} - \tau_k^{(w)}) + n(t), \quad (8)$$

где $\tau^{(z)}$ – время распространения луча от постановщика помех до легитимного приёмника; $\tau^{(w)}$ – время распространения луча в отводном канале; $H^{(z)}$ – коэффициент затухания луча в канале «постановщик помех – легитимный приёмник»; $H^{(w)}$ – коэффициент затухания луча в отводном канале.

Как было показано в [7], интервалы прихода лучей одного кластера одинаковы, т. е.

$$\tau_k = k\tau_1. \quad (9)$$

Предположив, что помеха отсутствует, $w(t)=0$, и подставив выражение (9) в формулу (7) получим

$$y(t) = \sum_{k=0}^K H_k x(t - \tau - k\tau_1) + n(t). \quad (10)$$

Первое слагаемое является математической моделью дискретного КИХ-фильтра. Используя подстановку (12) и (13), получим:

$$\tilde{y}(m) = \sum_{k=0}^K H_k x(m - k\tau_1), \quad (11)$$

$$m = t - \tau, \quad (12)$$

$$y(t) = \tilde{y}(t - \tau) + n(t), \quad (13)$$

Таким образом, канал распространения может быть представлен в виде дискретного КИХ-фильтра.

Реализация имитационной модели в среде Matlab

Рассмотрим случай, когда количество антенн на передатчике и легитимном приёмнике одинаково $M=N=2$, а на нелегитимном приёмнике одна антенна. Тогда схема системы MIMO с отводным каналом будет иметь вид, приведенный на рис. 3.

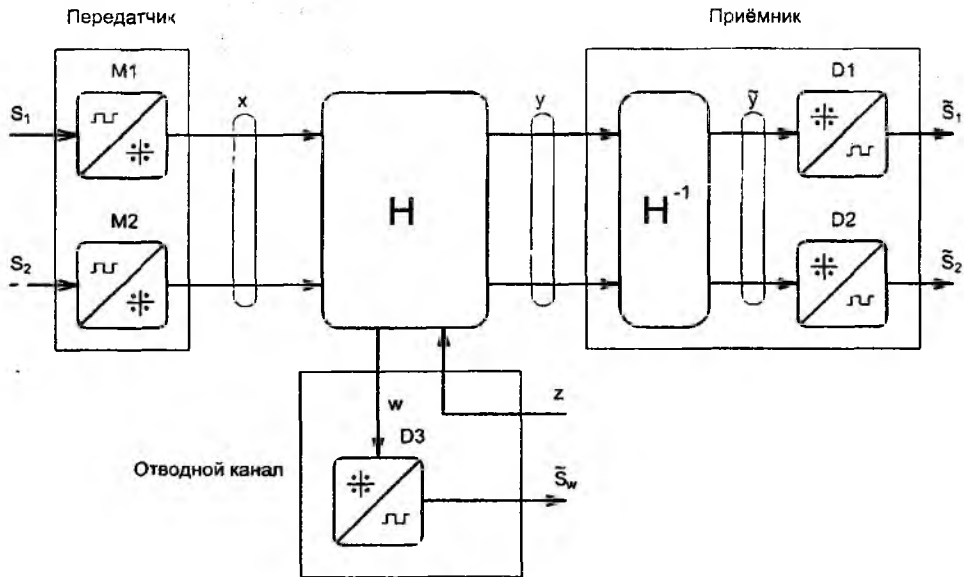


Рис. 3

На рис. 3 представлены следующие элементы модели: M_1 и M_2 – модуляторы; D_1 , D_2 , D_3 – демодуляторы; S_1 , S_2 – входные битовые последовательности; \tilde{S}_1 , \tilde{S}_2 – выходные битовые последовательности; \tilde{S}_w – битовая последовательность на выходе отводного канала.

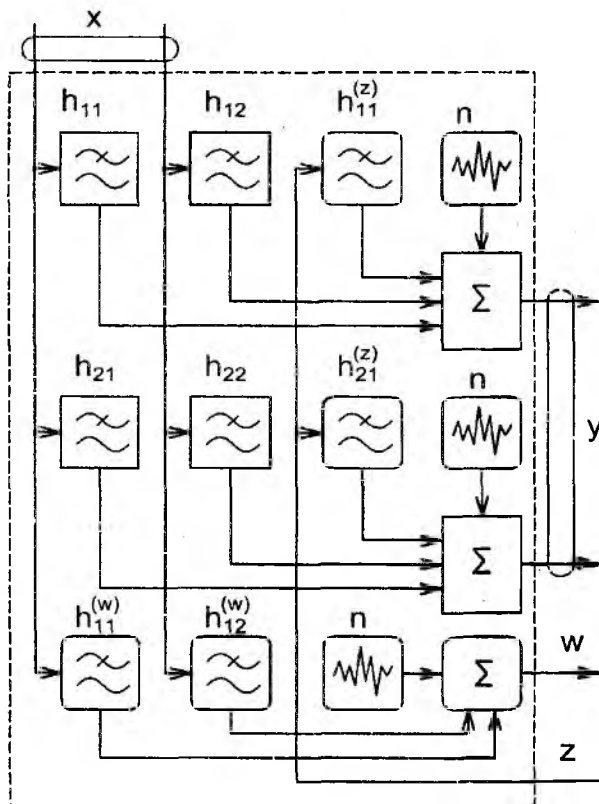


Рис. 4

Основу модели составляет блок H , имитирующий работу канала во временной области. Реализация этого блока представлена на рис. 4. Элементы h_{11} , h_{12} , h_{21} , h_{22} , $h_{11}^{(w)}$, $h_{12}^{(w)}$, $h_{11}^{(z)}$, $h_{21}^{(z)}$ являются КИХ-фильтрами, импульсная характеристика которых рассчитывается на основе модели [8], построенной в среде Matlab. Сигнал на входе легитимного приёмника y состоит из суммы сигналов: два основных сигнала от передающих антенн x , пропущенных через фильтр, имитирующий основной канал распространения $A-B$ – h ; мешающего воздействия z , пропущенного через фильтр, имитирующий канал $(C-B)$ – $h^{(z)}$; шум n .

Элементы h_{11} , h_{12} , h_{21} , h_{22} – элементы основного канала $(A-B)$; $h_{11}^{(w)}$, $h_{12}^{(w)}$ – элементы отводного канала $(A-C)$; $h_{11}^{(z)}$, $h_{21}^{(z)}$ – элементы канала помехи $(C-B)$; n – источники нормального гауссового шума с нулевым математическим ожиданием.

Верификация модели

Для верификации математической имитационной модели, построенной в среде Matlab, рассмотрим случай, когда в канале передачи отсутствуют отражения и помехи, а антенные решетки расположены перпендикулярно направлению распространения. График зависимости вероятности битовой ошибки BER от отношения сигнал/шум E_b/N_0 для такого случая, согласно [9], изображен на рис. 5 сплошной линией, а результаты моделирования по предложенной модели обозначены на рис.5 пунктирной линией.

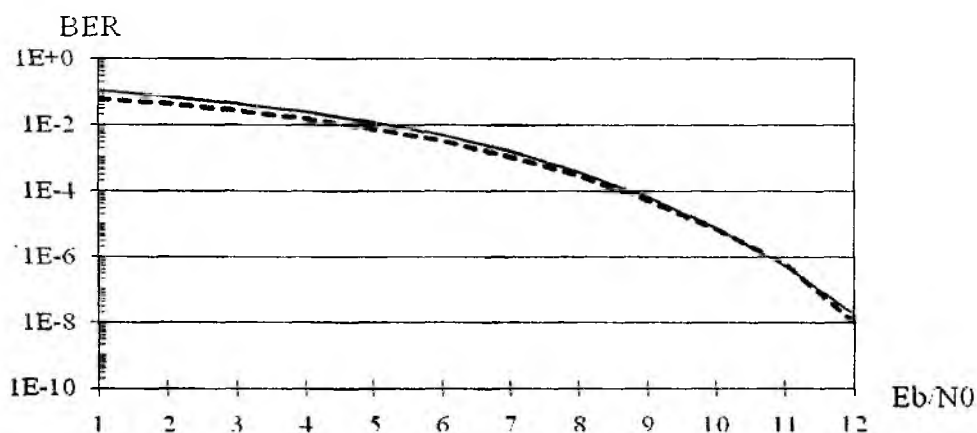


Рис. 5

Результаты моделирования повторяют теоретические данные, что говорит об адекватности предложенной модели.

Заключение

Получена имитационная модель, которая позволяет учесть влияние отводного канала на работу системы MIMO на физическом уровне. Предлагаемая модель, в отличие от известных, позволяет оценить влияние отводного канала на защищенность легитимного канала связи.

Данная модель верифицирована и может быть использована для расчёта защищенности каналов с различной геометрией и прогнозирования их слабых мест.

Дальнейшим развитием модели является учёт взаимного влияния антенн приёмника и передатчика, учёт взаимного влияния антенн в антенной решетке, а также их поляризации и направленности, учёт изменения фазы при отражении от кластеров, а также учёт движения кластеров и абонентов в системе передачи.

Данные численных экспериментов, полученные на этой модели, будут приведены во второй части статьи.

Список литературы: 1. Сердюков П.Н., Бельчиков А.В., Дронов А.Е. и др. Защищенные радиосистемы цифровой передачи информации. – М.: АСТ, 2006. – 403 с. 2. Wyner A.D. The wire-tap channel // Bell System Technical Journal. – 1975. – Vol. 54, № 8. – pp. 1355–1387. 3. Oggier F, Hassibi B. The MIMO Wiretap Channel // ISCCSP 2008. – Malta, 2008. – P. 213–218. 4. Khisti A., Wornell G., Wiesel A., Eldar Y. On the Gaussian MIMO Wiretap Channel // IEEE Int. Symposium on Inf. Theory. – Nice, 2007. – P. 2471–2475. 5. Erceg V. Indoor MIMO WLAN Channel Models // IEEE 802.11-03/940r4. – 2004. 6. Saleh A.A.M., Valenzuela R.A. A statistical model for indoor multipath propagation // IEEE J. Select. Areas Comm. – 1987. – T. 5. – P. 128–137. 7. Medbo J., Schramm P. Channel models for HIPERLAN-2 // ETSI/BRAN document no. 3ERI085B. – 1998. 8. Schumacher L. WLAN MIMO Channel Matlab program. http://www.info.fundp.ac.be/~lsc/Research/IEEE_80211_HTSG_CMSC/distribution_terms.html. 9. Proakis, J. G. Digital Communications. 4th ed. – McGraw-Hill, 2001. – P. 271-272.

Харьковский национальный
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 15.01.2011

MATHEMATICAL MODELING OF A RESISTIVE CONE WITH A LONGITUDINAL SLOT EXCITATION BY A MONOCHROMATIC SOURCE

Introduction

The electromagnetic waves scattering problems on perfectly conducting structures are considered to be thoroughly investigated ones in the diffraction theory [1], [2]. However the investigation results of the electromagnetic waves scattering problems on imperfectly conducting and, in particular, resistive surfaces are of higher interest for application in modern radio technology, radiophysics, optics, radioelectronics [3]. Conical surfaces can be considered as models of the modern wide-band and superwideband antennas. The edges, slots and apexes presence on such surfaces complicates the corresponding problem solutions significantly, though such surface peculiarities are of great demand for practical applications. The investigation results of the waves diffraction problem on an isotropic impedance cone are given in [4]. The surface properties were modeled by means of one-sided Shchukin-Leontovich boundary conditions [5]. These conditions did not include the cone surface curvature. The surface curvature consideration allows the scattering properties of the corresponding structure studying in more details. Such boundary conditions had been obtained for the cylindrical and spherical surfaces [6], [7]. The authors of [8], [9] offered the corresponding boundary conditions of impedance type for the conical surface. Resistivity is considered as a specific case of impedance.

The purpose of this work is to build a mathematical model for a problem of a resistive cone with one longitudinal slot excitation by a magnetic radial dipole provided that the two-sided impedance boundary conditions including the cone curvature parameter are set on the conical surface.

Problem Statement and Solution Algorithm

The problem of a single resistive cone with a longitudinal slot excitation is considered. (Fig.1).

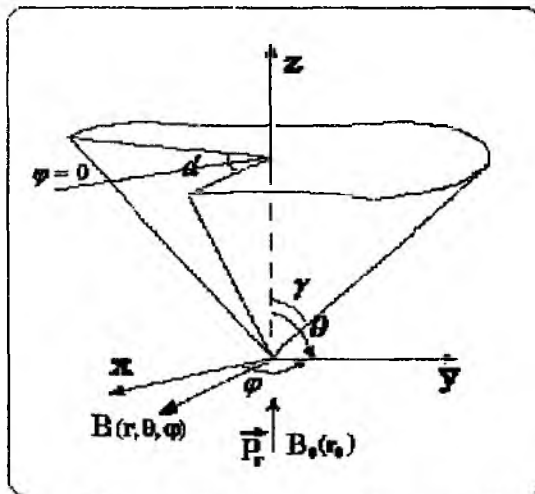


Fig.1. Single resistive cone with longitudinal slot

The conical structure is excited by a magnetic radial dipole. The field of the dipole is changed according to a time-harmonic law $e^{j\omega t}$, $a = \pm 1$. The axial-symmetric case of the excitation is considered. The spherical coordinate system r, θ, φ is considered. The beginning of the coordinate system is settled in the cone apex. The conical surface Σ is defined by the $\theta = \gamma$ equation. d is the angular slot width, the middle of the slot goes through the $\varphi = 0$ plain. The sought full electromagnetic field \vec{E}, \vec{H} that includes the source field \vec{E}_0, \vec{H}_0 and the scattered by the conical surface one \vec{E}_1, \vec{H}_1 that is represented as follows:

$$\vec{E} = \vec{E}_0 + \vec{E}_1,$$

$$\vec{H} = \vec{H}_0 + \vec{H}_1,$$

satisfies:

1. Maxwell's equations;
2. Boundary condition on the conical surface

$$\begin{cases} \vec{n} \times \left\{ \vec{n} \times [\vec{E}^+ + \vec{E}^-] \right\} = -2wR \frac{1}{\sin \gamma} \vec{n} \times [\vec{H}^+ - \vec{H}^-], \\ \vec{n} \times \vec{E}^+ - \vec{n} \times \vec{E}^- = 0; \quad \Sigma: \theta = \gamma; \end{cases}$$

$$R = \zeta qr, \quad q = iak, \quad R = R_1 + iaR_2, \quad R_1 \geq 0, \quad \vec{E}^\pm = \vec{E}|_{\theta=\gamma \pm 0};$$

3. Condition at the infinity;
4. Finite stored energy condition.

In order to make the problem solution more convenient, the Debye's potentials are used [8]. Thus, the original electromagnetic problem is reduced to an initial-boundary problem of mathematical physics. The Debye's potentials are considered according to the full field structure. The sought ones are those corresponding to the scattered field. After the Kontorovich-Lebedev integral transforms are used to separate the variables, the following expressions for the sought Debye's potential v_1 are obtained:

$$\begin{aligned} v_1 &= \frac{2}{\pi^2} \int_0^{+\infty} \tau \operatorname{sh}(\pi\tau) \hat{v}_1 \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} d\tau, \\ \hat{v}_1 &= \frac{2}{\pi^2} \int_0^{+\infty} v_1 \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} d\tau, \end{aligned}$$

where

$$\hat{v}_1 = -a_{0,\tau} b_{0,\tau} U_{0,\tau}(\theta, \varphi), \quad b_{0,\tau} = \frac{d}{d\gamma} P_{-1/2+i\tau}(\cos \gamma),$$

$$U_{0,\tau}(\theta, \varphi) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x_n \frac{P_{-1/2+i\tau}^n(\pm \cos \theta)}{\frac{d}{d\gamma} P_{-1/2+i\tau}^n(\pm \cos \gamma)} e^{in\varphi}, \quad (1)$$

$K_{i\tau}(qr)$ is the McDonald's function, $a_{0,\tau}$ is a known coefficient, $P_{-1/2+i\tau}^n(\pm \cos \theta)$ is the Legendre function of the first kind. The «+» sign in (1) is for the $0 < \theta < \gamma$ area characterization, and the «-» one is for the $\gamma < \theta < \pi$ area. x_n are unknown coefficients that can be found from the following system of functional equations:

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left(1 + 2\zeta(\tau^2 + 1/4) \frac{|n|}{n^2} (1 - \varepsilon_n) \right) x_n e^{in\varphi} = 1, \quad d/2 < |\varphi| \leq \pi, \quad (2)$$

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{|n|}{n^2} (1 - \varepsilon_n) x_n e^{in\varphi} = 0, \quad |\varphi| < d/2, \quad (3)$$

where ε_n is a known matrix coefficient, $\varepsilon_n = O(n^2)$ provided that $n \gg 1$.

Let's introduce the following coefficient for convenience:

$$\begin{aligned} y_n &= \left(1 + 2\zeta(\tau^2 + 1/4) \frac{|n|}{n^2} (1 - \varepsilon_n) \right) x_n - \delta_n^0, \\ x_n &= \frac{1}{1 + 2\zeta(\tau^2 + 1/4) \frac{|n|}{n^2} (1 - \varepsilon_n)} (y_n + \delta_n^0), \end{aligned}$$

where

$$\delta_n^0 = \begin{cases} 0, & n \neq 0, \\ 1, & n = 0 \end{cases}$$

and the following function:

$$D_{i\tau}^{(n)} = \frac{|n|}{n^2} (1 - \varepsilon_n),$$

The system (2). (3) can be represented as shown below:

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} y_n e^{in\varphi} = 0, \quad d/2 < |\varphi| \leq \pi,$$

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{|n|}{n^2} (1 - \varepsilon_n) \frac{1}{1 + 2\zeta(\tau^2 + 1/4) D_{i\tau}^{(n)}} y_n e^{in\varphi} =$$

$$= - \frac{D_{i\tau}^{(0)}}{1 + 2\zeta(\tau^2 + 1/4) D_{i\tau}^{(0)}}, \quad |\varphi| < d/2.$$

This system of linear algebraic equations is not stable. Thus, one should regularize it. After the method of the Riemann-Hilbert problem [10] is applied, the following second kind system of linear algebraic equations of the Fredholm type (SLAE-2) is derived:

$$\left(-\ln \frac{1-u}{2} + \frac{D_{i\tau}^{(0)}}{1 + 2\zeta(\tau^2 + 1/4) D_{i\tau}^{(0)}} \right) y_0 = -t_{i\tau}^{(0)} + \frac{1}{2} \sum_{p \neq 0} y_p \frac{1}{p} \tilde{f}_p [P_p(u) + P_{p-1}(u)],$$

$$u = \cos \frac{d}{2}, \quad \tilde{f}_p = \frac{|p|}{p} \varepsilon_p + 2\zeta(\tau^2 + 1/4) p D_{i\tau}^{(p)} t_{i\tau}^{(p)},$$

$$t_{i\tau}^{(p)} = \frac{D_{i\tau}^{(p)}}{1 + 2\zeta(\tau^2 + 1/4) D_{i\tau}^{(p)}}, \quad D_{i\tau}^{(0)} = - \frac{ch\pi\tau}{\pi \sin^2 \gamma} \frac{1}{\frac{d}{d\gamma} P_{-1/2+i\tau}(\cos \gamma) \frac{d}{d\gamma} P_{-1/2+i\tau}(-\cos \gamma)},$$

$$y_n = \sum_{p=-\infty}^{+\infty} \tilde{f}_p V_{n-1}^{p-1}(u) y_p + y_0 P_n(u)$$

where $V_{n-1}^{p-1}(u)$ is a known function [10]

Narrow slot. Analytical Solution

In case of a narrow slot, i.e. when $d \ll 1$, $1-u \ll 1$, the sought Debye's potential distant from the slot has the following form:

$$v_1 = - \frac{2}{\pi^2} \int_0^{+\infty} \tau sh\pi\tau \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} a_{0,\tau} b_{0,\tau} \frac{1}{D_{i\tau}^{(0)}} \frac{P_{-1/2+i\tau}(\pm \cos \theta)}{1 - 2T_{i\tau}^{(0,1)} \sum_{p=1}^{+\infty} \frac{1}{p} \tilde{f}_p} \Phi_{i\tau}^{(0,1)} \frac{d}{d\gamma} P_{-1/2+i\tau}(\pm \cos \theta) d\tau -$$

$$- \frac{1}{\ln \frac{1-u}{2}} \frac{2}{\pi^2} \int_0^{+\infty} \tau sh\pi\tau \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} a_{0,\tau} b_{0,\tau} \frac{2}{D_{i\tau}^{(0)}} \sum_{p=1}^{+\infty} \frac{1}{p} \tilde{f}_p \frac{P_{-1/2+i\tau}(\pm \cos \theta)}{1 - 2T_{i\tau}^{(0,1)} \sum_{p=1}^{+\infty} \frac{1}{p} \tilde{f}_p} \Phi_{i\tau}^{(0,1)} \frac{d}{d\gamma} P_{-1/2+i\tau}(\pm \cos \theta) d\tau -$$

$$+ \frac{2}{\pi^2} \sum_{n=1}^{+\infty} \cos n\varphi \int_0^{+\infty} \tau sh\pi\tau \frac{K_{i\tau}(qr)}{\sqrt{r}} a_{0,\tau} b_{0,\tau} \frac{1}{D_{i\tau}^{(n)} T_{i\tau}^{(n,1)}} \frac{1}{1 - 2T_{i\tau}^{(0,1)} \sum_{p=1}^{+\infty} \frac{1}{p} \tilde{f}_p} \Phi_{i\tau}^{(0,1)} \times$$

$$\times \frac{P_{-1/2+i\tau}(\pm \cos \theta)}{d \frac{d}{d\gamma} P_{-1/2+i\tau}(\pm \cos \theta)} d\tau \left. \right\} + O(\sqrt[4]{1-u} / \ln(1-u)),$$

$$T_{i\tau}^{(n,1)} = \frac{1}{D_{i\tau}^{(n)}} + 2\zeta(\tau^2 + 1/4), \quad \Phi_{i\tau}^{(n,1)} = \frac{T_{i\tau}^{(n,1)}}{1 - 2T_{i\tau}^{(n,1)}} \sum_{p=1}^{+\infty} \frac{1}{p} \hat{f}_p \ln \frac{1-u}{2}$$

In cases when $\zeta \rightarrow 0$ and $d \rightarrow 0$ the known analytical solutions are obtained [8].

Numerical Results

In this work the condition numbers, modules of the SLAE-2 coefficients and a surface current density component dependencies depending on the problem parameters are obtained.

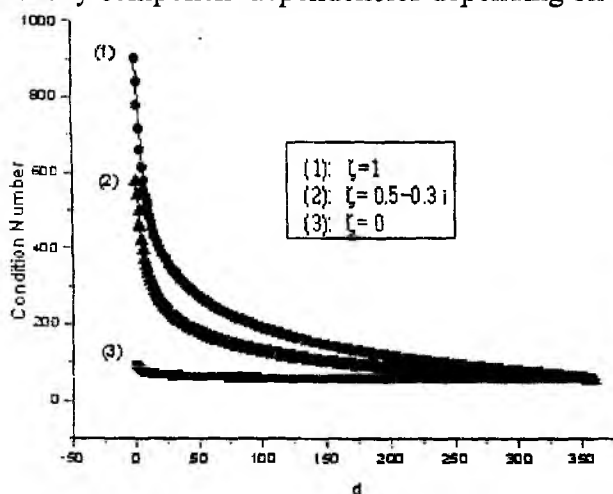


Fig.2. Condition number dependencies on the slot width for different values of the resistivity parameter

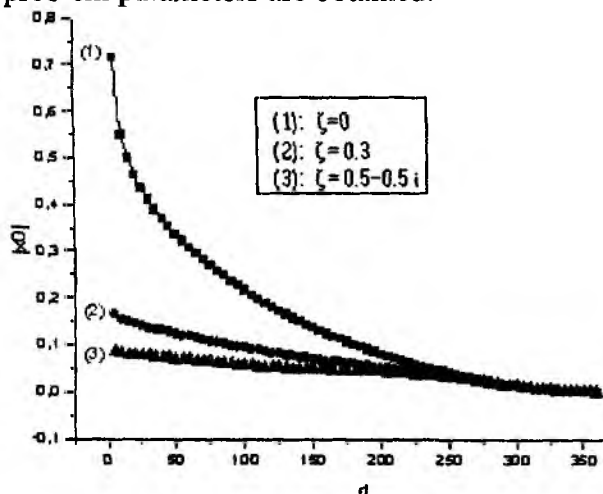


Fig. 3 $|x_0|$ dependencies on the slot width for different values of the resistivity parameter

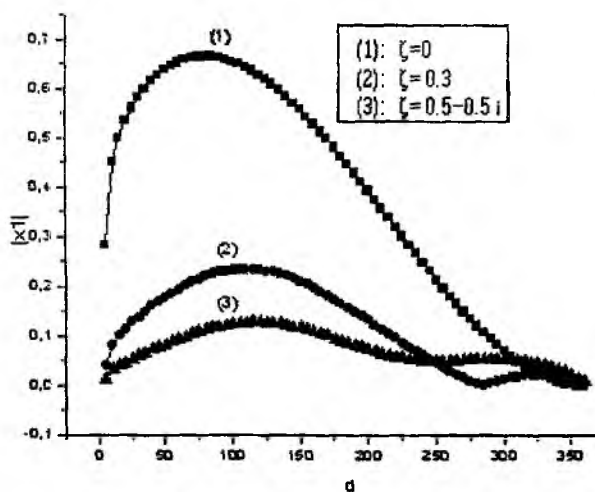


Fig.4. $|x_1|$ dependencies on the slot width for different values of the resistivity parameter

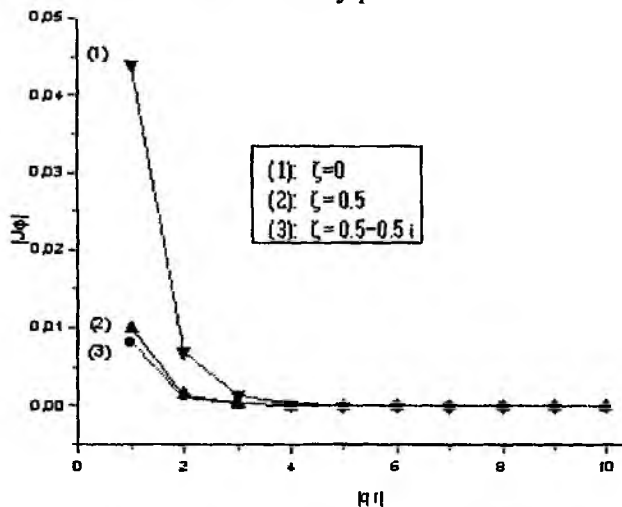


Fig.5. $|J_\varphi|$ on the distance to the cone apex for different values of the resistivity parameter

The dependencies of the condition numbers on the angular slot width and the resistivity parameter values are shown in the fig.2. It can be seen that the system gets worse conditioned as the absolute value of the resistivity parameter $|\zeta|$ increases, the system gets worse conditioned. Also the condition numbers of the corresponding SLAE-2 systems do not differ significantly provided

that $d > 300^\circ$. The graphs of the absolute values of some system coefficients are shown in the fig. 3, 4. It is noticed that the biggest values of the coefficients correspond to the case when the resistivity parameter equals to zero, i.e. in case of the perfectly conducting surface. The values of the coefficients decrease as the $|\zeta|$ value increases. Also these values decrease as the angular slot width decreases. Such fact is caused by the square of the conical surface decreasing. The dependencies of one of the surface current density components $|J_\phi|$ on the $|qr|$ parameter characterizing the distance to the observation point are shown in the fig. 5. We can see that in cases when $|\zeta| \neq 0$ the value of the surface current density component $|J_\phi|$ decreases compared with the similar graph corresponding to the $\zeta = 0$ case. Also the values of $|J_\phi|$ decrease as the signal goes further from the cone apex and gets close to zero for $|qr| > 4$.

Conclusion

In this work the problem of a single resistive cone with a longitudinal slot excitation by the magnetic radial dipole provided that the surface impedance changes depending on the cone curvature changing is investigated for the first time. Such cone surface peculiarities are modeled by means of the specific boundary conditions. The problem is solved by means of the rigorous methods, its solution is unique and stable. The problem solution is based on the Kontorovich-Lebedev integral transforms combined with the regularization procedure by means of the method of the Riemann-Hilbert problem. The numerical solutions for any problem parameters as well as the analytical ones for the specific cases of the structure are obtained. The analysis of the numerical research resulted in the fact that the numerical solutions tend to known analytical ones for the extreme cases of the slot width and resistivity parameter decreasing. This is the proof that the numerical results are correct.

References: 1. Хенл Х., Мауэ А., Вестпфаль К. Теория дифракции: Пер с нем./ Под ред. Г.Д. Малюжинца. – М.: Мир, 1964. – 428с. 2. Фелсен Л., Маркувиц Н. Излучение и рассеяние волн: Пер. с англ. / Под ред. М.Л. Левина. – М.: Мир, 1978. – Т.1. – 552с., Т.2. – 558с. 3. Senior T.B.A., Volakis J.L. Generalized impedance boundary conditions in scattering// Proceedings the IEEE. – 1991. – V.79, №.10. – P.1413-1420. 4. Bernard J.M.L., Lyalinov M.A. Electromagnetic scattering by a smooth convex impedance cone // J. of Appl. Math. – 2004. – V.69. – P.285-333. 5. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. – М: Радио и связь, 1988. – 440с. 6. Кравченко В.Ф. Электродинамика сверхпроводящих структур. Теория, алгоритмы и методы вычислений. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 280с. 7. Ерофеев В.Т., Кравченко В.Ф. Об импедансных граничных условиях, учитывающих кривизну поверхности // ДАН РАН. – 2000. – Т.45. №11. – С.1-7. 8. Дорошенко В.А., Кравченко В.Ф. Дифракция электромагнитных волн на незамкнутых конических структурах. – М.: Физматлит, 2009. – 272с. 9. Дзигора Е.А., Дорошенко В.А., Шимук Ю.Д. Возбуждение идеально проводящего конуса с тонким слоем покрытия // Радиотехника. Вып. 157. – 2009. – С. 67-72. 10. Шестопалов В.П. Метод задачи Римана – Гильберта в теории дифракции и распространения электромагнитных волн. – Харьков: Изд-во Харьк. ун-та, 1971. – 400с.

Харьковский национальный
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 27.01.2011

ПОВЫШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ОЦЕНОК СПЕКТРОВ АДДИТИВНЫХ ПРОЦЕССОВ

Введение

Случайные процессы, исследуемые в радиотехнике, часто образованы суммированием нескольких зависимых или независимых между собой процессов. Такие процессы встречаются в радиолокации, гидролокации и др. К ним также относятся процессы, формирующиеся в системах несколькими входами и одним выходом [1]. Результирующий аддитивный процесс может содержать несколько мод в спектре. При получении параметрического спектра многомодовых процессов используются модели линейного предсказания порядков больше двух. Однако сумма процессов линейного предсказания не является истинным классическим процессом линейного предсказания [2]. Для него невозможно указать порядок модели и вычислить параметры модели, зная параметры моделей составляющих его процессов. Это может быть причиной снижения точности спектральной оценки и ее разрешающей способности.

В статье рассматриваются принципы построения аддитивных моделей авторегрессии стационарных аддитивных процессов в случае известных составляющих процессов. Предложены уравнения для вычисления параметров аддитивных моделей, состоящих из моделей линейного предсказания одинакового ранга методом Юла-Уокера и с использованием алгоритма Берга. Найдено выражение параметрической спектральной оценки на основе аддитивной модели. Рассмотрен пример построения присоединенной модели $AR_1(2)+AR_2(2)$. Проведен сравнительный анализ спектрального разрешения, полученного с использованием оценок параметров методом Юла-Уокера и алгоритма Берга по классической АР модели, с аналогичными оценками, полученными по аддитивной модели.

Аддитивные процессы линейного предсказания

Формирующий фильтр для аддитивного процесса линейного предсказания представлен на рис. 1. Порождающим процессом на входе формирующего фильтра является гауссов или негауссов белый шум. Выходом формирующего фильтра будет аддитивный гауссов или негауссов статистически связанный процесс.

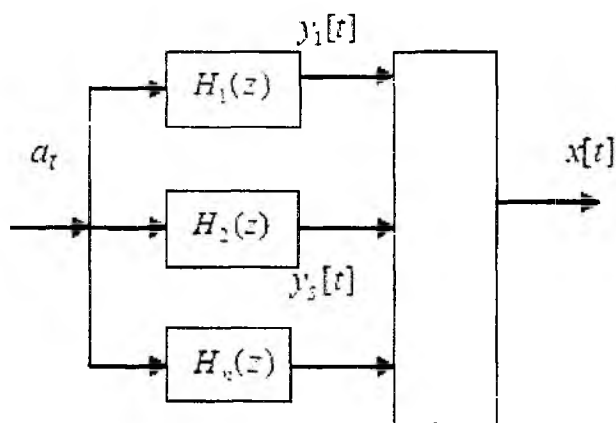


Рис. 1

Аддитивный стационарный случайный процесс описывается уравнением

$$x[t] = H(z)a[t], \quad (1)$$

где $a[t]$ – гауссов или негауссов случайный процесс типа белого шума, $H(z)$ – рациональная системная функция

$$H(z) = H_1(z) + H_2(z) + \dots + H_n(z). \quad (2)$$

Формирующие фильтры 1, 2, ..., n, представленные на рис. 1, могут быть формирующими фильтрами АР, СС или АРСС. Параметры этих фильтров, определяющие системную функцию аддитивной модели $H(z)$, задаются либо исходя из формы спектра выходного процесса $x[t]$, либо вычисляются заранее как выборочные значения реального моделируемого процесса. Из (1) и (2) следует, что результирующий процесс $x[t]$ может быть представлен аддитивным набором случайных процессов

$$\begin{aligned} x[t] &= [H_1(z) + H_2(z) + \dots + H_n(z)]a[t] = H_1(z)a[t] + H_2(z)a[t] + \dots + \\ &+ H_n(z)a[t] = y_1[t] + y_2[t] + \dots + y_n[t], \end{aligned} \quad (3)$$

где $y_i[t]$ – составляющие сложного случайного процесса $x[t]$. Полагаем, что они являются процессами линейного предсказания. Будем называть случайный процесс (1), удовлетворяющий указанным выше свойствам, аддитивным процессом линейного предсказания.

Аддитивная модель АР₁(2)+ АР₂(2)

Рассмотрим принципы построения аддитивной модели на примере модели АР₁(2)+АР₂(2), у которой порядки составляющих моделей $p_1 = 2$, $p_2 = 2$. Пусть известны выборки составляющих аддитивного случайного процесса $y_1[t]$ и $y_2[t]$. Тогда составляющие присоединенной модели $y_1[t]$ и $y_2[t]$ описываются моделями АР₁(2) и АР₂(2):

$$y_1[t] = \sum_{i=1}^2 \Phi_1[i]y_1[t-i] + a[t], \quad y_2[t] = \sum_{n=1}^2 \Phi_2[n]y_2[t-n] + a[t]. \quad (4)$$

Из (3) и (4) получаем разностное уравнение аддитивной модели АР₁(2)+ АР₂(2)

$$x[t] = \sum_{i=1}^2 \Phi_1[i]y_1[t-i] + \sum_{n=1}^2 \Phi_2[n]y_2[t-n] + 2a[t]. \quad (5)$$

Для нахождения параметров аддитивной модели (5) умножим левую и правую части уравнений (4а) и (4б) на $y_1[t-j]$ и $y_2[t-k]$ соответственно, а затем усредним. В результате получим две системы уравнений:

$$R_1[j] = \sum_{i=1}^{p_1} \Phi_1[i]R_1[j-i], \quad R_2[k] = \sum_{n=1}^{p_2} \Phi_2[n]R_2[k-n], \quad (6)$$

где $R_1[j] = E\{y_1[t]y_1[t-j]\}$, $R_2[k] = E\{y_2[t]y_2[t-k]\}$. Для нахождения системы уравнений (6) использовалось условие оптимальности моделей:

$$E\{a[t]a[t-j]\} = 0, \quad E\{a[t]y_1[t-j]\} = 0, \quad E\{a[t]y_2[t-k]\} = 0 \quad \text{при } j \neq 0, \quad k \neq 0.$$

Уравнения для расчета параметров модели АР₁(2)+АР₂(2) можно представить в матричном виде

$$\bar{\Phi}_1 = R_1^{-1}\bar{R}_1[j-i], \quad \bar{\Phi}_2 = R_2^{-1}\bar{R}_2[k-n]. \quad (7)$$

Квадрат амплитудно-частотной характеристики формирующего фильтра, состоящего из двух параллельно включенных фильтров,

$$|H(f)|^2 = |H_1(f)|^2 + |H_2(f)|^2 + 2|H_1(f)||H_2(f)|. \quad (9)$$

Выражение для параметрической оценки спектра аддитивного процесса линейного предсказания $AP_1(2)+AP_2(2)$, описываемого уравнением (5), получено из (9) с использованием системной функции модели AP [3]

$$P(f) = \frac{D_a}{\left| \sum_{n=0}^2 \Phi_1[i] e^{-j2\pi f iT} \right|^2} + \frac{D_a}{\left| \sum_{n=0}^2 \Phi_2[n] e^{-j2\pi f nT} \right|^2} + \frac{2D_a}{\left| \sum_{i=0}^2 \Phi_1[i] e^{-j2\pi f iT} \right| \left| \sum_{n=0}^2 \Phi_2[n] e^{-j2\pi f nT} \right|} \quad (10)$$

Последнее слагаемое в (10) характеризует взаимный спектр процессов $y_1[t]$ и $y_2[t]$.

Анализ разрешающей способности параметрической оценки спектров на основе аддитивной модели

Методом статистического моделирования был проведен сравнительный анализ разрешающей способности четырьмя способами: спектральной оценки с помощью классической модели AP(4), на основе алгоритма Берга, по аддитивной модели $AP_1(2)+AP_2(2)$ и по аддитивной модели, выборочные коэффициенты которой рассчитывались по формуле Берга. Хотя авторегрессионные методы спектрального анализа предлагались многим авторами, например Е. Парзеню, лишь после работ Д. Берга, предложившего методы, обеспечивающие высокое спектральное разрешение для выборок ограниченной длины, параметрическое спектральное оценивание получило широкое распространение и развитие.

Эффективные методы решения уравнения Юла–Уокера были предложены Н. Левинсоном на основе теплицевых свойств корреляционной матрицы. Для спектрального оценивания применялся алгоритм Левинсона–Дарбина, позволяющий рекуррентно вычислять коэффициенты AP. Он описывается системой уравнений:

$$\Phi_n[i] = \Phi_{n-1}[i] + K[n]\Phi_{n-1}[n-i], \quad (\sigma_{a,n})^2 = (1 - \Phi_n^2[n]) (\sigma_{a,n-1})^2,$$

с инициацией

$$\Phi_1[1] = \frac{-R_1}{(\sigma_x)^2}, \quad (\sigma_{a,1})^2 = (1 - \Phi_1^2[1]) (\sigma_x)^2, \quad n = 2, \dots, p,$$

где σ_x – СКО процесса, $\sigma_{a,n}$ – СКО ошибки предсказания для модели AP n -го порядка, $K[n]$ – коэффициенты отражения n -го звена решетчатого фильтра, вычисляемые в данном случае по формуле Берга

$$K[n] = \frac{-2 \sum_{t=n+1}^N a_{n-1}[t] b_{n-1}[t-1]}{\sum_{t=n+1}^N |a_{n-1}[t]|^2 + \sum_{t=n+1}^N |b_{n-1}[t-1]|^2}, \quad (11)$$

где $a_{n-1}[t], b_{n-1}[t-1]$ – ошибки прямого и обратного предсказания n -го звена решетчатого фильтра.

Разрешающая способность анализировалась на случайном процессе, представляющем собой сумму двух процессов AP с параметрами спектра $f_1 = 150$, $df_1 = 2$, $f_2 = 180$, $df_2 = 2$, при частоте дискретизации равной 1000. Коэффициенты AP, соответствующие заданным параметрам спектра были получены по методу, предложенному в [4]. Для каждого метода были получены 50 выборок, каждая из которой содержала по 100 отсчетов. Выборки были сформированы по разным реализациям белого гауссова шума. На рис. 2 показан истинный спектр модели $AP_1(2)+AP_2(2)$, рассчитанный по формуле (10).

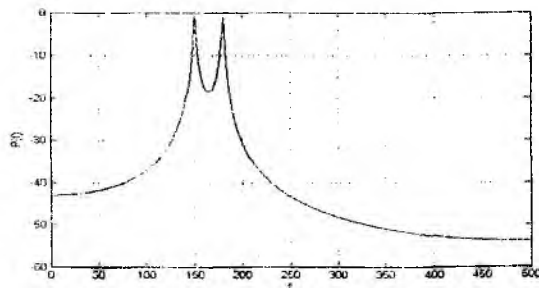


Рис. 2

На рис. 3 показаны спектры аддитивного процесса, если параметры модели $AR(6)$ найдены по методу Юла-Уоккера. На рис. 4 представлены результаты параметрического спектрального оценивания с высоким разрешением по гармоническому алгоритму Берга, в котором учитывались шесть коэффициентов отражения. Как видно из рисунков, эти два метода не дают хорошего разрешения для выбранных параметров спектра.

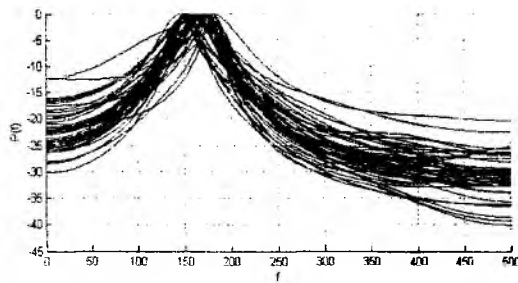


Рис.3

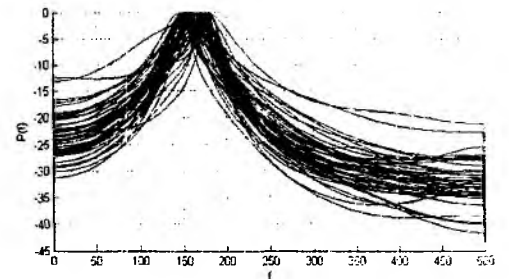


Рис.4

На рис. 5 показаны спектральные оценки по аддитивной модели, параметры которой рассчитаны по формуле (6). Результаты спектрального разрешения с использованием аддитивной модели, выборочные коэффициенты которой были найдены по формуле Берга (11), представлены на рис. 6. Порядки составляющих моделей аддитивного процесса составляли: $p_1 = 2$, $p_2 = 2$. Анализ графиков на рис. 5 и 6 показывает, что применение аддитивной модели дает лучшее разрешение по сравнению с классическими параметрическими методами высокого разрешения.

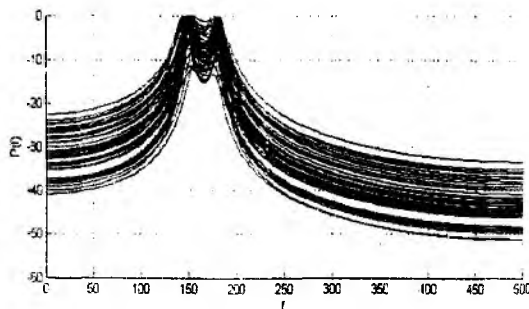


Рис. 5

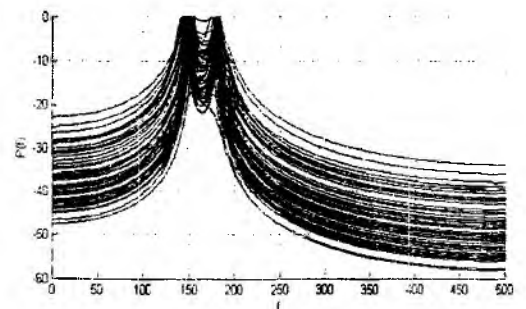


Рис. 6

Выводы

Предложено описывать аддитивные процессы аддитивными моделями линейного предсказания. Получены выражения для спектрального оценивания для аддитивной модели

$AR_1(2)+AR_2(2)$. Показана полезность модели для спектрального анализа, в частности для повышения разрешающей способности. Проведен сравнительный анализ спектрального разрешения на основе классической и аддитивной моделей линейного предсказания. Продемонстрировано преимущество разрешения спектров, полученных с помощью аддитивных моделей.

Список литературы: 1. Бендат Д., Пирсол А. Применение корреляционного и спектрального анализа. – М.: Мир, 1983. – 312 с. 2. Бокс Дж., Дженкинс Г. Анализ временных рядов: Пер. с англ. – М.: Мир, 1974. – Вып.1. – 406с. 3. Марпл.-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990. – 584 с. 4. Тихонов В.А., Русановский Д.Е., Тихонов Д.В. Генерирование узкополосных имитационных случайных процессов // Радиотехника и информатика. – 1999. – №4. – С. 83–85.

*Харьковский национальный
университет радиотехники*

Поступила в редколлегию 15.02.2011

СИНХРОНИЗИРОВАННЫЙ АВТОГЕНЕРАТОР С ФАЗОВОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ, ПРОПОРЦИОНАЛЬНОЙ СДВИГУ ФАЗЫ

Введение

Изучение явления синхронизации имеет важное значение для решения широкого круга научно-прикладных проблем. Широкое применение автогенераторов в режиме синхронизации в радиотехнике, связи, информационно-измерительной технике, автоматике обусловлено их значительными функциональными возможностями. Они, как известно, позволяют производить усиление и демодуляцию АМ, ЧМ и ФМ сигналов, фазовую коррекцию, нелинейную фильтрацию, преобразование малых изменений частоты сигнала синхронизации в фазовый сдвиг и многое другое [1 – 7]. Используются они и для моделирования гидродинамических, химических и биологических аналогов, где служат средством для решения общефизических задач теории неравновесных сред. Введение фазовой обратной связи позволило существенно расширить функциональные возможности, как отдельных автоколебательных элементов, так и указанных систем в целом, поскольку привело не только к улучшению известных характеристик, но и к появлению новых свойств.

В связи с этим, целью данной статьи является исследование влияния фазовой обратной связи (ФОС) пропорциональной сдвигу фазы на характеристики синхронизированного на основном тоне одноконтурного LC-автогенератора.

Формирование фазовой обратной связи

Рассмотрим синхронизированный на основном тоне одноконтурный LC-автогенератор, в котором фазовая обратная связь пропорциональна сдвигу фазы между сигналом автогенератора и внешним сигналом синхронизации. Структурная схема такого устройства представлена на рис. 1, принципиальная схема автогенератора на рис. 2.

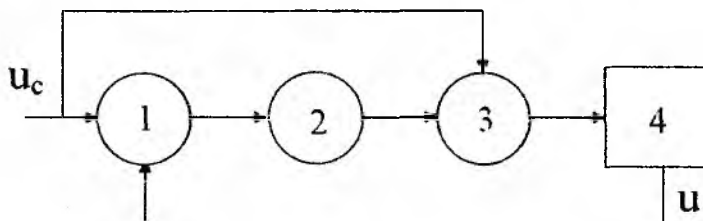


Рис. 1. Структурная схема синхронизированного автогенератора с обратной связью пропорциональной сдвигу фазы:

- 1 – фазовый детектор; 2 – масштабный усилитель;
3 – фазовый модулятор; 4 – автогенератор

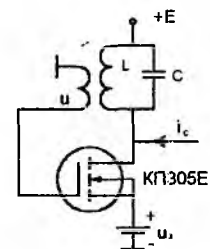


Рис.2. Схема электрическая принципиальная автогенератора

Допустим, что внешний сигнал синхронизации описывается выражением $u_c = A_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$, а сигнал автогенератора может быть представлен соотношением $u = A \cos(\omega_c t + \varphi)$. При формировании обратной связи фазовый детектор 1 выделяет сдвиг фазы между сигналом автогенератора и внешним сигналом синхронизации. Выходное напряжение фазового детектора, пропорциональное этому сдвигу фазы, обрабатывается масштабным усилителем 2. Выходное напряжение этого усилителя, в свою очередь, управляет работой фазового модулятора 3, с помощью которого внешний сигнал синхронизации получает дополнительный фазовый сдвиг $k(\varphi - \varphi_c)$, где k – коэффициент пропорциональности. Сформированный таким образом непосредственный сигнал синхронизации в виде тока $i_c = I_c \cos(\omega_c t + \psi)$, где $\psi = \varphi_c + k(\varphi - \varphi_c)$ поступает в контур автогенератора 4.

Математическая модель автогенератора с ФОС

Рассмотрим, для определенности, автогенератор с трансформаторной обратной связью. Полученные результаты будут справедливы и для других схем одноконтурных автогенераторов.

В процессе разработки математической модели синхронизированного автогенератора с ФОС проходная динамическая характеристика его усилительного элемента аппроксимировалась полиномом четвертой степени $i = a_0 + a_1 u_y + a_2 u_y^2 + a_3 u_y^3 + a_4 u_y^4$, где $u_y = u + u_0$ – управляющее напряжение, u_0 – фиксированное смещение, а u – напряжение положительной обратной связи на входе усилительного элемента, оно же является сигналом автогенератора. Тогда, как известно, можно получить основное нелинейное дифференциальное уравнение, описывающее одноконтурные квазигармонические автогенераторы, синхронизированные на основном тоне,

$$\frac{d^2 u}{d\tau^2} - \varepsilon \frac{\omega_0}{\omega_c} (1 - 2\beta u - 3\gamma u^2 - 4\delta u^3) \frac{du}{d\tau} + \frac{\omega_0^2}{\omega_c^2} u = KR\delta \frac{di_c}{d\tau},$$

где $\varepsilon = \delta\alpha$ – малый параметр; $\tau = \omega_c t$ – безразмерное время; $\alpha = (KR\alpha_0 - 1)$; $\beta = \beta_0 / \alpha_0$; $\gamma = \gamma_0 / \alpha_0$; $\delta = \delta_0 / \alpha_0$; $\delta = 1/Q$; $\alpha_0 = -\alpha_0 + 1/(KR)$; $\delta_0 = a_4$; $\alpha_0 = a_1 + 2a_2 u_0 + 3a_3 u_0^2 + 4a_4 u_0^3$; $\gamma_0 = a_3 + 4a_4 u_0$; $\beta_0 = a_2 + 3a_3 u_0 + 6a_4 u_0^2$; ω_0, R, Q – резонансная частота контура автогенератора, его сопротивление и добротность; $K = M/L$, M – взаимная индуктивность, L – индуктивность контура.

Полагаем также, что $|d\psi/d\tau| \ll 1$. Добротность контуров автогенераторов считаем значительной, сигнал синхронизации малым и постоянной амплитуды. Это позволяет обращаться с амплитудой и фазой колебаний синхронизированного автогенератора как с медленно меняющимися функциями времени, а решение указанного уравнения искать в виде гармонической функции $u = A \cos(\omega_c t + \varphi)$. Далее, используя, например, метод усреднения, приходим к укороченным дифференциальным уравнениям:

$$\begin{aligned} \frac{dy}{d\tau} + \frac{\varepsilon}{2} (y^2 - 1)y &= \frac{\varepsilon B}{2\alpha} \cos[(1-k)\theta^0], \\ \frac{d\theta^0}{d\tau} + \frac{\varepsilon B}{2\gamma\alpha} \sin[(1-k)\theta^0] &= -\frac{\Delta\omega}{\omega_0} - \frac{d\varphi_c}{d\tau}, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\theta^0 = \varphi - \varphi_c$ – фазовый сдвиг колебаний синхронизированного автогенератора относительно исходного сигнала синхронизации, $y = A/A_0$ – безразмерная амплитуда колебаний; $A_0 = \sqrt{4\alpha_0/(3\gamma_0)}$ – амплитуда колебаний автогенератора в автономном режиме; A – амплитуда колебаний автогенератора в режиме синхронизации; $(\Delta\omega/\omega_0) = (\omega_c - \omega_0)/\omega_0$; $B = I_c/I_0 \ll 1$; $I_0 = A_0/(RK)$.

Для малых сигналов синхронизации $B/\alpha \ll 1$. В этом случае из первого уравнения полученной системы следует, что значения безразмерной амплитуды колебаний мало отличаются от единицы. Эти уравнения и являются математической моделью автогенератора с ФОС.

Устойчивость колебаний

Переходим к уравнениям стационарного режима:

$$\begin{aligned} y^3 - y &= \frac{B}{\alpha} \cos[(1-k)\theta^0], \\ \frac{\varepsilon B}{2\gamma\alpha} \sin[(1-k)\theta^0] &= -\frac{\Delta\omega}{\omega_0}. \end{aligned}$$

Рассмотрим устойчивость стационарных колебаний в этом автогенераторе первым методом Ляпунова при условии, что $(1 - k) > 0$. Исследование проведем с помощью линеаризованных уравнений, полученных из системы (1), и описывающих малые возмущения амплитуды δy и фазы $\delta \varphi$ колебаний

$$\begin{aligned}\frac{d(\delta y)}{d\tau} &= a\delta y + b\delta\varphi, \\ \frac{d(\delta\varphi)}{d\tau} &= c\delta y + d\delta\varphi,\end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}a &= -\frac{\varepsilon}{2}(3y^2 - 1), & b &= -\frac{\varepsilon B}{2\alpha}(1 - k)\sin[(1 - k)\theta^0], \\ c &= \frac{\varepsilon B}{2y^2\alpha}\sin[(1 - k)\theta^0], & d &= -\frac{\varepsilon B}{2\alpha y}(1 - k)\cos[(1 - k)\theta^0]\end{aligned}\quad (2)$$

Эта система позволяет получить характеристическое уравнение в виде $\lambda^2 - (a + d)\lambda + ad - bc = 0$. Тогда в соответствии с критерием Рауса – Гурвица для данного характеристического полинома второй степени, в случае устойчивых колебаний, должны выполняться условия

$$-(a + d) > 0 \text{ и } ad - bc > 0 \quad (3)$$

Рассмотрим первое неравенство. Подставляя выражения для a и d , запишем его следующим образом:

$$\frac{\varepsilon B}{2\alpha y}(1 - k)\cos[(1 - k)\theta^0] > -\frac{\varepsilon}{2}(3y^2 - 1).$$

При $(1 - k) > 0$ т.е. $k < 1$ можно записать

$$\cos[(1 - k)\theta^0] > -\frac{3y^2 - 1}{B/(\alpha y)(1 - k)}. \quad (4)$$

Правая часть неравенства меняется от очень большой по модулю отрицательной величины, при стремлении параметра k к единице, до малой по модулю отрицательной величины, стремящейся к нулю, когда параметр k стремится к $-\infty$. Неравенство (4) выполняется при любых значениях аргумента тригонометрической функции, если правая часть его отрицательна и меньше 1. В противном случае соотношение (4) справедливо для значений аргумента тригонометрической функции удовлетворяющих выражению

$$-\left|\arccos\left(-\frac{3y^2 - 1}{B/(\alpha y)(1 - k)}\right)\right| \leq (1 - k)\theta^0 \leq \left|\arccos\left(-\frac{3y^2 - 1}{B/(\alpha y)(1 - k)}\right)\right|.$$

Из этого соотношения следует, что диапазон изменения выражения $(1 - k)\theta^0$ меняется от $-\pi/2 \leq (1 - k)\theta^0 \leq \pi/2$ до $-\pi \leq (1 - k)\theta^0 \leq \pi$ в зависимости от величины параметра k .

Для сдвига фаз относительно внешнего сигнала синхронизации приведенное выше неравенство преобразуется к виду

$$-\left|\arccos\left(-\frac{3y^2 - 1}{B/(\alpha y)(1 - k)}\right)\right|/(1 - k) \leq \theta^0 \leq \left|\arccos\left(-\frac{3y^2 - 1}{B/(\alpha y)(1 - k)}\right)\right|/(1 - k).$$

При $k \rightarrow -\infty$ диапазон изменения аргумента тригонометрической функции в этом неравенстве стремится к пределу $(-\pi/2)/(1 - k) \leq \theta^0 \leq (\pi/2)/(1 - k)$.

Определим значение параметра k , при котором правая часть неравенства (4) меньше -1 :

$$-\frac{3y^2 - 1}{B/(\alpha y)(1 - k)} < -1,$$

откуда имеем

$$1 > k > 1 - \frac{3y^2 - 1}{B/(\alpha y)}.$$

Правая часть отрицательна и больше -1 при

$$k < 1 - \frac{3y^2 - 1}{B/(\alpha y)}.$$

Значение параметра $k = 0$ соответствует автогенератору без фазовой обратной связи.

Перейдем теперь к последнему условию $ad - bc > 0$. Подставляя соответствующие выражения из (2), после несложных преобразований, получаем выражение

$$\cos[(1 - k)\theta^0] > -\frac{B/(\alpha y)(\sin[(1 - k)\theta_0])^2}{3y^2 - 1} < 0.$$

Легко видеть, что правая часть этого неравенства слабо зависит от параметра k , отрицательна, за исключением точки $(1 - k)\theta^0 = 0$, и принимает значения, по абсолютной величине, гораздо меньшие единицы для малых сигналов синхронизации. Это означает, что сдвиг фазы меняется в пределах, незначительно превышающих $-\pi/2 \leq (1 - k)\theta^0 \leq \pi/2$ при любых значениях параметра k , соответствующих наличию ФОС.

Сравнивая диапазоны изменения углов сдвига фазы, в которых выполняются оба неравенства (3) легко заметить, что диапазон, в котором они одновременно справедливы, симметричен относительно точки $(1 - k)\theta^0 = 0$ и записывается следующим образом $-\pi/2 \leq (1 - k)\theta^0 \leq \pi/2$.

Исследование математической модели

Для исследования динамических процессов используем метод линейной аппроксимации укороченных уравнений (1). Непосредственно из этих уравнений получаем систему для определения фазовой характеристики

$$y^3 - y = \frac{B}{\alpha} \cos[(1 - k)\theta^0],$$

$$\theta^0 = \frac{1}{1 - k} \arcsin\left[-\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)_{\text{ЭН}} y\right].$$

Аппроксимируем эти уравнения функцией

$$\theta^0 = -\frac{1}{1 - k} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)_{\text{ЭН}} \frac{y_0}{(1 - \Delta_s)},$$

из которой следует дифференциальное уравнение для определения сдвига фазы

$$\frac{d\theta^0}{d\tau} + \xi(1 - \Delta_s)(1 - k)\theta^0 = -\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) - \frac{d\varphi_c}{d\tau}.$$

Выражение, описывающее установление сдвига фазы при $\varphi_c = \text{const}$, $\Delta\omega/\omega_0 = \text{const}$ и $\theta_{(0)}^0 = q$, полученное решением этого уравнения, имеет вид

$$\theta_{(\tau)}^0 = -\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \frac{1}{\xi(1 - \Delta_s)(1 - k)} (1 - \exp(-\xi(1 - \Delta_s)(1 - k)\tau)) + q \exp(-\xi(1 - \Delta_s)(1 - k)\tau)$$

Аналогичное выражение, при отсутствии обратной связи, приведено ниже

$$\theta^0(\tau) = -\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \frac{1}{\xi(1-\Delta_s)} (1 - \exp(-\xi(1-\Delta_s)\tau)) + q \exp(-\xi(1-\Delta_s)\tau) .$$

Определим теперь влияние параметра k . Для $0 < k < 1$ сдвиг фазы и длительность переходного процесса меняются от значений, соответствующих сдвигу фазы колебаний автогенератора без обратной связи ($k = 0$) до очень больших величин, что соответствует влиянию положительной фазовой обратной связи.

Для другого диапазона значений k , ($k < 0$) сдвиг фазы и длительность переходного процесса, как нетрудно заметить, уменьшаются с ростом абсолютного значения этого параметра. Это аналогично влиянию отрицательной фазовой обратной связи первого рода.

Заключение

Использование фазовой обратной связи позволяет в еще большей степени реализовать потенциальные возможности автоколебательных систем. При этом существенную роль играет способ введения фазовой обратной связи. Введение фазовой обратной связи вышеуказанным образом позволяет плавно менять величину коэффициента k , а также его знак (путем изменения порядка подачи сигналов на вход фазового детектора), что дает возможность плавно менять степень влияния фазовой обратной связи в широких пределах и осуществлять плавный переход от одного вида фазовой обратной связи к другому. Следует отметить также, что в отличие от иных способов формирования ФОС, данный способ имеет одинаковую аппаратную реализацию независимо от того отрицательная это обратная связь или положительная.

Список литературы: 1. *Самойленко Ю.И.* Избирательные свойства автоколебательной системы, синхронизированной гармоническим сигналом // Радиотехника и электроника. – 1959. – №1. – С. 39-42. 2. *Khokhlov R.V.* A Method of Analysis in the Theory of Sinusoidal Self-Oscillations // IRE Transactions on Circuit Theory. – 1960. – vol. CT-7, № 4. – pp. 398-413. 3. *Ruthroff C.L.* Injection-Locked Oscillator FM Receiver Analysis // The Bell System Technical Journal. – 1968. – № 7. – pp. 1653-1661. 4. *Toyosaku Isobe.* Power Amplification for FM and PM Signals with Synchronized IMPATT Oscillators // IEEE Trans. – 1970. – vol. MTT-18, №11. – pp. 906-911. 5. *Daikoku K., Mizushima Y.* Properties of Injection Locking in the non-linear oscillator // International Journal of Electronics. – 1974. – vol. 31, №3. – pp. 279-292. 6. *Карпов В.В., Квасов М.Е.* Усилительные свойства синхронизированного автогенератора // Вестн. Моск. ун-та. – 1978. – Сер.3. Физика, астрономия. – Т. 19, № 3. – С. 116-118. 7. *Kazimierczuk M.K., Krizhanovski V.G., Rassokhina J.V., Chernov D.V.* Injection-Locked Class-E Oscillator // IEEE Trans. – 2006. – CAS- I. vol. 53, № 6. – pp. 1214-1222.

Украинская инженерно-педагогическая академия, Харьков

Поступила в редколлегию 23.01.2011

ПРОБЛЕМЫ ВНЕДРЕНИЯ МЕТОДОВ ТЕРМОМЕТРИИ ДЛЯ РЕШЕНИЯ МЕДИЦИНСКИХ ЗАДАЧ

Введение

Температура как показатель используется практически при любых видах медицинской диагностики. Повышенная поверхностная температура тела не является специфическим показателем и может быть связана более чем с 350 заболеваниями [1]. Вместе с тем, повышение температуры поверхности тела может служить сигналом о развитии или о наличии патологических процессов в организме. Более ценную информацию можно получить при длительных измерениях температуры тела человека.

Значительным прогрессом в использовании термометрических методов для диагностики было использование бесконтактных методов измерения температуры тела путем регистрации собственного электромагнитного излучения тела. Эффективным методом контроля температуры на поверхности кожи является тепловидение (регистрация излучения в ИК диапазоне).

Являясь абсолютно безвредным и доступным методом, термография в ИК диапазоне не позволяет контролировать глубинные температуры. Глубинная температура является интегральным показателем уровня биоэнергетических процессов, и может служить показателем морфофункционального состояния тканей. Особое значение метод глубинной термометрии имеет при диагностике онкологических заболеваний [1].

Инвазивные методы измерения глубинных температур применяются в экспериментальной медицине и онкологии. Эти методы остаются наиболее точным способом измерения нагрева новообразований при гипертермии, так как перегрев тканей приводит к некрозу, а недостаточный нагрев тканей не дает терапевтического эффекта.

Аппаратура для всех этих методов представляет собой полую иглу или катетер, на конце которого располагается миниатюрный датчик температуры того или иного вида [2]. Разработка волоконной оптики позволила реализовать несколько способов измерения внутренней температуры. Наиболее перспективным представляется метод, основанный на эффекте изменения времени затухания фотолюминесценции в зависимости от температуры.

Ограничением инвазивных методов, кроме травмирования тканей, является большая вероятность посева онкологических клеток при перемещении датчика от области новообразования до поверхности. Поэтому будущее термометрии за неинвазивными методами – радиотермометрии и акустотермометрии. Широкое их внедрение в медицинскую практику возможно при решении ряда теоретических и технических задач.

Основная часть

Метод радиотермометрии (шумовой термометрии), в отличие от тепловидения, позволяет регистрировать излучение его глубинных слоев. Важно и то, что не требуется тех предосторожностей, которые необходимы при использовании инфракрасного тепловидения (требование теплового равновесия обследуемого с окружающей средой и т.п.).

Как хорошо известно, интенсивность радиоизлучения I в области $h\nu \ll kT$ (ν – частота, k – постоянная Больцмана, h – постоянная Планка, T – температура в шкале Кельвина), пропорциональна T . Таким образом, если температура по глубине распределена как $T(x)$, то на поверхности в приближении плоской волны I выражается с учетом поглощения излучения нижележащих слоев вещества вышележащими его слоями следующим образом:

$$I = A \int_0^{x_{\max}} T(x) \exp\left(-\int_0^x \mu(y, \omega) dy\right) \mu(x, \omega) dx, \quad (1)$$

где $\mu(x, \omega)$ – коэффициент поглощения радиоизлучения на частоте ω ; A – некоторый множитель.

Температура, измеряемая радиотермометром, принимающим тепловое излучение на одной частоте (вернее, в некоторой полосе частот), усредняется по глубине, причем в зависимости от частоты по-разному. Как известно, с увеличением длины волны $\mu(\omega)$ уменьшается, а глубина проникновения радиоволн (зондирования) соответственно растет. Изменение радиофизических свойств биологических тканей может быть обусловлено увеличением или уменьшением кровенаполнения, перераспределением жидких сред и т.д.

Одна из принципиально сложных задач в радиотермометрии – выделение сверхслабого собственного теплового излучения на фоне шумов и помех. Действительно, поскольку необходимо различать изменение температуры порядка $0,1^\circ K$, на уровне $310^\circ K$ (что соответствует $37^\circ C$) то радиотермометр должен надежно регистрировать и выделять сигналы, отличающиеся по мощности всего на $1,4 \cdot 10^{-16} Вт$. Эта задача решается за счет накопления сигнала. При регистрации на частотах около $1 ГГц$ время накопления составляет секунды.

Вторая сложность связана с тем, что на границе антенна-тело имеет место отражение собственного радиоизлучения, причем коэффициент отражения, весьма заметно меняется в зависимости от места измерения (приложения антенны). Ввиду того, что биологические ткани имеют высокое значение диэлектрической проницаемости ϵ , большая часть излучения тела при отсутствии согласования между антенной и телом возвращается обратно. Заметим, что именно это обстоятельство не дает возможности определять радиотермометрами температуру дистанционно. Радиотермометр, в котором реализуется принцип термодинамического равновесия [3], позволяет устранить необходимость согласования антенны с телом. В другом подходе [4] вводится поправка на рассогласование.

Наряду с радиотермометрией существует достаточно эффективный метод акустотермометрии, предложенный академиком Ю.В. Гуляевым [5], основанный на регистрации собственного теплового ультразвукового излучения среды и определения температуры по его интенсивности. Поскольку частота ультразвука, при которой нет сильного поглощения его биологическими тканями, лежит в области единиц мегагерц, ширина полосы оказывается малой, что усложняет выделение полезного сигнала среды. Поэтому используется многоэлементный приемник ультразвука с независимым усилением по каждому каналу и последующим сложением сигналов на выходе. Метод имеет ряд достоинств по сравнению с радиотермометрией. Однако при измерении температур в области тела, имеющей большую неоднородность тканей, например при измерении температуры головного мозга, возникают трудности, обусловленные большим коэффициентом поглощения ультразвука костями черепа. Соответственно при измерениях температуры головного мозга сигнал от него будет сильно зашумлен излучением костей черепа, а также скальпа [6].

Для решения медицинских задач, кроме измерения глубинной температуры, очень важным диагностическим показателем является распределение температуры по глубине. Особое значение этот показатель приобретает для локализации онкологических новообразований в тканях человека. Рассмотрим возможности нахождения профиля температуры по собственному радиоизлучению биологической среды.

Задача измерения температурного профиля может быть решена тремя способами. Один из них основан на измерении интенсивности сигнала среды на нескольких частотах, что, в принципе, позволяет найти распределение $T(x)$, используя зависимость глубины выхода излучения от частоты. Другой подход основан на измерении радиоизлучения на разных модах. В многочастотном и многомодовом методах радиотермометрии $T(x)$ находят из решений интегральных уравнений Фредгольма первого рода. Основная принципиальная трудность состоит в том, что в ядра уравнений входит распределение коэффициента поглощения собственного радиоизлучения по глубине $\mu(x)$, которое неизвестно. Это осложняет численное

решение упомянутых уравнений и резко снижает его достоверность. Однако для регистрации профиля температуры в однородных тканях (крупные мышцы, молочная железа) задача может быть решена с приемлемой точностью. Следует отметить и чисто технические трудности, возникающие при согласовании данных, полученных с антенн-датчиков, работающих на разных частотах или модах.

Для нахождения $T(x)$ может быть использован также корреляционный метод, предложенный группой исследователей под руководством проф. Y. Leroy [7]. Корреляционные методы выделения сигналов в радиолокации с помощью шумовых датчиков известны. Применительно к радиотермометрии предложение заключалось в том, чтобы регистрировать собственное тепловое радиоизлучение объекта двумя антеннами, диаграммы направленности которых перекрываются на некоторой глубине, а затем с помощью коррелятора выделять сигнал области перекрытия. Поскольку в корреляционном методе также имеет место поглощение излучения из области перекрытия лежащими выше слоями, то интерпретация величины корреляционного сигнала как температуры приводит к значительным погрешностям, на что было обращено внимание в работах [8, 9].

Поскольку величина $\mu(x)$ представляет самостоятельный интерес, являясь, по сути, томографической информацией об объекте, возникает вопрос, нельзя ли в тех случаях, когда изменение $T(z)$ по глубине в шкале Кельвина незначительно, найти по радиометрическим измерениям распределение $\mu(x)$. Для живых систем и человека названное выше условие выполняется всегда. Оказалось, что задача решается и, более того, можно решить также задачу восстановления $T(x)$ с учетом самопоглощения средой собственного радиоизлучения. Наиболее эффективно это осуществляется на основе корреляционных измерений, соответственно модифицированных [10].

Решение сводилось к следующему. Записывалось уравнение для величины сигнала корреляции $V(q, \omega)$ по амплитуде от области перекрытия диаграмм направленности:

$$V(q, \omega) = AWT(q)\mu(q, \omega) \exp(-B \int_0^q \mu(y, \omega) dy), \quad (2)$$

где A, W, B – некоторые функции (в частности, A и B зависят от углов приема), ω – частота, q – координата области перекрытия.

Следует оговориться, что эта запись описывает идеализированный случай приема сигнала антеннами с узкой диаграммой направленности, чего в радиотермометрии на дециметровых длинах волн практически нет. Однако для демонстрации принципиальной возможности определения распределения $\mu(q)$ по корреляционным измерениям такое приближение допустимо.

Если температура меняется по глубине незначительно, можно заменить ее на некую среднюю T^* и найти $\mu(q)$. Более того, возможно найти $T(z)$, используя результаты только корреляционных измерений. Действительно, перенесем в левую часть уравнения (2) $T(z)$ и проинтегрируем по z от нуля до бесконечности. Получим интегральное уравнение Фредгольма первого рода:

$$\int_0^{\infty} [V(x, \omega, i) / T(x)] dx = A(i)W(i)B(i), \quad (3)$$

где $i = 1, 2, \dots, n$, т.е. $A(i)$, $W(i)$ и $B(i)$ уже зависят от изменяющихся условий измерения.

Таким образом, в идеализированном случае в ядра уравнений входит только $T(x)$ и результаты измерений корреляционных сигналов при различном расстоянии между антеннами, при приеме под различными углами и, в случае необходимости, на разных частотах, причем автоматически учитывается поглощение. В реальных случаях ядра, конечно, сложнее. В математи-

ческом отношении задача нахождения $T(x)$ из приведенной системы интегральных уравнений принадлежат к обратным и некорректно поставленным задачам. Как и в случае других обратных задач, она решается. Из уравнений видно, что требуется высокая точность измерений.

Рассмотрим еще один аспект — принципиальную возможность нахождения распределения теплоемкости $c(x)$ среды по глубине, что важно для многих прикладных задачах.

Для этого необходимо определить $\mu(x, \omega)$ и $T(x)$ на некоторой частоте, а затем облучить среду через приемные антенны (или антенну) импульсом радиоизлучения на глубине x на той же частоте и, пока тепло не диссипировалось, сразу же провести корреляционные измерения. По соответствующим алгоритмам можно получить распределение теплоемкости по глубине или с промежуточным восстановлением распределений $T(x)$ или же непосредственно по величине корреляционных сигналов до и после облучения.

Знание распределений $\mu(x, \omega)$, $T(x)$ и $c(x)$, в частности, важно для гипертермии новообразований, поскольку позволит более детально планировать и контролировать воздействие.

В работе [11] говорилось, что модифицированный корреляционный метод также применим к определению $T(x)$ по собственному тепловому ультразвуковому излучению среды. Длина волны в случае ультразвука существенно меньше по сравнению с длиной волны в радиотермометрии. Поэтому, при акустотермометрии существует возможность избежать тех противоречий в постановке задач, о которых упоминалось выше. Перспективы корреляционного метода определения температурных профилей в акустотермометрии продемонстрированы в работе [12].

Методы корреляционной термометрии (акустической и радио) открывают широкие диагностические возможности при решении многих медицинских задач. Знание сдвигов глубинной температуры тела, кроме диагностики патологий, позволит уточнить особенности функционирования организма при отработке методов и средств терапии, различных стрессовых воздействиях, в спортивной медицине, профессиональном отборе и т.д.

Однако для исследования биологических тканей, в силу их неоднородности по физическим свойствам и геометрии, реализация акустотермометрии возможна в ограниченных участках тела. С этой точки зрения наибольшими перспективами обладает двух-, многочастотный метод. При этом желательно обеспечить многочастотный прием одной антенной.

Выводы

Термометрия является одним из наиболее информативных методов медицинской диагностики, как отдельных заболеваний так и общего состояния организма. Особое место занимают неинвазивные методы термометрии.

Наибольшими перспективами для измерения глубинных температур имеют методы радиометрии и акустометрии, каждый из которых имеет свои достоинства и ограничения. Наибольшими перспективами обладает двух- или многочастотный радиометрический метод.

Практическое внедрение методов радиотермометрии возможно при решении ряда теоретических и технических задач: определение теплофизических показателей биологических тканей в области измерения; корректное решение обратной задачи нахождения $T(x)$ по интенсивности регистрируемого излучения; создание адаптированных к живой материи антенн-аппликаторов, работающих на нескольких (как минимум двух) длинах волн; разработка методики калибровки двухчастотных радиотермометров.

Список литературы: 1. *Лабораторные и инструментальные исследования в диагностике:* Справочник / Под ред. В.Н. Титова: Пер с англ. — М.: РЭОТАР — МЕД, 2004. — 960 с. 2. *Федосенко Т.С.* Функциональное тепловидение и радиотермометрия в диагностике радикулопатий у больных с остеохондрозом поясничного отдела позвоночника: Автореф. дис. ... канд. мед. наук. — Н. Новгород, 1993. — 22 с. 3. *Гайкович К.П., Сумин М.И., Троицкий Р.В.* Определение глубинного профиля температуры методом многочастотной радиотермометрии в медицинских приложениях. Известия ВУЗов. — Сер. Радиопизика. — 1988. — Т. XXI, № 9 — С. 1104-1112. 4. *Троицкий В.С., Рахлин В.Л.* Нулевой медицинский

радиотермометр на волну 30 сантиметров (радиометр с автоматически регулируемым подшумливанием антенны // Известия ВУЗов. – Сер. Радиофизика. – 1987. – Т. XXX, № 11. – С. 1397-1399. 5. Гуляев Ю. В., Годик Э. Э., Дементьев В. В. Радиотепловое динамическое картирование биологических объектов // Достиж. АН СССР. – 1988. – Т. 229, №5 – С. 1259-1262. 6. Труханов К. А. Измерение глубинной температуры методом радиотермометрии при моделировании воздействия некоторых экстремальных факторов на организм человека // Сб. док. 2-й Междунар. конф. «Радиоэлектроника в медицинской диагностике: оценка функций и состояния организма». – Москва, 23-26.09.2001. – С. 78-80. 7. Leroy Y., Chive M., Mamouni A. et. Al. Microwave thermometry (MWT). A new method providing the temperature in the living tissues Thermographic Diagnosis. 1983. – № 3. – P. 19-21. 8. Труханов К. А. О нахождении распределения температуры по глубине и некоторых других характеристик биологических сред по их собственному тепловому излучению // Мат. III-й Междунар. науч.-техн. конф. «Физика и радиоэлектроника в медицине и биотехнологии» ФРЭМБ'98. – Владимир, 17-19.06.1998. – С. 189-191. 9. Труханов К. А. Модифицированный корреляционный метод биологической радиометрии // Док. 3-ей Междунар. конф. «Радиоэлектроника в медицинской диагностике». – Москва, 29.09-01.10.2005. – С. 42-43. 10. Trukhanov K.A., Trukhanov K.A., Lugansky L.B. Artificial geomagnetic field on manned spacecrafts / Abstracts of 4-th Int. Workshop on Space Rad. Res. and 17-th Annual NASA Space Rad. Health Inv. Workshop. – Moscow-St. Peterburg, 05-9.06. 2006. – P. 131-132. 11. Труханов К. А. Модифицированный корреляционный метод биологической радиометрии // Док. 3-й Междунар. конф. «Радиоэлектроника в медицинской диагностике». – Москва, 29.09-01.10.1999. – С. 42-43. 12. Холодилов Н. Н. О погрешности контактных измерений температуры поглощающей средой, вызванной отражением // Сб. тр. Всесоюз. конф. (Звенигород-84). – М., 1985. – С. 15-19.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 08.02.2011

АНАЛІЗ ФІЗИЧНИХ ТА РАДІОБІОЛОГІЧНИХ АСПЕКТІВ СУЧАСНОЇ ДИСТАНЦІЙНОЇ ПРОМЕНЕВОЇ ТЕРАПІЇ

Вступ

Променева терапія є невід'ємною складовою сучасної медицини, яка характеризується найскладнішим науковим та технічним забезпеченням, а також унікальними можливостями у лікуванні онкологічних захворювань. Доступність та якість променевої терапії залежать від багатьох факторів, серед яких визначальним є забезпечення найкращих фізико-технічних можливостей для реалізації сучасних методів лікування. Нині у променевій терапії застосовуються різноманітні фізичні джерела іонізуючого випромінювання:

- спеціальні установки (лінійні та циклічні прискорювачі, радіотерапевтичні апарати з джерелом ізотопу ^{60}Co , тощо), здатні згенерувати та сформувати пучок фотонів, електронів, нуклонів або іонів, який застосовується для безконтактного зовнішнього опромінення;

- спеціальні вироби (імплантати, аплікатори) та фармацевтичні препарати, виготовлені на основі радіоізотопів, які застосовуються для контактного та внутрішнього опромінення.

У клінічній практиці застосовуються два основні способи променевого лікування: дистанційний (телетерапія та стереотаксична радіохірургія) та контактний (брахітерапія). Нині найширшого клінічного застосування набула дистанційна променева терапія (95-98% випадків). Історично першим серед методів дистанційної радіотерапії стала застосовуватись ікс-променева терапія (30-ті роки ХХ ст.), пізніше, у 50-ті роки, була впроваджена гамма-терапія із застосуванням ізотопних джерел ^{60}Co та ^{137}Cs , у 60-70-ті роки у радіотерапії почали застосовувати гальмівне випромінювання високої енергії, а з 90-х років у провідних радіологічних центрах впроваджувалась протонна та іонна терапія [1].

Фізична характеристика випромінень для дистанційної радіотерапії

Межі клінічного застосування існуючих нині методів дистанційної радіотерапії визначаються з урахуванням фізичних особливостей діючого випромінювання та його енергії, яка обмежується максимальним значенням з міркувань радіаційної безпеки та ефективності лікування [2-8]. Для дистанційної радіотерапії застосовують як фотонне, так і корпускулярне випромінювання, причому кожне з них має особливий механізм взаємодії з речовиною (табл.1).

Таблиця 1

Носії випромінювання	Механізм взаємодії з речовиною	Енергія, МеВ	Особливості та наслідки взаємодії
фотони	фотоелектричний ефект	0,02÷0,1	повне поглинання енергії фотона орбітальними електронами атома
	когерентне розсіювання (ефект Томсона-Релея)	<0,1	відхилення фотону на периферії атома без втрати енергії
	некогерентне розсіювання (ефект Комптона)	0,1÷1,02	часткове поглинання енергії фотона електронами атома, зміна напрямку руху фотона
	утворення пар «електрон-позитрон» (ефект матеріалізації)	>1,02	анігіляція електрона та позитрона, випромінювання двох фотонів анігіляції (511 кеВ) у протилежних напрямках
електрони	кулонівське розсіювання	<1	взаємодія з електронами атома, іонізація, зміна напрямку руху електрона
		1÷25	іонізація, збудження атомів, гальмування електронів з випромінюванням фотонів
нейтрони	розсіювання, ядерний захват	0,1÷15	пружна взаємодія з ядром, уповільнення нейтронів, ядерні реакції
протони	кулонівське розсіювання	до 400	взаємодія з електронами атомних оболонок та гальмування (пік Брега), іонізація атомів

Нині основним видом випромінення, яке масово застосовується у променевій терапії, є фотонне (ікс- та гамма-випромінення). У табл.2 наведені основні фізичні характеристики взаємодії фотонного випромінення з речовиною [9]. Взаємодія фотонів з речовиною загалом має випадковий характер. Величина атомного коефіцієнту ослаблення енергії фотонів у значній мірі залежить від атомного номера Z речовини-поглинача (див.табл.2). Якщо врахувати, що внесок кожного з ефектів залежить від рівня енергії фотонів, можна визначити наступне. Фотони низької енергії при фотоелектронному розсіюванні швидко втрачають енергію, заглиблюючись у речовину, причому ступінь ослаблення енергії значно відрізняється для більш та менш щільних речовин. Для пучку фотонів низької енергії характерним є значне бічне розсіювання енергії. Для фотонів високого рівня енергії переважає комптонівське розсіювання, глибинне ослаблення енергії у речовині відбувається повільніше, причому його ступінь майже не залежить від щільності речовини-поглинача. Для пучку фотонів високої енергії бічне розсіювання відсутнє, апертура пучку різко обмежена.

Таблиця 2

Характеристики взаємодії	Основні механізми взаємодії фотонів з речовиною			
	Фотоелектричний ефект	Ефект Томсона – Релея	Ефект Комптона	Утворення пар
Об'єкт взаємодії	Весь атом (зв'язані електрони)	Зв'язані електрони	Вільні електрони	Кулонівське поле ядра
Результат взаємодії	Зникнення фотонів	Розсіювання фотонів	Розсіювання фотонів	Зникнення фотонів
Вивільнені частинки	Фотоелектрони	-	Комптонівські електрони віддачі	Пара електрон-позитрон
Ступінь взаємодії при зростанні енергії	Спадає $\sim 1/(h\nu)^3$	Спадає $\sim 1/(h\nu)^2$	Спадає	Зростає
Атомний коефіцієнт ослаблення енергії	$\tau \sim Z^4$	$\sigma_R \sim Z^2$	$\sigma_C \sim Z$	$\kappa \sim Z^2$
Супутні ефекти	Характеристичне ікс-випроміння, Оже-ефект	-	Характеристичне ікс-випроміння, Оже-ефект	Анігіляційне фотонне випромінення
Енергія фотонів, MeV (для води)	<0,02	<0,02	0,02÷10	>10

Корпускулярне випромінення спричиняє іонізацію та збудження атомів речовини, виникнення ядерних реакцій з утворенням вторинного випромінення [2].

Електрони при взаємодії з атомами речовини-поглинача багаторазово розсіюють свою енергію та через свою відносно невелику масу значно відхилюються від початкового напрямку руху. Чим більшою є глибина проникнення та меншою є енергія електронів, тим більшим є кут розсіювання електронів. При малих енергіях напрямку руху електронів набуває хаотичного характеру, а розповсюдження пучку електронів у речовині має характер дифузії. Довжина пробігу електронів залежить від початкової енергії електронів та щільності речовини-поглинача. На певній глибині спостерігається максимум іонізації, після чого ефект взаємодії електронів з речовиною різко спадає.

Нейтрони не мають заряду, тому у середовищі поглинача відбувається їх пружне співударяння з атомами та уповільнення зі зменшенням енергії нейтронів до «теплових» значень (0,025 eV). Змінюється також і напрямку руху нейтронів. Ще одним різновидом взаємодії нейтронів з речовиною є ядерний захват з вивільненням фотону або розщепленням ядра. Ці ефекти спостерігаються при енергіях, нижчих 100 eV. При розповсюдженні вглиб речовини відбувається втрата початкової форми пучку, напрям руху нейтронів наближається до ізотропного. Пучки нейтронів 10 – 15 MeV мають глибинний розподіл енергії, подібний до розподілу для низькоенергетичних фотонів з максимумом іонізації на поверхні поглинача.

Протони та важкі іони за своїми фізичними властивостями значно відрізняються від розглянутих вище носіїв випромінювання. Важкі частинки розповсюджуються вглиб речовини прямолінійно до кінця пробігу, де спостерігається максимум іонізації речовини (пік Брегга). Гальмівна здатність речовини відносно важкої частинки, яка має z елементарних зарядів, у z^2 більша, ніж при взаємодії з електроном (при однакових початкових швидкостях). Серед прискорених іонів найбільш придатними для променевої терапії є елементи з атомними номерами $Z = 6 \div 25$ (вуглець, азот, кисень, неон, аргон). Ефективність випромінювання при застосуванні іонів азоту та неону в зоні піка Брегга в 40 разів більша, ніж на вході пучка.

Перспективним є застосування у променевій терапії пучків прискорених π^- -мезонів, які мають більш виражений пік Брегга, що утворюється не тільки в результаті збільшення іонізації речовини самими π^- -мезонами, але і внаслідок розпаду ядер (утворення «зірок») при захваті уповільненого π^- -мезона, що супроводжується вильотом нейтронів та заряджених щільно іонізуючих частинок. Перевагою мезонного випромінювання є те, що положення піка Брегга у тканині можна визначити за допомогою зовні розташованих давачів, які реєструють гамма- та ікс-випромінювання, що виникає при зупинці π^- -мезонів, а також анігіляційне випромінювання.

Особливості розповсюдження згаданих вище іонізуючих випромінень у речовині можна проаналізувати за діаграмами їх глибинного розподілу, наведеними на рис. 1.

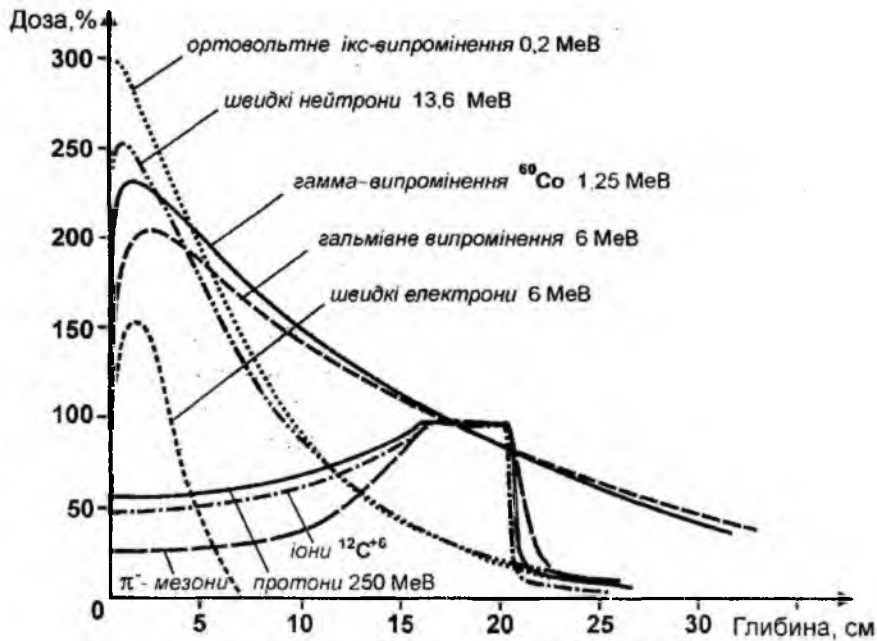


Рис. 1

Важливим фізичним показником, який характеризує просторовий розподіл енергії вздовж траєкторії розповсюдження випромінювання, є лінійна передача енергії (ЛПЕ) – відношення енергії, поглинутої речовиною, до довжини пробігу іонізуючих частинок. Величина ЛПЕ прямо пропорційна квадрату заряду іонізуючої частинки. Середні значення ЛПЕ для випромінень, що застосовуються у променевій терапії, наведені у табл. 3. Гамма-випромінювання, швидкі електрони та гальмівне випромінювання високої енергії мають низьку ЛПЕ, яка не залишається постійною вздовж траєкторії руху частинки (фотону): при втраті енергії частинок ЛПЕ збільшується. Для протонів, іонів та інших важких заряджених частинок характерне різке зростання ЛПЕ у кінці пробігу.

Таблиця 3

Тип випромінювання	Енергія, МеВ	Середня ЛПЕ, кеВ/мкм	Лінійна щільність іонізації на 1 мкм
гальмівні фотони та електрони	20÷30	0,28	8,5
ікс-фотони	0,2	2,6	80
нейтрони	12	9,5	290

Радіобіологічний та радіотерапевтичний ефекти іонізуючих випромінень

У результаті дії іонізуючого випромінення на біологічне середовище (іонізація, збудження, передача енергії) виникають радіобіологічні явища, які спричиняють зміни молекулярних структур. Ураження клітин може визначатись механізмом прямої дії іонізуючих частинок на молекули, молекулярні групи або внутрішньоклітинні структури, або ж непрямой дії, спричиненої фізико-хімічними реакціями, що виникають як наслідок проходження іонізуючої частинки. Одними з основних хімічних чинників у радіо-біологічних реакціях є кисневий ефект та ефект захисту, які визначають радіочутливість клітин при опроміненні. Основними фізичними факторами радіобіологічних реакцій є тип, енергія та доза випромінення, його радіохімічна та біологічна ефективність. Біологічну дію іонізуючого випромінення оцінюють за таким параметром, як відносна біологічна ефективність (ВБЕ). Її визначають як відношення доз стандартного випромінення (зазвичай, ікс-випромінення 0,25 MeV) та досліджуваного випромінення за умови однакового біологічного ефекту (табл.4). Іншим важливим показником, що визначає ефективність дії іонізуючого випромінення на живі клітини, є кисневе відношення (див. табл.4).

Таблиця 4

Тип випромінення	ікс-фотони	протони	гелій	π -мезони	вуглець	нейтрони	неон	кремній	аргон
ВБЕ	1	1,1	1,2	1,5	2,5	3	3,2	3,3	3,5
Кисневе відношення	3	3	2,5	2,3	2,5	1,8	2	1,7	1,7

Відомо, що клітини з підвищеним вмістом кисню є більш радіочутливими, ніж гіпоксичні клітини. До цього слід додати, що випромінення з високою та низькою ЛПЕ спричиняють різну біологічну дію. Енергія випромінень з низькою ЛПЕ у середовищі гіпоксичних клітин ослаблюється втричі, тоді для випромінень з високою ЛПЕ залежність від ступеню насиченості тканин киснем є значно меншою. Застосування кожного з розглянутих типів іонізуючих випромінень у протипухлинній терапії забезпечує специфічний лікувальний ефект, який у великій мірі залежить від радіочутливості пухлинних клітин. Вплив іонізуючого випромінення на радіочутливі пухлинні клітини призводить до порушення клітинного метаболізму, розривів молекул ДНК, незворотних генетичних уражень, затримки мітозу та втрати здатності пухлинних клітин до відтворення, що і спричиняє регресію пухлини.

Висновки

Порівняльний аналіз даних, наведених у табл.1,3,4 та на рис.1, показує, що найкращі фізичні та радіобіологічні параметри щодо застосування у дистанційній променевої терапії мають прискорені протони та іони. Завдяки оптимальному глибинному розподілу дози, низькій величині кисневого відношення, незалежності ступеню ураження від фізіологічного стану клітин ці випромінення є найбільш перспективними для радіотерапії пухлин, розташованих на значній глибині, та пухлин зі значною фракцією гіпоксичних клітин. Проте при застосуванні пучків важких заряджених частинок складно визначити точне положення максимуму іонізації, яке змінюється в залежності від розподілу щільності тканин у напрямку розповсюдження пучку.

Застосування нейтронів є перспективним при опроміненні пухлин з великою фракцією аноксичних клітин, проте глибинний розподіл дози при дії швидких нейтронів є неоптимальним порівняно з розподілом для протонів та іонів (див. рис.1).

Подальші дії у напрямку підвищення ефективності сучасних методів променевої терапії не обмежуються лише фізичним та технічним удосконаленням. Важливою є розробка засобів керування радіочутливістю пухлинних клітин за допомогою фізичних та хімічних радіомодифікуючих агентів та просторово-часової оптимізації основних параметрів опромінення за

умови забезпечення максимального захисту здорових тканини та зменшення побічних ефектів променевої терапії.

Список літератури: 1. *Мардынський Ю.С., Муравская Г.В.* Основные направления развития современной лучевой терапии // Материалы III съезда онкологов и радиологов СНГ: В 2 ч. – Минск, 2004. Ч.1. – Мн.: ОДО «Тонпик», 2004. – С.55 – 58. 2. *Тюбиана М., Дютрекс Ж., Дютрекс А., Жоке П.* Физические основы лучевой терапии и радиобиологии. – М.: Медицина, 1969. – 616 с. 3. *Козлов А.В.* Лучевая терапия злокачественных опухолей. – М.: Медицина, 1971. – 352 с. 4. *Крутилина Н.И.* Общие принципы и методы лучевой терапии злокачественных опухолей. – Мн.: БелМАПО, 2008. – 36 с. 5. *Зырянов Б.Н., Мусабаяева Л.И. и др.* Дистанционная нейтронная терапия. – Томск: Изд-во Томск. унта, 1991 – 300 с. 6. *Гриневиц Ю., Дряпаченко І.* Практична онкотерапія на пучку швидких нейтронів циклотрона У-120 // Вісн. НАН України. – 2005. – №10. – С.39-47. 7. *Цыб А.Ф., Мардынський Ю.С., Гулидов І.А.* Современное состояние и перспективы развития адронной лучевой терапии злокачественных новообразований / Материалы III съезда онкологов и радиологов СНГ: В 2 ч. – Минск, 2004. Ч.1. – Мн.: ОДО «Тонпик», 2004. – С.134-137. 8. *Гольдин Л.Л., Джелепов В.П. и др.* Применение тяжелых заряженных частиц высокой энергии в медицине // Успехи физических наук. – 1973. – Т.110, вып.1. – С.77 – 99. 9. *Radiation oncology physics / Editor E. B. Podgorsak.* – Vienna: International Atomic Energy Agency, 2005. – p.39.

*Харківський національний
університет радіоелектроніки*

Поступила до редколегії 11.01.2011

СРАВНЕНИЕ ДИСКРИМИНАНТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РИНОМАНОМЕТРИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ДИАГНОСТИКИ

Введение

В последние десятилетия отмечен существенный рост распространенности заболеваний верхних дыхательных путей, среди которых патология носа и придаточных пазух занимает одно из ведущих мест. Так, по данным [1], в Украине более 10% населения страдает хроническими воспалениями придаточных пазух носа - синуситами.

При заболеваниях верхних дыхательных путей наиболее часто нарушается дыхательная функция носа, что приводит к снижению качества жизни пациента и, впоследствии, к сердечно-сосудистым патологиям, расстройствам центральной нервной системы. Эффективность терапии при этом существенно зависит от качества диагностики и, соответственно, от выбранной лечебной тактики [1].

Актуальность проблемы

Для объективного исследования наиболее важной функции верхних дыхательных путей – дыхательной, применяется метод риноманометрии, заключающийся в измерении перепада давления на носовых проходах и соответствующего расхода воздуха во время дыхания [2]. В настоящее время разработано большое число методов и средств для проведения риноманометрической диагностики. Однако анатомические особенности верхних дыхательных путей, сложность физиологического процесса дыхания и отсутствие фактического эталона, приводят к тому, что оценка носового сопротивления, характеризующего степень нарушения дыхания, существенно зависит от метода измерения и обладает значительной вариабельностью. Поэтому актуальной проблемой является расширение диагностических возможностей методов исследования и обоснование целесообразности применения данных методов при диагностике конкретных патологий.

Постановка проблемы

При разработке новых диагностических методов и средств заключительным этапом является сравнение дискриминантных характеристик предлагаемого метода с существующими. При этом важной задачей является выбор информативных параметров диагностики и контроля, а также критерия, по которому будут сравниваться дискриминантные возможности методов.

Эффективность решения задач контроля состояний объектов со случайными свойствами зависит от правильного выбора максимально информативной системы параметров (признаков), чувствительных к изменениям характеристик объекта. Любой контроль формально реализует процедуру тестирования, эффективность результата которого определяется достоверностью, т.е. вероятностью принятия правильного решения [3]. При неопределенности свойств объекта задача отбора информативных параметров становится проблемной. Особенно, если затруднено метрологическое обеспечение информационных преобразований в структуре системы контроля.

Выбор оптимальной, по критерию максимума достоверности, системы информационных признаков – это классическая задача статистического синтеза в условиях априорной неопре-

деленности [4–6]. Ранжирование признаков по информативности осуществляют по величине показателя достоверности контроля [7] или вероятности ошибок [8].

Цель работы – показать возможность использования критериев и моделей параметрического распознавания (дискриминации) при сравнении диагностических возможностей риноманометрических методов исследования.

Основные принципы риноманометрической диагностики

Проведение риноманометрии на современном этапе осуществляется с помощью специализированных компьютерных риноманометров, позволяющих в автоматизированном, или полуавтоматизированном режимах определять параметры носового дыхания и проводить наглядную визуализацию результатов измерений [2]. При этом классическим методом измерений является метод передней активной риноманометрии при спокойном дыхании и анализе данных расхода воздуха при фиксированных значениях перепада давления (300 Па). Предлагаемый метод задней риноманометрии при форсированном дыхании позволяет оценить функцию носового клапана и получить информацию о предельных величинах перепада давления и расхода воздуха, что особенно важно для спортивной медицины. Сравнение методов диагностики проводилось на базе оториноларингологического отделения Харьковской областной клинической больницы с помощью разработанного устройства для измерения перепадно-расходных характеристик ТНДА-ПРХ (свидетельство о государственной метрологической аттестации № 05-0102 от 01.04.2010 г.). В состав данного устройства входят измерительный блок, содержащий дифференциальный датчик перепада давления воздуха между выходом из носовой полости и атмосферным, и датчик расхода воздуха, проходящего через носовые ходы во время дыхания. Последний основан на принципе расходомера Вентури [9]. Сигналы от датчиков поступают в преобразовательный блок, реализованный на базе многоканального измерительного модуля L-Card E14-140, основными компонентами которого являются управляющий микроконтроллер AVR AtMega8515, 14-разрядный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) LTC1416 и интерфейсный модуль PDIUSB12D для взаимодействия с ПЭВМ через USB – порт. Оцифрованные сигналы с датчиков давления и расхода с частотой дискретизации 500 Гц передаются через USB-интерфейс в ПЭВМ для дальнейшей обработки и анализа. Основными диагностическим показателем степени нарушения носового дыхания при стандартной риноманометрии является коэффициент K_R обобщенной оценки носового сопротивления

$$K_R = \frac{\Delta P}{Q}, \frac{\text{кПа}}{\text{л/с}},$$

являющийся отношением измеряемых величин перепада давления ΔP к расходу воздуха Q . Однако, с учетом того, что коэффициент обобщенной оценки носового сопротивления при определении дискриминантных свойств методов диагностики дополнительной информации не несет (т.к. является только отношением измеренных величин), анализу будут подлежать рас-пределения непосредственно измеряемых параметров: перепада давления и расхода воздуха.

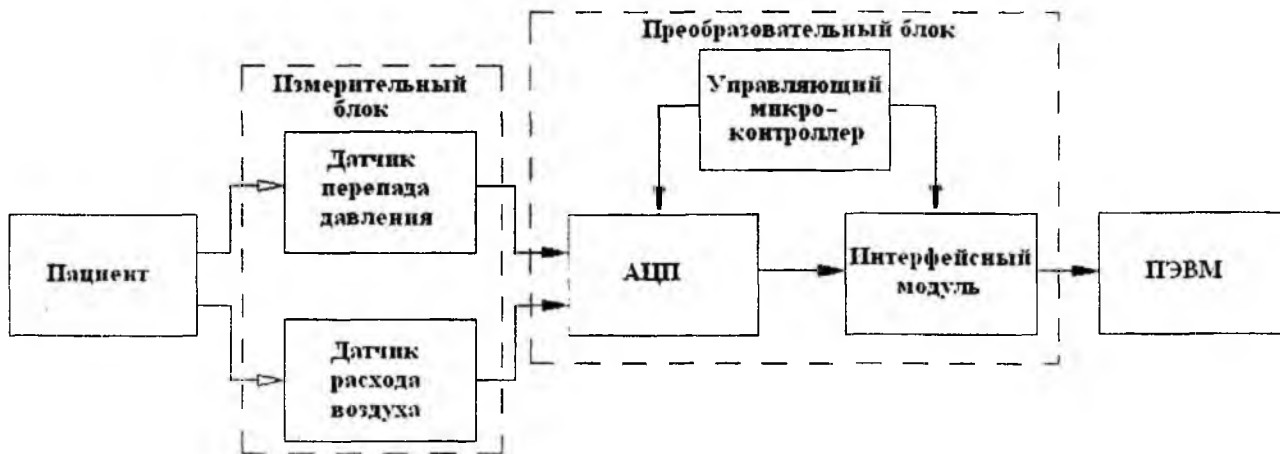


Рис. 1

Модель линейной дискриминации

Информативный параметр X , используемый для получения информации об априори неопределенных свойствах объекта контроля, может рассматриваться как случайная величина. Последняя, в случае двух состояний объекта (Θ_0 – норма, Θ_1 – нарушение нормы) характеризуется условными плотностями распределения вероятностей

$$X \approx f(X/\Theta_0), \text{ если } \Theta \in \Theta_0,$$

$$X \approx f(X/\Theta_1), \text{ если } \Theta \in \Theta_1.$$

Если $m^{(0)}, m^{(1)}, \sigma^{(0)2}, \sigma^{(1)2}$ – средние и дисперсии величины X для условий $\Theta \in \Theta_0$, и $\Theta \in \Theta_1$ соответственно, то при гауссовских распределениях $f(X/\Theta_0)$, $f(X/\Theta_1)$ вероятность ошибки принятия решений в виде состояний объекта определяется, при $\sigma^{(0)2} = \sigma^{(1)2}$, через интеграл вероятности $\Phi(\cdot)$ [10]

$$P_{ош} = 1 - \Phi(\delta/2), \quad (1)$$

где

$$\delta = \left| \frac{m^{(0)} - m^{(1)}}{\sigma} \right|. \quad (2)$$

Если $\sigma^{(0)2} \neq \sigma^{(1)2}$, то нижняя граница для $P_{ош}$ может оцениваться неравенством

$$P_{ош} \geq 1 - \Phi(\delta/2). \quad (3)$$

При многопараметрическом контроле, когда число информативных параметров X_1, \dots, X_n более одного ($n \geq 2$) переменная δ в выражениях (1) или (3) описывается уравнением

$$\delta = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{m_i^{(0)} - m_i^{(1)}}{\sigma_i} \right)^2}. \quad (4)$$

Квадрат этой переменной

$$\delta^2 = \sum_{i=1}^n \left(\frac{m_i^{(0)} - m_i^{(1)}}{\sigma_i} \right)^2$$

называют квадратичным махалонобисовым расстоянием между контролируемыми состояниями (между векторами средних по состояниям Θ_0 и Θ_1) [11].

Объект контроля в этом случае представляет собой вектор–столбец измеренных значений:

$$\bar{x} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{pmatrix}$$

с условной n - мерной нормальной плотностью распределения

$$f(\bar{x} / \Theta_k) = (2\pi)^{-\frac{n}{2}} |\Sigma|^{-\frac{1}{2}} \exp \left[-\frac{1}{2} (\bar{x} - \bar{m}^{(k)}) \Sigma^{-1} (\bar{x} - \bar{m}^{(k)}) \right]. \quad (5)$$

В уравнении (5) вектор средних $\bar{m}^{(k)}$ и дисперсионная матрица Σ имеют вид (k – номер состояния объекта, $k = 0, 1$):

$$\bar{m}^{(k)} = \begin{pmatrix} m_1^{(k)} \\ m_2^{(k)} \\ \vdots \\ m_n^{(k)} \end{pmatrix}, \quad \Sigma = \begin{pmatrix} \sigma_1^2 & & & \\ & \sigma_2^2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \sigma_n^2 \end{pmatrix}.$$

Выражение (4) предполагает взаимную независимость составляющих вектора при линейной модели дискриминации [11].

Вероятность ошибки тем меньше, чем больше δ , то есть чем больше нормирован по дисперсии квадрат расстояния между векторами средних.

Таким образом, переменные δ (или δ^2) по выражению (4) позволяют количественно сравнивать по дискриминирующей способности (фактически, по информативности) не только одиночные информативные сигналы, но подмножества (системы) сигналов.

Практическое применение модели дискриминации

Рассмотрим задачу оценки эффективности двух методов риноманометрии, обозначенных как метод M_a с измерениями при спокойном дыхании, и метод M_b с измерениями при форсированном дыхании, которые обеспечивают получение измерительной информации о состоянии диагностического объекта, представленного:

- статической моделью (метод M_a риноманометрии при спокойном дыхании);
- динамической моделью (метод M_b риноманометрии при форсированном дыхании).

В методе M_a при спокойном дыхании измеряемые физические величины (X_1 – перепад давления ΔP и X_2 – расход воздуха Q , количество измеряемых параметров $n = 2$), в отличие от метода M_b не коррелированы с длительностью интервала наблюдения. Состояния условной нормы и нарушения носового дыхания обозначаются соответственно Θ_0 и Θ_1 . Всего было обследовано 60 пациентов, разделенных на две группы по 30 человек в норме и при затруднении носового дыхания. Измерения для каждого пациента проводились двумя методами (при спокойном M_a и форсированном M_b вдохе) по десяти циклам дыхания соответственно. При этом по общему алгоритму для каждого метода вычислялись максимальные значения перепада давления ΔP и расхода воздуха Q в верхних дыхательных путях пациента в каждом цикле вдоха и проводилось их усреднение по десяти циклам дыхания. Затем для каждой группы пациентов находились статистические показатели: средние значения $m_1^{(0)} = \overline{\Delta P}$, $m_2^{(0)} = \overline{Q}$, $m_1^{(1)} = \overline{\Delta P}$, $m_2^{(1)} = \overline{Q}$ соответственно в норме и при нарушении носового дыхания, а также среднеквадратические отклонения соответствующих показателей, причем для расчетов выбирались максимальные значения среднеквадратических отклонений $\sigma_1 = \max(\sigma_{\Delta P}^{(0)}, \sigma_{\Delta P}^{(1)})$ и $\sigma_2 = \max(\sigma_Q^{(0)}, \sigma_Q^{(1)})$ соответственно. Далее, согласно введенным обозначениям, выполнялись расчеты махаланобисового расстояния по формуле (4) и вероятности ошибки принятия решения по формуле (3) для каждого метода. Результаты расчетов приведены в таблице:

Тип метода Состояние Параметр	Традиционный метод диагностики M_a		Предлагаемый метод диагностики M_b	
	Θ_0	Θ_1	Θ_0	Θ_1
$\overline{\Delta P}$, кПа	0,30	0,3	8,7	16,5
$\sigma_{\Delta P}$, кПа	0,07	0,07	2,26	3,80
\overline{Q} , л/с	0,40	0,2	3,10	0,80
σ_Q , л/с	0,11	0,08	1,60	0,43
δ	1,80		2,5	
$P_{ош}$	$\leq 0,36$		$\leq 0,21$	

Выводы

Предложено сравнение дискриминантных характеристик методов риноманометрической диагностики с помощью расстояния Махаланобиса – меры расстояния между векторами случайных величин, обобщающего понятие евклидова расстояния.

Из приведенных в таблице результатов очевидно, что предложенный в работе метод риноманометрических измерений при форсированном дыхании обладает большими (в 1,7 раза) дискриминантными свойствами по сравнению с традиционным и позволяет снизить вероятность ошибки при принятии диагностического решения с 0,36 до 0,21. Это позволяет использовать данный метод для функциональной диагностики верхних дыхательных путей.

Перспективой работы является разработка методов и критериев, позволяющих проводить дифференциальную диагностику патологий верхних дыхательных путей по данным риноманометрии.

Список литературы: 1. Мітін Ю.В., Криничко Л.Р. Сучасні питання етіології, патогенезу та лікування синуїтів // Мистецтво лікування. – 2004. – № 3. – С. 52-55. 2. Аврунин О.Г., Бых А.И., Семенов В.В. Обоснование основных медико-технических требований для проектирования многофункционального риноманометра // Сб. науч. трудов 3-й Междунар. науч. конф. «Функциональная компонентная база микро-опто- и нано-электроники». - Х. ХНУРЕ. - 2010. - С. 280-281. 3. Технічне діагностування та контроль технічного стану. Терміни та визначення: ДСТУ 2389-94. – [Чинний від 1995-01-01].- К.: Держстандарт України 1994.– 24 с. 4. Мишенький А.В. Классификация сигналов в условиях неопределенности (статистические методы самообучения в распознавании образов). М.: Сов. Радио, 1985.– 329с. 5. Раудис Ш. Ограниченность выборки в задачах классификации // Статистические проблемы управления. – Вильнюс, 1976. – №. 18. – С. 1-185. 6. Щапов П.Ф. Оптимизация пространства информационных параметров на основе ковариационных моделей дисперсионного анализа // Електротехніка і електромеханіка. – 2005. – №2. – С. 59 – 62. 7. Малайчук В.П., Мозговой О.В., Петренко О.М. Інформаційно-вимірювальні технології неруйнівного контролю. – Дніпропетровськ: РВВ ДНУ, 2001. – 240 с. 8. Осина Т.Г. Использование параметрических дискриминантных функций в задачах измерительного контроля качества // Вестник НТУ "ХПИ". – 2006. – №9. – С.103– 107. 9. Аврунин О.Г. Методика расчета диаметра сопла Вентури для устройства по определению перепадно расходных характеристик носовых проходов // Прикладна гідромеханіка, гідромашини і гідропневмоагрегати. -2010. –Т2. – № 28. – С.62–66. 10. Джонсон Н., Лион Ф. Статистика и планирование эксперимента в технике и науке: Методы планирования эксперимента / Пер. с англ. под ред. Э.К. Лецкого. – М.: Мир, 1981. – 520 с. 11. Дуда Р., Харт П. Распознавание образов и анализ сцен / Пер. с англ. под ред. В.Л. Стефанюк. – М.: Мир, 1976. – 512 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники,
Национальный технический университет «ХПИ»*

Поступила в редколлегию 25.01.2011

МЕТОДЫ ЛОКАЛЬНО-АДАПТИВНОЙ НЕЛИНЕЙНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАММЫ

Введение

Большинство медицинских обследований требует долговременных измерений для анализа различных возможных состояний физиологических систем, динамическая природа которых является причиной того, что порождаемые процессы часто имеют случайный и нестационарный характер. В долговременных сигналах электрокардиограммы (ЭКГ) присутствуют сложные помехи, к которым относится электромиографический (ЭМГ) шум. Данного вида помеха, генерируемая группами сокращающихся мышечных волокон, представляет собой нестационарный мешающий сигнал, с практически нераспознаваемой формой волны, широким априорно неизвестным спектром частот и негауссовой плотностью распределения вероятностей (ПРВ), имеющей "тяжелые" хвосты, – засоренной выбросами и значениями из выборок, описываемых другими ПРВ. Присутствие нестационарного шума чрезвычайно усложняет, а часто и делает невозможным точное автоматическое определение характерных точек полезного сигнала, распознавания специфических волн и комплексов [1].

Применение методов линейной фильтрации, в частности фильтров нижних частот (ФНЧ), для подавления ЭМГ-шума ЭКГ – часто неприемлемое решение, поскольку ФНЧ значительно сглаживают амплитудные параметры пиков и вызывают неинформационные всплески в окрестности *QRS*-комплекса [2]. Для оптимальной фильтрации Винера необходимы знания временных или спектральных свойств сигналов ЭКГ и ЭМГ, которые часто неизвестны. Применение адаптивных линейных фильтров требует наличия отдельного сигнала, статистически не зависящего от ЭКГ и коррелированного с ЭМГ-помехой, для формирования опорного входа, а также время на адаптацию параметров фильтра, что ограничивает применение данного метода [1]. Недостатком линейных аппроксимирующих фильтров с адаптивным в зависимости от свойств полезного сигнала изменением размера окна и весовых коэффициентов является возможное незначительное расширение *QRS*-комплекса [3].

К наиболее совершенным методам подавления ЭМГ-шума ЭКГ относятся адаптивные фильтры на основе ортогональных преобразований (ОП), в частности адаптивные фильтры Винера (АФВ) [2], использующие мощный концептуальный инструмент оптимальной оценки Винера в области некоторого ОП. Суть АФВ заключается в применении некоторого ОП (вейвлетного, дискретного косинусного), стремящегося в максимально возможной степени декоррелировать данные, и в использовании оптимального фильтра Винера в области данного ОП для подавления шумовых компонент. Поскольку на практике информационная составляющая изучаемого процесса и дисперсия помехи, необходимые для определения передаточной функции фильтра Винера, неизвестны, то они заменяются оценками, полученными на первом этапе АФВ в результате применения другого ОП и пороговой фильтрации [2]. АФВ обеспечивают высокую степень подавления ЭМГ шума в сигнале ЭКГ, однако имеют некоторые недостатки, для преодоления которых целесообразны разработка методов локально-адаптивной (ЛА) нелинейной устойчивой фильтрации [4, 5]. Используемое в АФВ допущение стационарности процесса даже на коротком интервале, соответствующем окну обрабатываемых данных, может не выполняться. Данные методы фильтрации могут оказаться неэффективными при непрогнозируемых изменениях сигнально-помеховой ситуации, не устраняют выбросы. Применение пороговой оценки приводит к потере или искажению низкоамплитудных параметров ЭКГ, появлению эффекта Гиббса в окрестности резких изменений сигнала [2]. В адаптивных фильтрах на основе ОП используется предварительная процедура оценки дисперсии, которая достаточно точна для больших выборок данных, тогда как для обеспечения высоких динамических свойств данных адаптивных фильтров требуются малые размеры окон. В АФВ для сигнально-зависимой настройки пороговой функции, с це-

обработки для определения параметров фильтра. Вместе с тем при обработке процессов, характеризующихся нестационарностью информационной составляющей и помех, устойчивые ЛАФ обеспечивают наиболее высокие интегральные показатели эффективности фильтрации [4, 5]. Данное качество достигается благодаря обработке окрестности текущего отсчета с эффективностью, близкой к наилучшей для соответствующего локальному участку типа сигнала и уровня помех. В зависимости от выбора ПЛА и компонентных фильтров методы ЛА нелинейной фильтрации (1) могут характеризоваться устойчивостью (робастностью) в широком смысле – приемлемым качеством обработки для широкого класса возможных сигнально-помеховых ситуаций, при нестационарности сигнала и помех, негауссовом и смешанном законе ПРВ помех и ограниченном объеме сведений об их характеристиках [4]. Используемые в ЛАФ ПЛА должны достаточно надежно определять локальную сигнально-помеховую ситуацию, а каждый из компонентных фильтров не только характеризоваться оптимальностью (высокой эффективностью) обработки для определенного типа сигнально-помеховых ситуаций, но и в комплексе обладать неплохими свойствами, чтобы при неправильной работе ПЛА неверное применение фильтра не приводило к значительным ошибкам.

Используемые параметры локальной адаптации

С целью преодоления недостатков известных ПЛА, используемых нелинейными ЛАФ, для обработки процессов, характеризующихся различным и априорно неизвестным типом поведения сигнала, при наличии аддитивных и смешанных аддитивных и мультипликативных помех с неизвестной дисперсией, разработан комплекс Z-параметров [4, 5]:

$$Z(n) = \frac{\sum_{k=n-(N-1)/2}^{n+(N-1)/2} (y^f(k) - x(k))}{\sum_{k=n-(N-1)/2}^{n+(N-1)/2} |y^f(k) - x(k)|}, \quad (2)$$

$$Z^s(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=n-(N-1)/2}^{n+(N-1)/2} \text{sign}(y^f(k) - x(k)), \quad (3)$$

$$Q_Z = Z^{(q)}(n) - Z^{(p)}(n), \quad (4)$$

где $x(k)$, $y^f(k)$ – соответственно k -е отсчеты исходного зашумленного процесса и сигнала на выходе предварительного фильтра со средними динамическими и статистическими свойствами и скользящим окном размером N , n – индекс центрального элемента в окне обрабатываемых данных; q , p – номера порядковых статистик упорядоченной выборки значений Z-параметра $\{Z(n-k), \dots, Z(n+k)\}$, $k = 1, N/2$, в пределах окна размером N , $q > p$, $q - p \approx N/2$.

Математическое ожидание параметров Z , Z^s описывается эмпирической формулой [4]

$$\langle Z(n) \rangle \approx \beta(n) / (0,8 + 0,1\beta(n) + 0,3\beta(n)^2),$$

где параметр $\beta(n) = |\Delta_D / \sigma_n|$ характеризует соотношение динамической ошибки Δ_D предварительного фильтра со средними свойствами, и стандартного отклонения шума σ_n ; динамическая ошибка фильтра определяется как $\Delta_D(t_i) = E(S(t_i) - Y^f(t_i))$, где $S(t_i)$ – исходный незашумленный сигнал, $Y^f(t_i)$ – сигнал на выходе фильтра, $E(\cdot)$ – оператор статистического усреднения по ансамблю реализаций; t_i – i -й отсчет времени; дисперсия шума $\sigma_n = \sqrt{\sigma_a^2 + \sigma_\mu^2}$, где σ_a^2 , σ_μ^2 – дисперсии аддитивных и мультипликативных помех.

Комплексное использование ПЛА Z (или Z^S) и Q_Z позволяет осуществлять адаптацию параметров метода ЛА нелинейной фильтрации к ситуациям резких изменений сигнала (скачки, изломы, острые экстремумы), для которых значения Δ_D велики, и медленных изменений сигнала, аппроксимируемых линейными и гладкими функциями, для которых в соотношении $\beta(n)$ превалирует флуктуационная ошибка σ_n [4, 5].

Методы локально-адаптивной нелинейной фильтрации сигнала ЭКГ

С учетом специфики сигнала ЭКГ и на основании анализа свойств различных типов нелинейных фильтров [7] предложено в качестве компонентов метода ЛА нелинейной фильтрации (1) использовать экстраполирующий КИХ-гибридный медианный фильтр (ЭКГМФ) и α -урезанный КИХ-гибридный фильтр (АКГФ) или, в случае наличия импульсных помех, вместо АКГФ стандартный α -урезанный фильтр (АУФ) [8].

ЭКГМФ принадлежит классу медианных фильтров с "предсказывающими" субапертурами – экстраполяцией выходного сигнала по выборкам отсчетов, расположенных до или после текущего (центрального) элемента в скользящем окне, т.е. соответствующих моментам времени, предшествующим и следующим за значением на выходе фильтра [6, 9].

Сигнал на выходе ЭКГМФ [9] описывается следующим выражением:

$$y^{\text{ЭКГМФ}}(n) = \text{med} \{ \hat{x}_{fw}^1(n), \hat{x}_{fw}^0(n), x(n), \hat{x}_{bw}^0(n), \hat{x}_{bw}^1(n) \}, \quad (5)$$

$$\text{где } \hat{x}_{fw}^0(n) = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k x(n-i), \hat{x}_{bw}^0(n) = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k x(n+i), \hat{x}_{fw}^1(n) = \sum_{i=1}^k h(i)x(n-i), \hat{x}_{bw}^1(n) = \sum_{i=1}^k h(i)x(n+i) -$$

выходные значения КИХ-субапертур 0-го и 1-го порядка, экстраполирующих выходной сигнал $y(n)$ по k предыдущим (*forward* – "прогнозирование" вперед) и k последующим (*backward* – "прогнозирование" назад) отсчетам сигнала в окне фильтра; $h(i) = (4k - 6i + 2)/(k(k-1))$ – коэффициенты экстраполяции, $i=1, \dots, k$.

Введением экстраполирующих КИХ-субапертур 1-го порядка расширяют набор стабильных точек нелинейного фильтра – сигналов, которые в отсутствие помех полностью сохраняются на выходе фильтра [5]. Стабильными точками ЭКГМФ (5) являются пик, резкий и наклонный перепады [9]. Кроме высоких динамических свойств в области пика, данный нелинейный фильтр обеспечивает высокую эффективность обработки перепадов [7].

К нелинейным фильтрам, характеризующимся высокой эффективностью обработки сигналов, описываемых линейными и гладкими аналитическими функциями, относится АУФ [6, 7], выходной сигнал которого задается выражением

$$y^{\text{АУФ}}(n) = \frac{1}{N - 2 \cdot [\alpha N]} \sum_{j=[\alpha N]+1}^{N-[\alpha N]} X^{(j)}, \quad (6)$$

где $[\alpha N]$ – параметр урезания, определяющий количество отбрасываемых порядковых статистик в пределах окна фильтра, $\alpha < 0,5$; $X^{(j)}$ – порядковые статистики выборки элементов $\{x(n - (N-1)/2), \dots, x(n + (N-1)/2)\}$ в пределах скользящего окна фильтра размером N , $X^{(1)} \leq X^{(2)} \leq \dots \leq X^{(j)} \leq \dots \leq X^{(N)}$.

АУФ имеет высокие робастные свойства по степени устранения импульсных помех, определяемые параметром $[\alpha N]$, и высокую эффективность подавления шума на линейных и линейно изменяющихся участках. К его достоинствам также относятся высокие показатели динамических и статистических свойств в области полиномиальных сигналов [7].

В нелинейных фильтрах класса взвешенных КИХ-гибридных медианных фильтров используется операция добавления веса (количества повторений) выходным значениям КИХ-

субапертур. Добавление веса выходным сигналам КИХ-субапертур 0-го порядка повышает эффективность подавления шума в окрестности скачка, а для улучшения динамических свойств в области полиномиальных кривых медианная операция замещается α -урезанием [10]. К таким фильтрам относится АКГФ, выходной сигнал которого описывается как

$$y^{AKGF}(n) = \frac{1}{N - 2[\alpha N]} \sum_{j=[\alpha N]+1}^{N-[\alpha N]} X^{(j)}, \quad X = \{\hat{x}_{fw}^1(n), 2 \diamond \hat{x}_{fw}^0(n), x(n), 2 \diamond \hat{x}_{bw}^0(n), \hat{x}_{bw}^1(n)\}, \quad (7)$$

где $X^{(1)} \leq X^{(2)} \leq \dots \leq X^{(j)} \leq \dots \leq X^{(N)}$ – упорядоченные элементы множества X в окне данных размером N ; \diamond – оператор дублирования (повторения) соответствующего элемента, заданного весом количество раз.

Данный нелинейный фильтр незначительно сглаживает скачок, однако характеризуется высокими динамическими и статистическими свойствами в области полиномиальных сигналов. В сравнении с АУФ (6) АКГФ (7) имеет лучшие динамические свойства однако проигрывает по степени устранения выбросов [7].

На основании анализа свойств перечисленных выше нелинейных фильтров с целью подавления нестационарного шума, присутствующего в сигнале ЭКГ, обеспечения высоких динамических свойств и устойчивого функционирования метода обработки предлагаются ЛАФ А1' на основе трех компонент: ЭКГМФ ($N=9$), АУФ ($N=9$, $[\alpha N]=2$) и АУФ ($N=13$, $[\alpha N]=3$), и ЛАФ А1'' на основе двух компонент: ЭКГМФ ($N=9$) и АКГФ ($N=13$, $[\alpha N]=1$). Предложенные нелинейные ЛАФ описываются следующими выражениями:

$$y^{A'}(n) = \begin{cases} y^{ЭКГМФ9}(n), & (Z_2^t \leq Z(n) < 1) \vee (Q_Z(n) \geq Q_Z^t); \\ y^{АУФ9}(n), & (Z_1^t \leq Z(n) < Z_2^t); \\ y^{АУФ13}(n), & (0 \leq Z(n) < Z_1^t), \end{cases} \quad (8)$$

$$y^{A1''}(n) = \begin{cases} y^{ЭКГМФ9}(n), & (Z_1^t \leq Z(n) < 1) \vee (Q_Z(n) \geq Q_Z^t); \\ y^{АКГФ13}(n), & (0 \leq Z(n) < Z_1^t), \end{cases} \quad (9)$$

где пороговые значения Z -параметров $Z_1^t \approx 0,2 \dots 0,25$, $Z_2^t \approx 0,4$, $Q_Z^t \approx 0,4 \dots 0,6$ [0, 0].

Применение ЭКГМФ (5) и АКГФ (7) в структуре метода ЛА устойчивой фильтрации с "жестким" переключением параметров (1) обусловлено возможностью адаптивного использования различных динамических и статистических (по степени подавления шума) свойств данных нелинейных фильтров. В данном случае в зависимости от характера локального поведения сигнала адаптивно используются способность ЭКГМФ хорошо сохранять скачки, пики и другие точки разрыва производной и свойства АКГФ вносить меньшие в сравнении с другими фильтрами динамические ошибки при обработке полиномиальных кривых. Одновременно адаптивно комбинируются достоинства предложенных компонентных фильтров по подавлению флуктуационных помех в окрестности скачков вследствие применения ЭКГМФ и в области линейных и гладких функций при использовании АКГФ. Таким образом, достигается необходимый компромисс противоречивых требований по сохранению скачков, пиков, изломов, с одной стороны, и полиномиальных сигналов, с другой, и одновременному обеспечению высокой степени подавления шума на этих участках. Применение робастного АУФ (6) в структуре метода ЛА устойчивой фильтрации вместо АКГФ целесообразно в случаях неблизкой к нулю вероятности импульсных помех [7, 8].

Тестовые модели сигналов и помех, критерии эффективности

Для исследований эффективности предложенных нелинейных ЛАФ выбраны тестовые сигналы ЭКГ длительностью 350 отсчетов, представляющие высококачественные записи реальных ЭКГ, регистрируемых с частотой дискретизации $f_d=400$ и 200 Гц.

Модель сигнала ЭКГ описывается как $U(t_i) = S(t_i) + n(t_i)$, где $U(t_i)$ – дискретные отсчеты моделируемого процесса; $S(t_i)$ – тестовый сигнал в отсутствие помех; $n(t_i)$ – помеха; t_i – дискретный момент времени. Модель помехи представим в виде суммы $n(t_i) = n_a(t_i) + n_\mu(t_i)$, где $n_a(t_i)$ – аддитивный гауссов шум с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_a^2 ; $n_\mu(t_i)$ – мультипликативная помеха с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_μ^2 , зависящей от амплитуды сигнала $S(t_i)$ по закону $\sigma_\mu^2 = k_0(S^2(t_i))$, $k_0 \in [0; 0,1]$.

В качестве критериев эффективности будем использовать общепринятые для линейных и нелинейных фильтров показатели среднеквадратической ошибки (СКО) и соотношения сигнал-шум (ССШ) [6]. Значения критерия СКО вычисляются по формуле

$$\chi_{i_1-i_2} = \frac{1}{350} \sum_{i=1}^{350} (U_i^f - S_i)^2, \quad (10)$$

где U_i^f – значение i -го отсчета сигнала на выходе фильтра; $S_i = S(t_i)$ – истинное значение сигнала в i -м отсчете; 350 отсчетов – длительность реализации тестового сигнала $S(t_i)$.

Критерий ССШ определяется соотношением мощности исходного сигнала к мощности шума на выходе фильтра

$$q = 10 \lg(P_S/P_n), \quad (11)$$

где мощность сигнала $P_S = \frac{1}{350} \sum_{i=1}^{350} (S_i - \bar{S})^2$; мощность шума $P_n = \frac{1}{350} \sum_{i=1}^{350} (U_i^f - S_i)^2$.

$\bar{S} = \sum_{i=1}^{350} S_i / 350$ – среднее значение сигнала.

Для обеспечения устойчивости количественных результатов оценки эффективности анализируются статистически усредненные показатели качества фильтрации для большого числа тестовых воздействий $N_R = 200$.

Результаты исследований

Проанализируем результаты численной оценки эффективности неадаптивных нелинейных фильтров (5) – (7) и предложенных на их основе нелинейных ЛАФ А' (8) и А'' (9) по интегральным показателям СКО (10) и ССШ (11) для тестовых сигналов ЭКГ. Результаты статистических экспериментальных исследований приведены в табл. 1 для тестового сигнала ЭКГ, регистрируемого с частотой дискретизации $f_d=400$ Гц, и в табл. 2 для тестового сигнала ЭКГ, регистрируемого с частотой $f_d=200$ Гц. Моделировались условия различного уровня аддитивного гауссова шума, смешанных аддитивных и мультипликативных помех, соответствующие ситуациям слабой, средней и сильной зашумленности ЭКГ.

Рассмотрим ситуацию регистрации ЭКГ с частотой $f_d=400$ Гц (см. табл.1). В данном случае преимущества ЛАФ в сравнении с однопроходными фильтрами в большей степени проявляются в условиях слабой и средней зашумленности сигнала. Наилучшую эффективность среди однопроходных фильтров при низком уровне помех (см. табл.1, исходное ССШ изменяется от 18,5 до 13,7 дБ) имеет ЭКГМФ и АУФ ($N=9$): ССШ на их выходе увеличивается на 4,9 – 6,7 дБ, а СКО уменьшается в 2,5 – 4,3 раза, а применение ЛАФ позволяет увеличить ССШ до 7,6 – 9 дБ и уменьшить СКО в 5 – 6 раз. Для среднего уровня аддитивных гауссовых помех (см. табл.1, исходное ССШ изменяется от 12,5 до 10,4 дБ) выигрыш ЛАФ в сравнении

с однопроходными фильтрами уменьшается. Среди неадаптивных фильтров наилучшую эффективность имеет АКГФ: им обеспечивается увеличение ССШ на 7,1 – 8,2 дБ и уменьшение СКО в 5 – 6,2 раз, а на выходе ЛАФ ССШ увеличивается на 9 дБ, а СКО уменьшается в 6,2 – 6,9 раз. Для относительно высокого уровня аддитивных помех (см. табл.1, диапазон изменения ССШ 8,5 – 6,7 дБ) основную роль в обеспечении высокой эффективности имеет способность фильтра подавлять шум. Поэтому эффективность ЛАФ практически такая же, как для АКГФ ($N=13$) и АУФ ($N=9$), характеризующихся средними динамическими свойствами и достаточно высокой степенью подавления шума. Наилучшие показатели среди неадаптивных фильтров обеспечивает АКГФ: ССШ на его выходе увеличивается на 8,9 – 9,4 дБ, а СКО уменьшается в 7,1 – 7,7 раз, показатели наилучшего ЛАФ А1'': увеличение ССШ на 9,1 дБ и уменьшение СКО в 7,1 – 7,5 раз.

В диапазоне низкого-высокого уровня аддитивного и мультипликативного шума (см. табл.1, исходное ССШ 16,1 – 7,9 дБ) исследуемые нелинейные фильтры имеют наилучшую из всех условий помех эффективность. Среди неадаптивных фильтров при низком-среднем уровне смешанного шума ЭКГМФ имеет наилучшие показатели ССШ, а АКГФ и АУФ ($N=9$) выигрывают по критерию СКО. Показатели ССШ и СКО наиболее эффективного неадаптивного фильтра: 7,6 – 8,7 дБ, 3,1 – 7 раз, а для наилучших ЛАФ, использующих предварительную обработку Z -параметра медианным фильтром (размер окна $N=5$), показатель ССШ увеличивается на 8,8 – 10 дБ, а СКО уменьшается в 5,2 – 7,8 раз (см. табл.1, ЛАФ А1'*med*, А1''*med*).

Таблица 1

Фильтр	СКО	ССШ	СКО	ССШ	СКО	ССШ	СКО	ССШ
1) $\sigma_2=0,0002$; NR=200;		2) $\sigma_2=0,0004$;		3) $\sigma_2=0,0006$;		4) $\sigma_2=0,0008$;		
Исходный	0,0002	18,5	0,0004	15,5	0,0006	13,7	0,0008	12,5
ЭКГМФ9	0,00007	23,4	0,00012	20,9	0,00017	19,4	0,00021	18,3
АУФ9(2)	0,00008	22,9	0,00011	21,5	0,00014	20,4	0,00016	19,5
АУФ13(3)	0,00023	17,4	0,00026	16,9	0,00028	16,5	0,00030	16,1
АКГФ13(1)	0,00010	21,4	0,00012	20,7	0,00014	20,1	0,00016	19,6
А1'	0,00005	25,9	0,00008	23,5	0,00012	22,3	0,00015	21,1
А1''	0,00004	26,1	0,00007	24,1	0,00010	22,7	0,00013	21,6
5) $\sigma_2=0,001$;		6) $\sigma_2=0,0013$;		7) $\sigma_2=0,002$;		8) $\sigma_2=0,003$;		
Исходный	0,00101	11,5	0,00130	10,4	0,002	8,5	0,003	6,7
ЭКГМФ9	0,00026	17,4	0,00033	16,4	0,00050	14,6	0,00073	12,9
АУФ9(2)	0,00019	18,8	0,00024	18,0	0,00034	16,5	0,00047	15,0
АУФ13(3)	0,00033	15,8	0,00036	15,4	0,00044	14,6	0,00055	13,7
АКГФ13(1)	0,00018	19,1	0,00021	18,5	0,00028	17,4	0,00039	16,2
А1'	0,00018	20,2	0,00023	19,1	0,00034	17,2	0,00049	15,5
А1''	0,00015	20,5	0,00019	19,4	0,00028	17,6	0,00040	15,8
9) $\sigma_2=0,0003$, $k_0=0,0006$		10) $\sigma_2=0,0006$, $k_0=0,001$;		11) $\sigma_2=0,0008$, $k_0=0,003$;		12) $\sigma_2=0,002$, $k_0=0,006$.		
Исходный	0,00031	16,1	0,00062	13,1	0,00085	11,8	0,00209	7,9
ЭКГМФ9	0,00010	23,7	0,00017	21,1	0,00023	19,8	0,00053	15,8
АУФ9(2)	0,00010	20,7	0,00014	18,9	0,00018	17,9	0,00036	14,9
АУФ13(3)	0,00025	16,9	0,00029	16,2	0,00032	15,8	0,00047	14,1
АКГФ13(1)	0,00011	20,8	0,00014	19,7	0,00017	19,1	0,00030	16,6
А1' <i>med</i>	0,00006	24,0	0,00010	21,9	0,00014	21,1	0,00029	17,2
А1'' <i>med</i>	0,00006	24,9	0,00010	22,5	0,00013	21,2	0,00027	17,9

Различия в эффективности ЛАФ А1' и А1'' незначительны и в основном заключаются в особенностях компонентных фильтров: АУФ для А1' и АКГФ для А1''. Из чего следует, что в ЛАФ обработка сигнала ЭКГ АУФ или АКГФ ведется на тех участках, для которых применение данных фильтров наиболее эффективно, – это линейные участки и гладкие кривые, что

говорит о достаточно надежном функционировании Z-параметров (2) – (4). Более высокая эффективность ЛАФ А1'' во всех ситуациях различного уровня аддитивного и мультипликативного шума обусловлена лучшими динамическими и статистическими свойствами АКГФ в области гладких кривых и пиков в сравнении с АУФ. Учитывая более высокие интегральные показатели качества фильтрации для АКГФ в сравнении с АУФ и более простую алгоритмическую реализацию ЛАФ А1'', можно сделать вывод, что его применение предпочтительнее.

Применение предложенных нелинейных ЛАФ А1' и А1'' на тестовых сигналах ЭКГ, регистрируемых с частотой дискретизации 400 Гц, для условий среднего уровня аддитивных гауссовых помех (рис.1) и смешанных аддитивных и мультипликативных помех (рис.2) показывают высокое качество фильтрации данного биомедицинского сигнала.

Рассмотрим случай регистрации ЭКГ с частотой дискретизации $f_{\partial} = 200$ Гц. Как показывают результаты экспериментальных исследований (табл. 2) для различных условий помех, в данном случае преимущества нелинейных ЛАФ существенны. Для всех моделируемых ситуаций различного уровня аддитивного и мультипликативного шума наилучшую эффективность имеет ЛАФ А1''. Применение АУФ и АКГФ, имеющих хорошие сглаживающие свойства, по интегральным показателям ССШ и СКО оказывается неэффективным в связи с большими динамическими ошибками в области пиков. Среди неадаптивных фильтров по интегральным показателям качества обработки применение только ЭКГМФ эффективно вследствие сохранения пиков данным нелинейным фильтром.

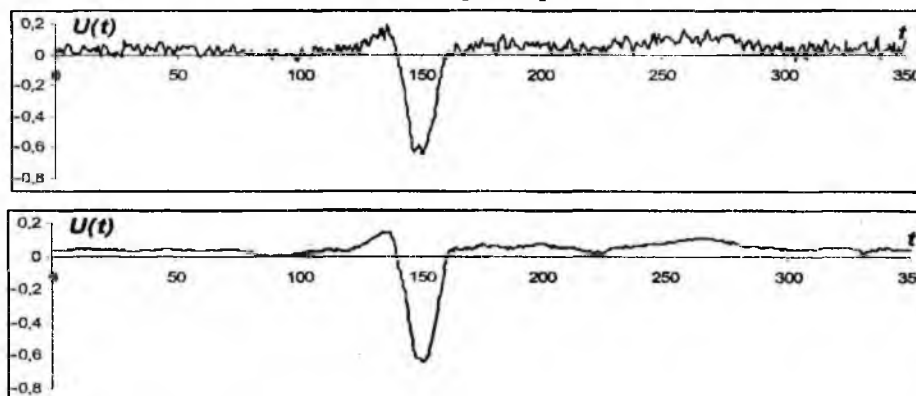


Рис. 1

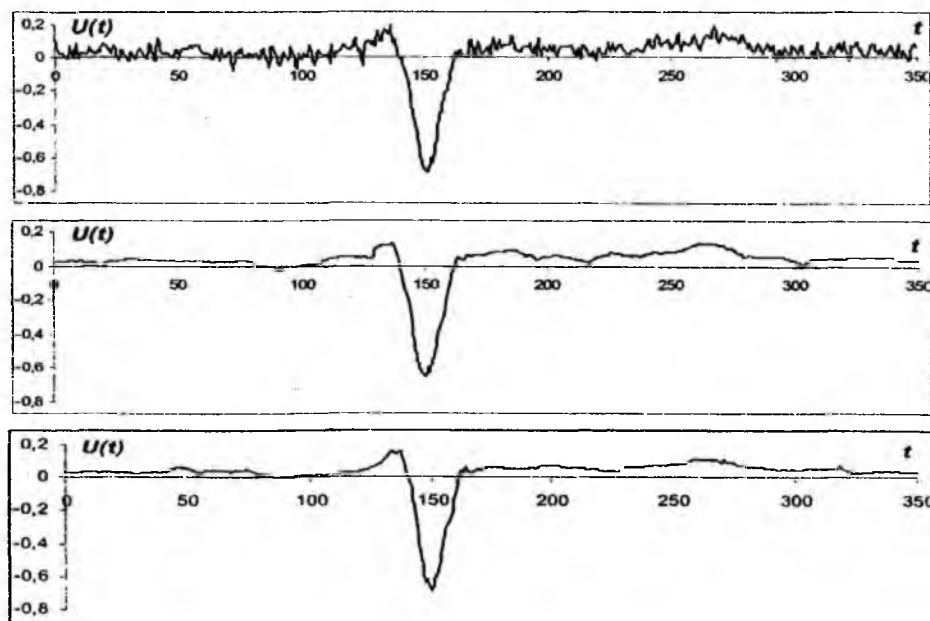


Рис. 2

Рассмотрим ситуацию низкого уровня аддитивного гауссова шума (см. табл.2 исходное ССШ изменяется от 18 до 13,3 дБ). Анализ эффективности ЭКГМФ показывает увеличение выходного ССШ на 3,1 – 4,3 дБ и уменьшение СКО в 2,5 – 3,2 раз. Благодаря адаптивному использованию достоинств различных нелинейных фильтров наилучший ЛАФ А1'' обеспечивает увеличение ССШ на 4,4 – 6,3 дБ, а уменьшение СКО в 3,3 – 4,6 раз. Для среднего уровня аддитивных гауссовых помех (см. табл.2, исходное ССШ изменяется от 12 до 9,9 дБ) ЭКГМФ обеспечивает увеличение ССШ на 4,6 – 4,9 дБ, а уменьшение СКО в 3,2 – 3,5 раз. Наилучший ЛАФ А1'' увеличивает ССШ на 6,8 – 7,3 дБ и уменьшает СКО в 4,7 – 5,2 раз. Для условий высокого уровня аддитивных помех (см. табл.2, исходное ССШ изменяется в пределах 8 – 6,3 дБ) ЭКГМФ обеспечивает увеличение выходного ССШ на 5,4 – 5,5 дБ и уменьшение СКО в 3,7 – 3,8 раз, для ЛАФ А1'' ССШ увеличивается на 7,5 – 7,6 дБ, а СКО уменьшается в 5,6 – 6 раз. Таким образом, даже при высоком уровне шума нелинейные ЛАФ обеспечивают высокую степень его подавления и хорошее сохранение сигнала.

Для условий аддитивного и мультипликативного шума с широким диапазоном изменения дисперсии (см. табл.2, исходное ССШ изменяется от 15,7 до 7,4 дБ) эффективность ЭКГМФ по показателю ССШ возрастает: выходное ССШ увеличивается на 5,2 – 6,6 дБ, а СКО уменьшается в 2,6 – 3,5 раз. Наилучший ЛАФ А1'' в условиях наличия мультипликативной составляющей шума также имеет более высокую эффективность: ССШ на его выходе увеличивается на 6,9 – 8,8 дБ, а СКО уменьшается в 3,5 – 5,4 раз.

Таблица 2

Фильтр	СКО	ССШ	СКО	ССШ	СКО	ССШ	СКО	ССШ
1) $\sigma_a^2=0,0002$; $N_R=200$;		2) $\sigma_a^2=0,0004$;		3) $\sigma_a^2=0,0006$;		4) $\sigma_a^2=0,0008$;		
Исходный	0,00020	18,0	0,0004	15,0	0,0006	13,3	0,0008	12,0
ЭКГМФ9	0,00008	21,1	0,00014	19,0	0,00019	17,6	0,00025	16,6
АУФ9(2)	0,00074	12,2	0,00078	12,0	0,00081	11,7	0,00085	11,5
АУФ13(3)	0,00270	6,7	0,00273	6,7	0,00276	6,7	0,00279	6,6
АКГФ13(1)	0,00112	10,4	0,00115	10,4	0,00117	10,3	0,00119	10,3
А1'	0,00007	22,3	0,00011	20,4	0,00015	19,3	0,00018	18,5
А1''	0,00006	22,4	0,00010	20,7	0,00013	19,6	0,00017	18,8
5) $\sigma_a^2=0,001$;		6) $\sigma_a^2=0,0013$;		7) $\sigma_a^2=0,002$;		8) $\sigma_a^2=0,003$;		
Исходный	0,00101	11,1	0,00132	9,9	0,00203	8,0	0,00304	6,3
ЭКГМФ9	0,00030	15,8	0,00037	14,8	0,00055	13,4	0,00080	11,8
АУФ9(2)	0,00088	11,3	0,00093	11,1	0,00105	10,5	0,00121	9,9
АУФ13(3)	0,00281	6,6	0,00285	6,6	0,00294	6,6	0,00307	6,5
АКГФ13(1)	0,00121	10,2	0,00125	10,1	0,00132	9,9	0,00143	9,7
А1'	0,00022	17,9	0,00027	17,1	0,00040	15,4	0,00057	13,8
А1''	0,00020	18,1	0,00025	17,2	0,00036	15,5	0,00051	13,9
9) $\sigma_a^2=0,0003$, $k_0=0,0006$		10) $\sigma_a^2=0,0006$, $k_0=0,001$;		11) $\sigma_a^2=0,0008$, $k_0=0,003$;		12) $\sigma_a^2=0,002$, $k_0=0,006$.		
Исходный	0,00031	15,7	0,00062	12,7	0,00084	11,4	0,00209	7,4
ЭКГМФ9	0,00012	20,9	0,00020	18,6	0,00027	17,3	0,00059	14,0
АУФ9(2)	0,00076	12,2	0,00082	12,0	0,00087	11,8	0,00109	10,8
АУФ13(3)	0,00271	6,6	0,00275	6,5	0,00278	6,4	0,00294	6,1
АКГФ13(1)	0,00113	10,6	0,00117	10,6	0,00119	10,6	0,00132	10,3
А1'	0,00009	21,8	0,00015	19,5	0,00021	18,4	0,00044	15,8
А1''	0,00009	22,6	0,00014	20,2	0,00019	19,1	0,00039	16,2

Из качественного анализа выходных сигналов ЛАФ А1', А1'' для тестовых сигналов ЭКГ, регистрируемых с частотой дискретизации $f_d=200$ Гц, для условий воздействия аддитивного гауссова шума (рис. 3) и смешанных аддитивных и мультипликативных помех

(рис.4), видим высокую эффективность подавления шума и хорошее сохранение пиков и участков сигнала, аппроксимируемых гладкими функциями.

Таким образом, предложенные ЛАФ являются высокоэффективными методами нелинейной устойчивой фильтрации ЭКГ, обеспечивающими высокую степень подавления аддитивного и мультипликативного шума с широким диапазоном изменения дисперсии. Применение данных ЛАФ целесообразно исходя из задачи обеспечения приемлемого компромисса противоречивых динамических и статистических свойств методов фильтрации и достижения высокого качества обработки в условиях нестационарности и априорной неопределенности поведения сигнала и статистических характеристик помех.

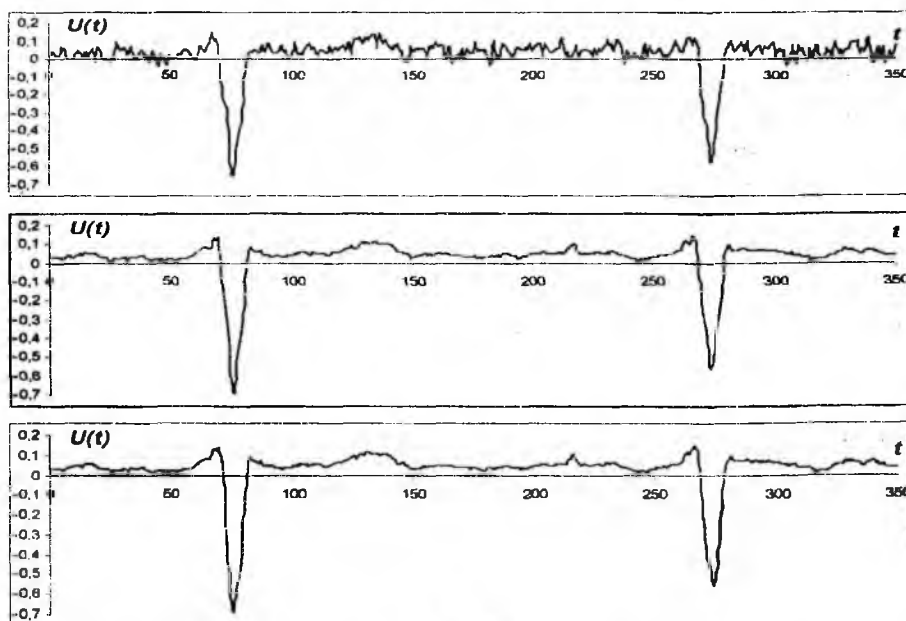


Рис. 3

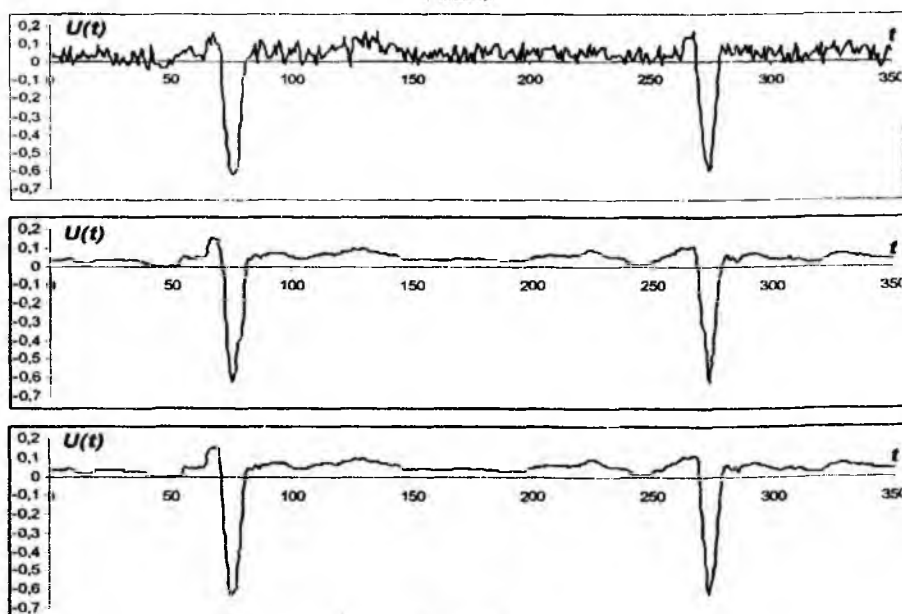


Рис. 4

Выводы

Большинство биомедицинских сигналов, в частности ЭКГ, отображают нестационарные процессы, содержащие как резкие изменения, так и медленные волны, причем характер поведения информационной составляющей может быть неизвестным. В таких случаях при вы-

боре метода фильтрации важно обеспечить наилучший компромисс по эффективности обработки различных типов сигналов и по устойчивости функционирования в целом, т.е. использовать локально-адаптивную (отслеживающую характер изменений входного процесса и соответственно перестраивающую параметры и/или тип фильтра) фильтрацию сигнала.

Проведенный численный анализ эффективности предложенных методов ЛА нелинейной устойчивой фильтрации для обработки сигнала ЭКГ в широком диапазоне изменения дисперсии аддитивного и смешанного аддитивного и мультипликативного шума продемонстрировал высокие интегральные показатели качества фильтрации по критериям СКО и ССШ. Для сигнала ЭКГ, регистрируемого с частотой дискретизации $f_d=400$ Гц, предложенные ЛАФ в диапазоне низкого-среднего уровня аддитивных гауссовых помех (исходное ССШ 18,5 – 8,5 дБ) обеспечивают увеличение ССШ на 8 – 9 дБ и уменьшение СКО в 5 – 7,5 раз. При наличии мультипликативной составляющей шума эффективность ЛАФ повышается: выходное ССШ увеличивается на 9 – 10 дБ, СКО уменьшается в 5 – 7,7 раз.

Если для тестового сигнала ЭКГ, регистрируемого с частотой $f_d=400$ Гц, выигрыш ЛАФ в сравнении с однопроходными нелинейными фильтрами, хорошо подавляющими шум, заметен для условий низкого-среднего уровня помех, то для сигнала ЭКГ, регистрируемого с частотой дискретизации $f_d=200$ Гц, преимущество ЛАФ во всех ситуациях воздействия различного уровня аддитивного и мультипликативного шума существенно. В данном случае нелинейные фильтры, имеющие средние динамические и хорошие сглаживающие свойства по интегральным показателям ССШ и СКО, оказываются неэффективными. Применение же предложенных ЛАФ в диапазоне низкого-высокого уровня шума (исходное ССШ 18 – 6 дБ) обеспечивает увеличение ССШ на 4,5 – 7,5 дБ, и уменьшение СКО в 3,3 – 6 раз, причем при наличии мультипликативной составляющей помехи эффективность нелинейных ЛАФ по критерию ССШ возрастает до 6 – 8,8 дБ.

Методы ЛА нелинейной фильтрации сигнала ЭКГ имеют ряд практических преимуществ: устойчивое функционирование в условиях априорной неопределенности и нестационарности сигнала и дисперсии помех, наилучшую эффективность при наличии смешанного аддитивного и мультипликативного шума, простую реализацию и небольшой размер скользящего окна – соответственно высокое быстродействие. Кроме того, рассмотренные ЛАФ не требуют предварительной достаточно точной оценки дисперсии шума. Используемые в качестве ПЛА Z-параметры инвариантны к масштабу амплитуды сигнала, тогда как для адаптивных линейных фильтров на основе ОП существует противоречивая зависимость между выбором величины порога для обнуления или подавления спектральных коэффициентов помехи, с одной стороны, и для сохранения низкоамплитудных изменений ЭКГ, с другой. Уменьшение порога для лучшего сохранения низкоамплитудных параметров сигнала приводит к увеличению дисперсии остаточного шума, затрудняющего последующие определение информационных данных и анализ ЭКГ. Нелинейные ЛАФ позволяют избежать и другого недостатка пороговой оценки – эффекта Гиббса в окрестности резких изменений сигнала.

Таким образом, предложенные нелинейные ЛАФ обеспечивают высокую эффективность подавления нестационарного шума с неизвестной дисперсией в сигнале ЭКГ, высокие динамические свойства и устойчивое функционирование в условиях непрогнозируемых изменений сигнально-помеховой ситуации.

Список литературы: 1. Рангайян Р.М. Анализ биомедицинских сигналов. Практический подход / Р.М. Рангайян. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2010. – 440 с. 2. Gotchev A. Spline and Wavelet Based Techniques for Signal and Image Processing: Thesis for the degree of Doctor of Technology / Gotchev Atanas. – Tampere University of Technology (Finland), 5th September, 2003. – 171 p. 3. Christov I. Filtering of electrocardiogram artifacts from the electrocardiogram / I. Christov, I. Daskalov // Med. Eng. Phys. – 1999. – Vol. 21. – P.731-736. 4. Зеленский А.А. Локально-адаптивные алгоритмы устойчивой фильтрации информационных данных / А.А. Зеленский, В.В. Лукин, А.Б. Погребняк // Функционирование радиотехнических систем в условиях негауссовых помех: сб. научно-техн. тр. – М.: МТИ, 1992. – С.45-53. 5. Лукин В.В. Анализ поведения показателей локальной активности для нелинейных адаптивных фильтров /

В.В. Лукин // Радиофизика и электроника. – 1998. – Вып.3., № 2. – С.80-89. 6. *Astola J.* Fundamentals of Nonlinear Digital Filtering / J. Astola, P. Kuosmanen. – USA: CRC Press LLC, 1997. – 276 p. 7. *Лукин В.В.* Анализ свойств алгоритмов нелинейной фильтрации одномерных информационных сигналов / В.В. Лукин, Н.О. Тулякова, М.О. Дорошук // *Авиационно-космическая техника и технология: сб. науч. тр. Нац. аэрокосм. ун-та им. Н.Е. Жуковского "ХАИ".* – Вып. 12. – Х., 1999. – С. 109-113. 8. *Тулякова Н.О.* Применение КИХ-гибридных нелинейных фильтров в локально-адаптивных алгоритмах на основе Z-параметров / Н.О. Тулякова // *Вісник Сумського держ. ун-ту.* – 2002. – № 1 (34)' – С. 41-50. 9. *Heinonen P.* Median type filters with predictive FIR substructures / P. Heinonen, Y. Neuvo // *IEEE Trans. Acoust. Speech and Signal Process.* – 1988. – Vol. 36, № 6. – P. 892-899. 10. *Weighted FMH filters* / J. Neejarvi, A. Varri, S. Fotopoulos, Y. Neuvo // *Signal Processing.* – 1993. – Vol. 31. – P. 181-190.

*Харьковский национальный
автомобильно-дорожный университет*

Поступила в редколлегию 15.03.2011

И.Ш. НЕВЛЮДОВ, д-р техн. наук, А.М. ЦЫМБАЛ, канд. техн. наук,
С.С. МИЛЮТИНА, канд. техн. наук, В.Ю. ШАРКОВСКИЙ

ПРИМЕНЕНИЕ АКУСТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ МОБИЛЬНЫМ РОБОТОМ

Современной тенденцией развития роботизированных систем является широкое применение аудио- и визуальных средств ввода и обработки информации. Например, в рамках автоматизированной транспортно-складской системы мобильный погрузочно-разгрузочный робот работает в тесном сотрудничестве с людьми – сотрудниками склада, что вызывает необходимость разработки эффективного человеко-машинного интерфейса. Применение голосового интерфейса, при котором команды оператор подаёт при помощи голоса и также получает подтверждение от робота, позволит уменьшить затраты времени на постановку задачи и управлять роботом с минимальным дополнительным оборудованием.

Система распознавания речи (рис. 1) для голосового управления состоит, как правило, из трех основных компонентов: акустической модели, языковой модели и декодера [1].

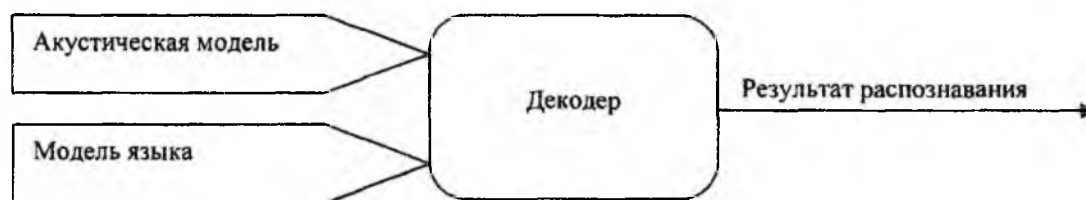


Рис. 1

Акустическая модель позволяет оценить распознавание речевого сегмента с точки зрения схожести на звуковом уровне. Известно несколько методов построения дикторонезависимой акустической модели [2]. Одни основаны на обработке сигнала от приемника звука с целью выделения признаков, характерных для определенных слов и независимых от диктора. Другие акустические модели для того чтобы обеспечить инвариантность к произнесению звуков людьми разного пола, возраста, с разным тембром и акцентом, «тренируются» на специально подобранных и отсегментированных речевых базах большого объема, включающих речь сотен различных людей. В результате, несколько тысяч моделей фонем в разных фонетических контекстах являются основой дикторонезависимого пофонемного распознавания речи на определенном языке.

Использование чисто акустической информации недостаточно для осуществления качественного распознавания речи. Например, в реальных условиях (при наличии посторонних шумов и искажений речевого сигнала) ни одни, даже самые точные, акустические модели не смогут отличить слово «крюк» от слова «трюк». В такой ситуации важна информация о контексте (теме разговора) и, что еще более важно, о тех словах, которые уже были распознаны ранее. Например, если ранее было распознано слово «железный», то в этой ситуации гораздо вероятнее ожидать произнесения слова «крюк», чем «трюк». Подобная оценка и осуществляется языковой моделью. Модели языка бывают двух основных видов: на основании грамматик и статистические [3].

Декодер – программный компонент системы распознавания, который совмещает данные, получаемые в ходе распознавания от акустических и языковых моделей, и на основании их объединения определяет наиболее вероятную последовательность слов, которая и является конечным результатом распознавания

Акустическое колебание, формируемое в речевом тракте человека, является непрерывно изменяющимся процессом. С математической точки зрения его можно описать функцией непрерывного времени t . Аналоговые (непрерывные во времени) сигналы будут обозначаться через $x_a(t)$. Речевой сигнал можно представить и последовательностью чисел, например $x(n)$. Если последовательность чисел представляет собой последовательность мгновенных значений, аналогового сигнала, взятых периодически с интервалом T , то эта операция дискретизации обозначается через $x_a(nT)$. На рис. 2 показан пример речевого сигнала в аналоговой форме и в виде последовательности отсчетов, взятых с частотой дискретизации 8 кГц .

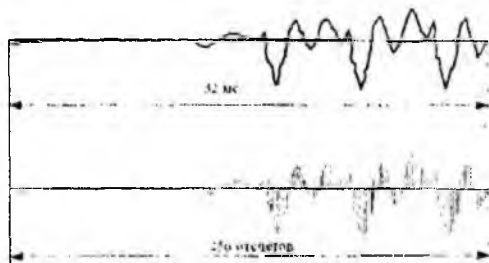


Рис. 2

Обработка сигналов включает преобразование их в форму, удобную для дальнейшего использования. Таким образом, интерес представляют дискретные системы или, что то же самое, преобразования входной последовательности в выходную. Подобные преобразования далее изображаются на структурных схемах. Многие системы анализа речевых сигналов разработаны для оценивания переменных во времени параметров по последовательности мгновенных значений речевого колебания. Подобные системы имеют многомерный выход, т. е. одномерная последовательность на входе, представляющая собой речевой сигнал, преобразуется в векторную последовательность на выходе.

Анализ сигналов и расчет систем значительно облегчаются при их описании в частотной области. В этой связи полезно кратко остановиться на представлении сигналов и систем в дискретном времени с использованием преобразования Фурье и z -преобразования.

Прямое и обратное z -преобразование последовательности определяется двумя известными уравнениями:

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n}, \quad (1)$$

$$x(n) = \frac{1}{2\pi i} \oint_C X(z)(z)^{n-1} dz. \quad (2)$$

Прямое z -преобразование $x(n)$ определяется уравнением. В общем случае $X(z)$ – бесконечный ряд по степеням z^{-1} ; последовательность $x(n)$ играет роль коэффициентов ряда. В общем случае подобные степенные ряды сходятся к конечному пределу только для некоторых значений z . Достаточное условие сходимости имеет вид

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x(n)| |z^{-n}| < \infty. \quad (3)$$

Описание сигнала в дискретном времени с помощью преобразования Фурье задаётся в виде

$$X(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)e^{-j\omega n}, \quad (4)$$

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x(\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (5)$$

Преобразование Фурье получается вычисления z-преобразования на единичной окружности, т. е. подстановкой $z=e^{j\omega}$. Частота ω может быть интерпретирована как угол на z-плоскости. Достаточное условие существования преобразования Фурье можно получить, подставляя $|z|=1$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x(n)| < \infty. \quad (6)$$

Важная особенность преобразования Фурье последовательности состоит в том, что оно является периодической функцией ω с периодом 2π . С другой стороны, поскольку $X(e^{j\omega})$ представляет собой значение $X(z)$ на единичной окружности, оно должно повторяться после каждого полного обхода этой окружности, т. е. когда ω изменится на 2π рад.

Для дискретных сигналов, как и в случае аналоговых, если последовательность периодическая с периодом N , т. е.

$$x(n) = x(n + N), \quad -\infty < n < \infty. \quad (7)$$

то $x(n)$ можно представить в виде суммы синусоид, а не в виде интеграла. Преобразование Фурье для периодической последовательности имеет вид[4]

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N}, \quad (8)$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{-j2\pi kn/N}. \quad (9)$$

Это точное представление периодической последовательности. Однако основное преимущество описания заключается в возможности несколько иной интерпретации уравнений. Рассмотрим последовательность конечной длины $x(n)$, равную нулю вне интервала $0 \leq n \leq N - 1$. В этом случае z-преобразование имеет вид

$$X(z) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) z^{-n}. \quad (10)$$

Если записать $X(z)$ в N равноотстоящих точках единичной окружности, т. е. $z_k=e^{j2\pi k/N}$, $k=0, 1, \dots, N-1$, то получим

$$X(e^{j2\pi k/N}) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N}, \quad k=0, 1, \dots, N-1. \quad (11)$$

Дискретное преобразование Фурье (ДПФ) со всеми его особенностями является важным способом описания сигналов по следующим причинам:

- ДПФ можно рассматривать как дискретизированный вариант z-преобразования (или преобразования Фурье) последовательности конечной длительности;
- ДПФ очень сходно по своим свойствам (с учетом периодичности) с преобразованием Фурье и z-преобразованием;
- N значений $X(k)$ можно вычислить с использованием эффективного (время вычисления пропорционально $N \log N$) семейства алгоритмов, известных под названием быстрых преобразований Фурье (БПФ).

Дискретное преобразование Фурье широко используется при вычислении корреляционных функций, спектров и при реализации цифровых фильтров, а также часто используется и при обработке речевых сигналов[4].

Спектральный анализ является методом обработки сигналов, который позволяет выявить частотный состав сигнала. Поскольку анализируемые сигналы во многих случаях имеют случайный характер, то важную роль в спектральном анализе играют методы математической статистики. Частотный состав сигналов определяют путем вычисления оценок спектральной плотности мощности (СПМ). Задачами вычисления СПМ являются обнаружение гармонических составляющих в анализируемом сигнале и оценивание их параметров. Для решения указанных задач требуется соответственно высокая разрешающая способность по частоте и высокая статистическая точность оценивания параметров. Эти требования противоречивы. Аргументы в пользу выбора высокого разрешения или высокой точности оценки СПМ зависят от того, что интересует исследователя: устойчивые оценки в пределах всего диапазона частот или высокая степень обнаруживаемости периодических составляющих.

Все методы цифрового спектрального анализа можно разделить на две группы [4]: классические методы, базирующиеся на использовании преобразований Фурье, и методы параметрического моделирования, в которых выбирается некоторая линейная модель формирующего фильтра и оцениваются его параметры. К первой группе относят корреляционный и периодограммные методы. Ко второй группе относят методы оценивания СПМ на основе авторегрессии скользящего среднего и др.

Периодограммный метод обеспечивает вычисление оценки СПМ непосредственно по числовой последовательности $x[nT_0]$, формируемой путем дискретизации стационарного эргодического случайного процесса $x(t)$. Периодограммная оценка СПМ

$$\bar{S}_x(\omega) = \frac{T_0}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} x[nT_0] e^{-j\omega n T_0} \right|^2. \quad (12)$$

Выражение соответствует возможности вычисления СПМ с помощью преобразования Фурье непосредственно по реализации исходного сигнала.

Вычисленная оценка СПМ несостоятельна, т.е. с увеличением N она не улучшается. Для получения состоятельной оценки ее необходимо сглаживать. Кроме этого, при выполнении преобразования Фурье последовательности $x[nT_0]$ конечной длины N происходит «размывание» спектра, которое также оказывает влияние на состоятельность оценки СПМ.

Ограничение последовательности $x[nT_0]$ конечным числом значений равносильно умножению исходной бесконечной последовательности $x_0[nT_0]$ на другую последовательность

$$w[nT_0] = \begin{cases} 1, & 0 \leq n \leq N-1, \\ 0, & n < 0, n > N-1 \end{cases} \quad (13)$$

которую называют прямоугольным окном. Тогда можно записать:

$$x[nT_0] = x_0[nT_0] w[nT_0]. \quad (14)$$

На основании указанного метода обработки звуковой информации и приведенных формул создано программное обеспечение, реализующее распознавание голосовой информации. Для реализации функции распознавания голосовых команд голосового управления промышленным роботом создана функция *OpenData*. После того, как данные о записанной информации занесены в массив, функция вызывает функции, отвечающие за преобразование этого массива. Прежде всего, вызывается функция *Noise*, которая на основании разделения вокализованного звука и невокализованного переписывает массив с данными о звуке в новый массив, содержащий лишь участки вокализованного звука.

График, отражающий модули значений массива до преобразования, приведен на рис. 3.

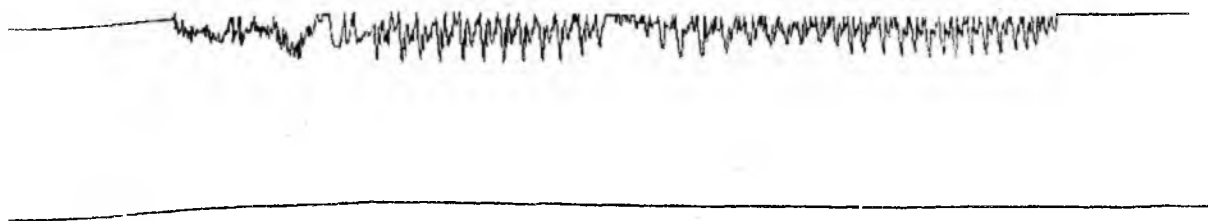


Рис. 3

График, отражающий модули значений массива после обработки с помощью функции Noise, представлен на рис. 4.

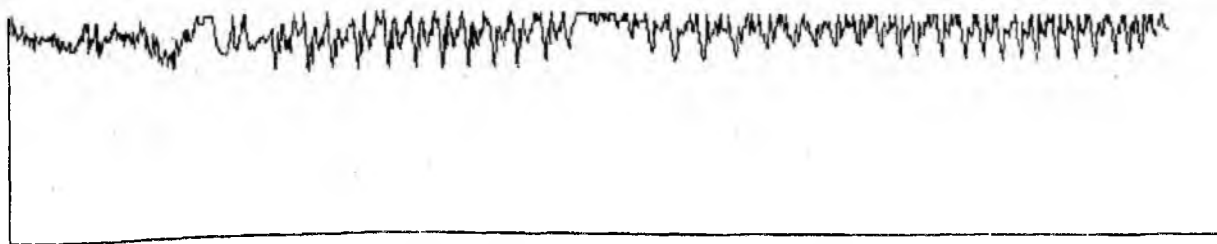


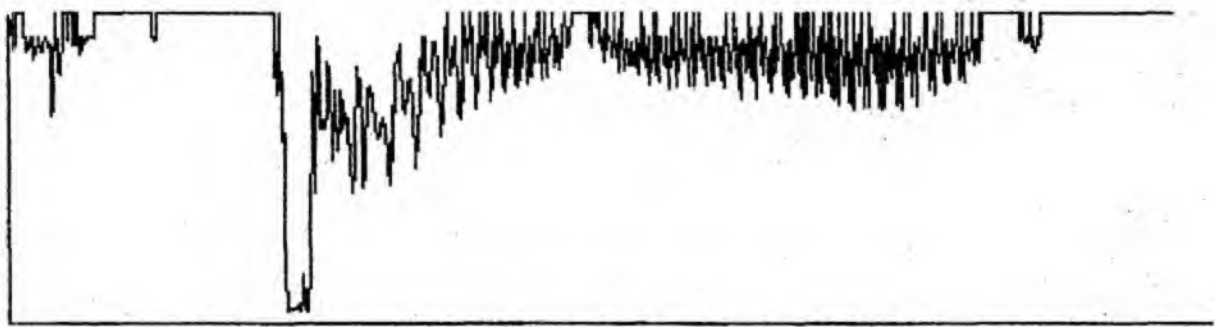
Рис. 4

После этого проводится обработка в окне Хэмминга. График, полученный в результате этого преобразования, приведен на рис. 5.



Рис. 5

Далее выполняется преобразование Фурье для коэффициентов, взвешенных окном Хэмминга. После этого производится фильтрация. Затем проводится обратное преобразование Фурье. Далее следует операция клиппирования, на основании графика которой делается вывод о том, какое слово было произнесено. На рис. 6 приведены графики сигнала для слова «вперёд»: рис. 6, а – график вокализованной части сигнала; рис. 6, б – график сигнала после обработки в окне Хэмминга; рис. 6, в – график сигнала после клиппирования.



а



б



в

Рис. 6

Таким образом, созданное программное обеспечение позволяет распознавать управляющие команды произнесенные голосом для дальнейшего формирования задания системе управления мобильным роботом. Применение данной программы для управления роботом позволит в значительной степени сократить время необходимое для формулировки задания системе управления, а также обеспечивает возможность управления роботом без необходимости в специализированных технических средствах и длительном обучении оператора. Кроме того, к достоинствам данного подхода следует отнести независимость от оператора-диктора. В то же время, недостатком предложенного метода распознавания команды является отсутствие возможности обучения программы, отнесение всех произнесенных слов лишь к набору заложенному в программе, а также высокие требования к вычислительной мощности системы управления.

Список литературы: 1. *Рассел, Стюарт.* Искусственный интеллект: Современный подход : пер. с англ./ Стюарт Рассел, Питер Норвинг. – 2-е изд. – М.: Изд. дом «Вильямс» 2006. – 1408 с. 2. *Jurafsky, D.* Speech and Language Processing: An Introduction to Natural Language Processing, Computational Linguistics, and Speech Recognition / D. Jurafsky, J.H. Martin. – New Jersey:Prentice-Hall, 2000. – 934 с. 3. *Искусственный интеллект: Применение в интегрированных производственных системах / под ред. Э. Кьюсиака:* пер. с англ. – А.П.Фомина / под ред. А.И. Дашенко, Е.В. Левнера. – М.: Машиностроение, 1991. – 544с. 4. *Рабинер, Л.* Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Голд. – М.: Мир, 1978. – 848 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.01.2011

К ВОПРОСУ О МОДЕЛИРОВАНИИ МИКРОВОЛНОВЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ УСТАНОВОК СУШКИ ДРЕВЕСИНЫ С БЕГУЩЕЙ ВОЛНОЙ

Введение

Использование СВЧ-энергии для сушки древесины эффективнее, чем ВЧ-энергии, так как мощность, передаваемая диэлектрику электромагнитным полем, пропорциональна частоте, квадрату напряженности электрического поля и коэффициенту диэлектрических потерь. В России для промышленного использования отведены диапазоны микроволн со следующими значениями частот: 460, 915 и 2450 МГц. Выбор частот определяется характеристиками материала, подлежащего сушке. Поглощение и преобразование в тепло СВЧ-мощности в диэлектрическом материале с потерями рассчитывается в зависимости от комплексной диэлектрической проницаемости и коэффициента потерь. Влажная древесина имеет наибольшую величину коэффициента диэлектрических потерь. При использовании СВЧ-энергии для сушки пиломатериалов следует принять во внимание ряд преимуществ, присущих только данному виду энергии:

- возможность сконцентрировать на единице объема древесины высокую тепловую мощность, что невозможно при традиционных способах сушки;
- возможность получить избирательный нагрев древесины и нужное по технологии распределение температур в материале при малой инерционности процесса.

Однако ряд причин приводят к неудовлетворительным результатам использования СВЧ-энергии для сушки древесных материалов. К ним следует отнести:

- маломощные источники СВЧ, работающие на частотах 2450 МГц, что неприемлемо для сушки пакета пиломатериалов;
- одностороннее облучение пакета, что приводит к неравномерному по его ширине нагреву и сушке;
- локальные перегревы материала вследствие образования поверхностных волн, приводящих к возгоранию древесины;
- неравномерное распределение СВЧ-энергии по штабелю пиломатериалов.

В работе [1] рассмотрена электродинамическая модель процесса сушки древесины в сушильной камере, где СВЧ нагрев обеспечивается волноводно-щелевыми облучателями, расположенными вдоль камеры, т.е. параллельно штабелю древесины. Однако, несмотря на физически строгую постановку задачи, использование специализированной программы компьютерного моделирования и экспериментальное подтверждение полученных результатов четких рекомендаций для разработчиков и обсуживающего персонала подобных технологических установок в полной мере получить все же не удастся.

В настоящей работе авторы попытались рассмотреть задачи, решение которых способствовало бы улучшению существующих электродинамических моделей, и попытаться найти конкретный алгоритм автоматизированного проектирования СВЧ-камер сушки.

Постановка задачи

Моделированию волноводно-щелевых излучателей посвящено большое количество теоретических и экспериментальных исследований, которые включают в себя анализ физических особенностей излучения наклонных и криволинейных щелей в ближней и промежуточной зоне, исследование особенностей поляризационных и дифракционных эффектов излучения и взаимного влияния излучателей.

Рассмотрим постановку задачи, близкую к [1], соответствующую расположению волноводного тракта в сушильной установке с бегущей волной – сушилки конвейерного типа с пе-

рекрестным движением, в которой направление движения материала и поток электромагнитного поля перпендикулярны друг другу (рис.1).

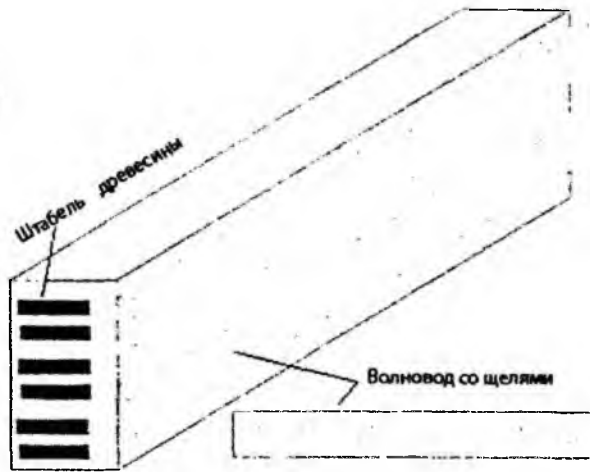


Рис. 1

Волноводно-щелевые облучатели расположены вдоль штабеля, т.е. излучение каждой щели направлено перпендикулярно торцевой поверхности досок. Длина каждой щели принималась равной $0,5\lambda$. Подобная излучающая система образует двумерную эквидистантную антенную решетку, возбужденную равномерно и синфазно. Известно, что металлическая плоскость, вдоль которой расположена щель, является бесконечной плоскостью, то диаграмма направленности такой щели идентична диаграмме направленности проволочного вибратора.

Известно, что для проволочного вибратора существует строгое решение внешней электродинамической задачи, определяющей значение компонент электромагнитного поля на любом расстоянии от излучателя. При совпадении плоскостей введенной в щель доски и вектора напряженности электрического поля E интенсивность облучения доски СВЧ-энергией максимальна. При движении доски через волновод каждый ее участок получает одинаковую порцию энергии. Если по ходу движения доски установить несколько волноводов, то с интервалом времени каждый участок доски получит одинаковую порцию энергии. В такой установке реализуется прерывистый или циклический процесс сушки, который менее энергоемкий, чем непрерывный.

В электродинамической модели, которая представлена на рис.1, расстояние между каждой щелью до штабеля соответствовало дальней зоне одиночного излучателя. Однако применительно к волноводу с 10 прорезанными щелями штабель находится в ближней зоне, поскольку для подобной системы, которая образует антенную решетку, расстояние дальней зоны хорошо описывается соотношением $R_{дз} > 2L^2/2$. В работе [1] мощность рассчитывалась по соотношениям, которые приемлемы для дальней зоны одиночного щелевого излучателя.

Согласно нашим исследованиям, в которых мощность электромагнитного поля линейной антенной решетки рассчитывалась по теореме Пойтинга для комплексных амплитуд по соотношению

$$S = [E, H], \quad (1)$$

приводит к существенным отличиям в пространственном распределении микроволновой мощности по сравнению со случаем, когда используются соотношения аналогичные [1], т.е. по соотношению $P = \omega \epsilon' \epsilon'' E^2$

Для моделирования распределения электромагнитного поля внутри древесины необходимо использовать строгие соотношения для расчета распределения плотности тока осевого излучателя (интегральное уравнение Поклингтона) в виде

$$\left(\frac{d^2}{ds^2} + k^2 \epsilon \mu \right) \int_L^L J(s') \frac{e^{-ik\sqrt{\epsilon\mu}R(s,s')}}{R(s,s')} ds' = i\omega E_{os}(s), \quad (2)$$

где $E_{os}(s)$ – поле сторонних источников; $R(s, s') = \sqrt{(s - s')^2 + r^2}$ – расстояние между точками наблюдения и интегрирования; ε_1 и μ_1 – диэлектрическая и магнитная проницаемость материала; $k = 2\pi / \lambda$; s – продольная координата, $k_1 = k\sqrt{\varepsilon_1\mu_1}$.

Применительно к древесине, которая представляет собой диэлектрик с потерями, т.е. $\mu_1 = 0$, $\varepsilon_1 = \varepsilon_1' + i\varepsilon_1''$. Для древесины с высокой влажностью $\varepsilon_1' = 8$, $\varepsilon_1'' = 1,3$ для древесины со средней влажностью $\varepsilon_1' = 5$, $\varepsilon_1'' = 0,9$, для древесины с малой влажностью $\varepsilon_1' = 2$, $\varepsilon_1'' = 0,23$.

Воспользуемся выражениями [7], однозначно определяющими поле излучения вибратора в материальной среде в сферической системе координат ρ, θ, φ :

$$E_\rho(\rho, \theta) = \frac{k_1 \rho}{w \varepsilon_1} \int_{-L}^L J(s) G(\rho, \theta, s) \left(\frac{2R}{\rho} W_1 \cos \theta - ik_1 s W_2 \sin^2 \theta \right) ds,$$

$$E_\theta(\rho, \theta) = \frac{k_1 \rho}{w \varepsilon_1} \int_{-L}^L J(s) G(\rho, \theta, s) \left[\frac{2R}{\rho} W_1 - ik_1 s W_2 (\rho - s \cos \theta) \right] ds, \quad (3)$$

$$H_\varphi(\rho, \theta) = \frac{ik_1 \rho \sin \theta}{c \sqrt{\varepsilon_1 \mu_1}} \int_{-L}^L J(s) G(\rho, \theta, s) R W_1 ds, \quad G(\rho, \theta, s) = \frac{e^{-ikR}}{R^3},$$

$$R = \sqrt{\rho^2 - 2\rho s \cos \theta + s^2}, \quad W_1 = 1 + 1/ik_1 R, \quad W_2 = 1 + 3/ik_1 R - 3/k_1^2 R^2.$$

Анализ результатов

Сложный характер зависимости демонстрируют рис. 2, 3, на которых представлено распределение мощности электромагнитного поля для линейной эквидистантной решетки с пятью и четырьмя излучателями. На них отчетливо видна неравномерность распределения электромагнитного поля в направлении перпендикулярном расположению излучателей по

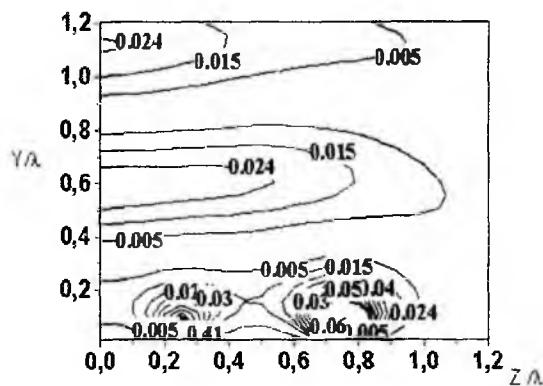


Рис. 2

сравнению с направлением, вдоль которого расположены излучатели. Схему расположения излучателей, описанная в работе [4], применима к модели сушильной камеры, представленной на рис. 1. Проведенные исследования по алгоритму [2], показали, что пренебрежение особенностями ближнего поля приводит к существенным ошибкам в определении величины и пространственного положения “максимумов” и “минимумов” излучения, которые находятся в промежуточной зоне решетки излучателей. На графиках, представленных на рис. 2,3, для распределения мощности электромагнитного

поля для свободного пространства, площадь которого соответствует пространству до начала расположения штабеля, которое соответствует промежуточной (средней) зоне решетки излучателей, расположение каждого излучателя изображено кружком на оси Z . При расчетах учитывались все компоненты электромагнитного поля – диполей Герца, расстояние между которыми соответствуют $0,5\lambda$.

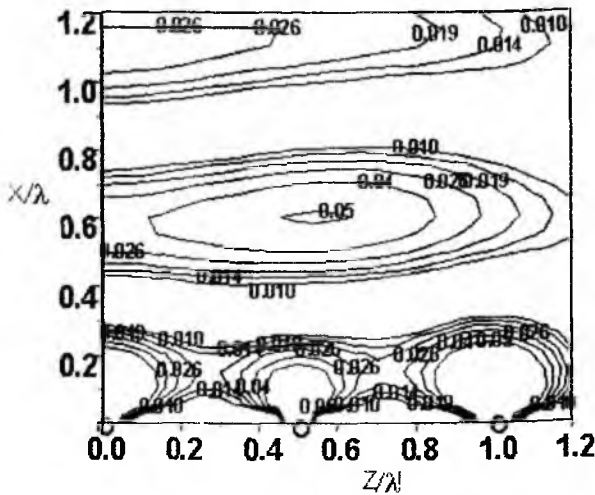


Рис. 3

представлено распределение мощности электромагнитного поля для пяти излучателей (рис. 3) при расстоянии между излучателями $0,5\lambda$.

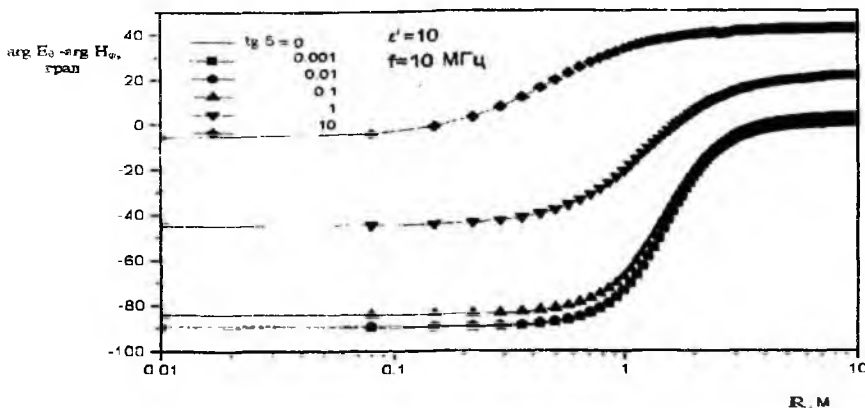


Рис. 4

Однако представленные зависимости нельзя использовать для описания закономерностей распределения электромагнитного поля в штабеле древесины, который представляет собой диэлектрик. Анализ амплитудных и фазовых характеристик электромагнитного поля показал, что выражения для всех компонент полей E и H диполя Герца применимы для анализа коротких проволочных вибраторных антенн [3-5]. Получить аналитические выражения для разности фаз между поперечными компонентами электромагнитного поля по соотношениям (3) невозможно в явном виде.

Авторами проведен анализ амплитудных и фазовых соотношений между компонентами электромагнитного поля диполя Герца в проводящей среде с произвольными значениями ϵ , μ и σ , представленных в [5].

Поскольку волновое число в них является комплексной величиной $k(\omega) = k'(\omega) + ik''(\omega)$, причем $k''(\omega) < 0$, то поле диполя с увеличением расстояния от него уменьшается за счет поглощения энергии в среде.

В общем случае (как сильного, так и слабого поглощения) действительная и мнимая части волнового числа выражаются следующими соотношениями [5]:

$$k'(\omega) = \frac{\omega}{\sqrt{2}} \sqrt{\varepsilon' \varepsilon_0 \mu' \mu_0} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon' \varepsilon_0} \right)^2} + 1 \right)^{1/2}, \quad k''(\omega) = \frac{\omega}{\sqrt{2}} \sqrt{\varepsilon' \varepsilon_0 \mu' \mu_0} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega \varepsilon' \varepsilon_0} \right)^2} - 1 \right)^{1/2}. \quad (4)$$

Поток комплексной мощности в направлении $\theta = \pi/2$ определяется с помощью формулы

$$S = H_\varphi E_\theta e^{i\varphi}, \quad (5)$$

где φ – разность фаз между компонентами поля E_θ и H_φ [4].

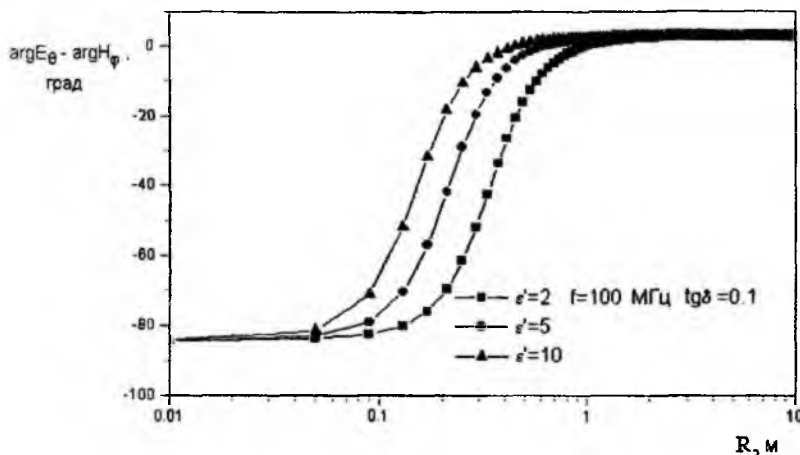


Рис. 5

В случае среды без потерь необходимо положить $\sigma = 0$, а $k = \omega \sqrt{\varepsilon \mu}$ [5,6]. В последнем случае формулы [4] совпадают с аналогичными выражениями для свободного пространства и все фазовые и амплитудные соотношения имеют тот же вид, что и в [5], с той разницей, что длина волны будет укороченной и определяется формулой $\lambda = 2\pi / \omega \sqrt{\varepsilon \mu}$.

В случае малого поглощения ($\sigma / \omega \varepsilon \ll 1$) выражения для компонент поля диполя Герца можно расписать более подробно. Соответствующие преобразования приводят к следующему:

$$E_\theta = i \frac{\dot{y} L}{2\lambda} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} e^{-|k'|R} \sin \theta \frac{1}{(k'R)^2} \sqrt{((k'R)^4 - (k'R)^2 - 2(k''R)((k'R)^2 + 1))} \frac{e^{-ik''R}}{R} e^{i\varphi_{E\theta}}, \quad (6)$$

$$\varphi_{E\theta} = \text{arctg} \frac{2(k''R) - (k'R)^2}{(k'R)^2((k'R)^2 - 1 - (k''R))}, \quad (7)$$

$$E_R = -i \frac{\dot{y} L}{\lambda} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} e^{-|k'|R} \cos \theta \frac{1}{(k'R)^2} \sqrt{(k'R)^2 - 2(k''R)^3(k'R) + 1} \frac{e^{-ik''R}}{R} e^{-i\varphi_{ER}}, \quad (8)$$

$$\varphi_{ER} = \text{arctg} \frac{(k'R)^2 - 2(k''R)}{1 + k''R}, \quad (9)$$

$$H_\varphi = \frac{\dot{y} L \pi}{\lambda^2} e^{-|k'|R} \frac{\sin \theta}{(k'R)^2} \sqrt{(k'R)^2 + 1 - 2(k''R)(k'R)^3 + 2 \frac{\sigma}{\omega \varepsilon} (k'R)^2((k''R) - (k'R) - 1)} \times \frac{e^{-ik''R}}{R} e^{i\varphi_{H\varphi}}, \quad (10)$$

$$\varphi_{H\varphi} = \text{arctg} \frac{(k'R)^2 - 2(k''R)^2 - \frac{\sigma}{\omega \varepsilon} (k'R)(1 + k'R)}{(k'R)(1 + k'R) + \frac{\sigma}{\omega \varepsilon} ((k'R)^2 - 2(k''R))}, \quad (11)$$

где $k' = \omega \sqrt{\varepsilon \mu}$, $k'' = -\frac{1}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \sigma$, $|k''| \ll k'$.

Из этих выражений видно, что амплитуды и фазы всех компонент поля по сравнению со свободным пространством определяются не только проницаемостями ϵ и μ , но также и проводимостью σ среды.

Рассмотрим сначала общие закономерности влияния потерь в среде на характер волновых процессов в ближней и промежуточной зонах излучения [4]. Для этого в расчетах действительная часть диэлектрической проницаемости $\epsilon(\omega)$ принималась равной определенной величине, а ее мнимая часть изменялась в широких пределах, и производились расчеты зависимостей от расстояния до точки наблюдения амплитуд и фаз компонент поля [5], а также плотности потока мощности поля. Как показано в [3-4], особенности волновых процессов вблизи излучателя в значительной степени определяются разностью фаз между компонентами E_θ и H_ϕ в точке наблюдения. На рис. 4 приведена зависимость разности фаз компонент E_θ и H_ϕ от расстояния при $\epsilon' = 10$ и изменении тангенса угла потерь от 0,001 до 10. В расчетах частота возбуждающего диполя Герца переменного тока принята равной 10 МГц. Из рисунка видно, что при малых потерях ($\text{tg } \delta = 0,001 \dots 0,01$) разность фаз между поперечными компонентами электрического и магнитного полей не отличается от разности фаз этих компонент для диполя Герца в свободном пространстве [3,4]. При ($\text{tg } \delta = 10 \dots 1$ на рис. 4), что соответствует малой влажности древесины (10%) наблюдается качественное изменение, в частности, вблизи излучателя разность фаз равна -85° и в дальней зоне она проходит через нуль и достигает нескольких градусов. При дальнейшем уменьшении потерь $\text{tg } \delta = 10 \dots 1$ на рис. 5 (что соответствует изменению ϵ' в процессе высушивания древесины хвойной породы) эти особенности усиливаются и приводят к качественному изменению характера волновых процессов. В частности, вблизи излучателя при $\text{tg } \delta = 1$ разность фаз $\Delta\phi = -45^\circ$ и проходит через нуль на расстоянии около 1 м, а затем увеличивается и в дальней зоне, где соответствующая кривая переходит в горизонтальную прямую, разность фаз равна примерно $+20^\circ$. Эти особенности еще больше усиливаются при увеличении потерь. Так, при $\text{tg } \delta = 10$ вблизи излучателя разность фаз равна -7° , проходит через нуль на расстоянии порядка 0,3 м и дальше увеличивается до $+45^\circ$, т.е. в волновой зоне характер излучения диполя Герца имеет реактивный характер. Разность фаз в $+45^\circ$ между компонентами приводит к тому, что поток мощности в зависимости от расстояния убывает быстрее, чем описываемый законом $(e^{-2\kappa \cdot R})/R^2$. Дополнительные расчеты показали, что обнаруженные здесь особенности изменения характера поля в ближней, промежуточной и дальней зонах излучения диполя Герца в зависимости от потерь в среде проявляются тем сильнее, чем больше ϵ' и чем больше потери. Рассмотрим влияние абсолютного значения действительной части диэлектрической проницаемости среды ϵ' на характер волновых процессов в ближней зоне диполя Герца. На рис.5 приведены расчеты разности фаз поперечных компонент электрического и магнитного полей от расстояния при ϵ' равном соответственно 2, 5 и 10 и параметре потерь $\sigma / \omega \epsilon_0 = 0,1$. Из расчетов видно, что в связи с тем, что потери не слишком большие, вблизи излучателя разность фаз компонент составляет -83° и при увеличении расстояния от излучателя до точки наблюдения характер волновых процессов существенно отличается. В частности, чем больше ϵ' , тем ближе к антенне расположена область ближних реактивных полей. В волновой зоне разность фаз для всех трех рассчитанных вариантов среды одинакова и составляет примерно $+5^\circ$. Таким образом, из приведенных расчетов видно, что разность фаз между компонентами в волновой зоне определяется не столько значением диэлектрической проницаемости среды, сколько потерями в этой среде. Из рис. 5 видно, что область дальней зоны, т. е. область, где разность фаз между E и H составляет 0 градусов, уменьшается с уменьшением ϵ' .

Выводы

1. Моделирование распределения электромагнитного поля в камере СВЧ-сушки древесины по отличающимся аналитическим выражениям для расчетов компонент электромагнитного поля в пространстве между стенками камеры и штабелем отличается разными ϵ и $\kappa(\epsilon)$.

2. Принцип суперпозиции для нахождения суммарных компонент электромагнитного поля E и H применим на расстояниях, соответствующих области внутри штабеля древесины, т.е. в дальней зоне.

3. Расчет распределения мощности электромагнитного поля в пространстве внутри камеры необходимо проводить, используя теорему Пойтинга для комплексных амплитуд на любом расстоянии от решетки излучателей.

4. При увеличении потерь энергии электромагнитного поля в штабеле древесины уменьшается протяженность области реактивного поля, т.е. пространственное распределение мощности электромагнитного поля вдоль штабеля будет существенно изменяться (уменьшаться) при прочих одинаковых условиях.

5. При построении электродинамической модели необходимо учитывать, что в начале процесса сушки область ближнего реактивного поля находится дальше излучателей и смещается к ним в процессе высушивания древесины.

Список литературы: 1. Яцкевич В.А., Прахов В.Г., Волков С.В., Климин А.И. Электродинамическое моделирование камеры для СВЧ-сушки древесины // Антенны. – 2008. – № 10. – С. 57- 61. 2. Корнев С.В. Некоторые особенности сушки пиломатериалов в СВЧ-камерах // Деревообрабатывающая промышленность. – 1998. – № 1. – С. 7-9. 3. Цехмистро Р.И. Особенности излучения телекоммуникационных импедансных проволочных антенн // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-тех. сб. – 2004. – № 139. – С. 28 -32. 4. Gorobets N.N., Gorobets Yu.N., and Tsekhmistro R.I. Near-Field Effects in the Electromagnetic Power Distribution in the Vicinity of an Array of Hertzian Dipoles // Telecommunications and radio engineering. – 1999. – Vol. 53, № 3. – P.24- 29. 5. Горобец Н.Н., Попов В.С., Цехмистро Р.И. Ближнее поле диполя Герца в поглощающей среде // Вісник Харк. нац. ун-ту. Радіофізика та електроніка. – 2002. – № 544. – С. 29-33. 6. Лавров Г.А., Князев А. С. Приземные и подземные антенны. – М.: Сов. радио, 1965. – 472 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 10.02.2011

**ЛОКАЛИЗАЦИЯ НОСИТЕЛЕЙ В МНОГОСЛОЙНЫХ НАНОСТРУКТУРАХ,
ОБУСЛОВЛЕННАЯ ИНТЕРФЕРЕНЦИОННОЙ ПЕРЕДИСЛОКАЦИЕЙ
ВОЛНОВЫХ ФУНКЦИЙ****Введение**

В современной микроэлектронике и нанoeлектронике исследуется большое количество различных приборов с наноструктурами и сверхрешетками. По типу приборы могут принадлежать к различным частотным диапазонам и мощности, а по области применения – к пассивным, усилительным и генераторным. При этом каждый тип приборов использует свои разновидности наноструктур. Использование того или иного вида наноструктуры или сверхрешетки в качестве активной области полупроводникового прибора зависит от типа прибора и его параметров, которые предполагается достигнуть применением наноструктуры. Так же как и в обычных полупроводниковых приборах, в приборах нанoeлектроники основную роль в функционировании играют потоки заряженных частиц, зарядовые пакеты частиц различных типов и концентраций.

Создание наноструктуры в активной области того или иного полупроводникового прибора приводит к возникновению ряда искусственных потенциальных барьеров и ям, которые изначально задают энергетические и электрофизические свойства носителей [1]. Суммарное поле носителей, оказавшихся в активной области прибора, как в результате тепловой генерации, так и в результате согласованного направленного движения в результате внешнего полевого или любого другого вида воздействия, как правило, не оказывают существенного влияния на потенциальный рельеф наноструктуры. Характер движения носителей в области наноструктуры меняется по сравнению с обычным, объемным полупроводниковым прибором. Поэтому электрофизические свойства приборов с наноструктурами в основном определяются параметрами наноструктуры и ее воздействием на процессы генерации, накопления и рекомбинации носителей, а также на их направленное и тепловое движение [2, 3].

Так, например, в фотоприемниках различных типов и солнечных элементах с наноструктурами, обеспечивается пространственное разделение электронов и дырок с целью недопущения паразитной рекомбинации и повышения силы тока, получаемого от таких элементов. Кроме того, применение наноструктур позволяет наиболее полно охватить заданный диапазон длин волн, поглощаемого оптического излучения – как можно более широкого в случае солнечного элемента, и как можно более узкого – в случае датчика или монохромного фотоприемника [4].

В светодиодах и полупроводниковых лазерах наноструктуры способствуют образованию инверсной населенности, препятствуют паразитному боковому растеканию носителей, способствуют снижению порогового тока и формированию оптического волновода в активной области прибора для вывода генерируемого излучения, увеличению его направленности и снижению потерь на рассеяние в рабочем веществе [4, 5].

В электронных полупроводниковых приборах применение наноструктур позволяет более широко и качественно применять туннельный механизм переноса зарядов по сравнению с традиционными – объемными приборами. В приборах, использующих резонансное туннелирование электронов, – резонансно-туннельных диодах, резонансно-туннельных транзисторах, биполярных транзисторах со сверхтонкой туннельно-проницаемой базой и некоторых других, наноструктуры позволяют создавать N-образную вольтамперную характеристику с заданными величинами токов пика и долины, а также с заданной крутизной участка отрицательного дифференциального сопротивления [5].

В приборах с лавинным механизмом размножения носителей заряда наноструктуры способствуют локализации носителей в потенциальных ямах различных форм и размеров, а так-

же способствуют формированию ускоряющего или тянущего поля при подаче на прибор управляющего напряжения.

В любом конкретном применении той или иной наноструктуры определяющую роль играет суммарный самосогласованный потенциал всей совокупности потенциальных ям, барьеров, буферных, ограничивающих и разделительных слоев. При этом в самой наноструктуре ее элементы могут взаимодействовать между собой, порождая периодический сверхрешеточный потенциал, или располагаться на таком расстоянии друг от друга, которое исключает или существенно затрудняет их взаимодействие. Довольно часто на практике встречаются приборы, в которых имеются оба вида расположения элементов наноструктур. Кроме того, наноструктура может состоять из неповторяющихся как взаимодействующих, так и невзаимодействующих элементов или даже сверхрешеток с различными структурными параметрами. Корректное и полное моделирование таких наноструктур невозможно без выяснения степени взаимодействия и взаимного влияния элементов, составляющих наноструктуру друг на друга.

Данная статья посвящена исследованию взаимного влияния двух квантовых ям разделенных туннельно-прозрачным барьером.

Формирование энергетических спектров многослойных наноструктур

Как известно, энергетические спектры однослойных квантово-размерных структур, созданных на основе полупроводниковых гетеропереходов являются линейчатыми. Дискретизация спектра в этом случае достигается за счет взаимного влияния потенциальных барьеров гетеропереходов расположенных на малом расстоянии – на расстоянии ширины квантово-ограниченной области [2 – 4].

Спектры собственных значений энергии частиц в многослойных наноструктурах формируются по-разному. В том случае, если области квантового ограничения – квантовые ямы не взаимодействуют между собой (рис. 1, а), энергетические спектры наноструктур состоят из собственных значений отдельных квантово-ограниченных областей. В том случае, если области квантового ограничения взаимодействуют между собой через туннельно-прозрачные барьеры (рис. 1, б), энергетические спектры наноструктур представляют собой общие энергетические состояния всей структуры в целом, обусловленные взаимным туннелированием частиц через туннельно-прозрачные барьеры между квантово-ограниченными областями.

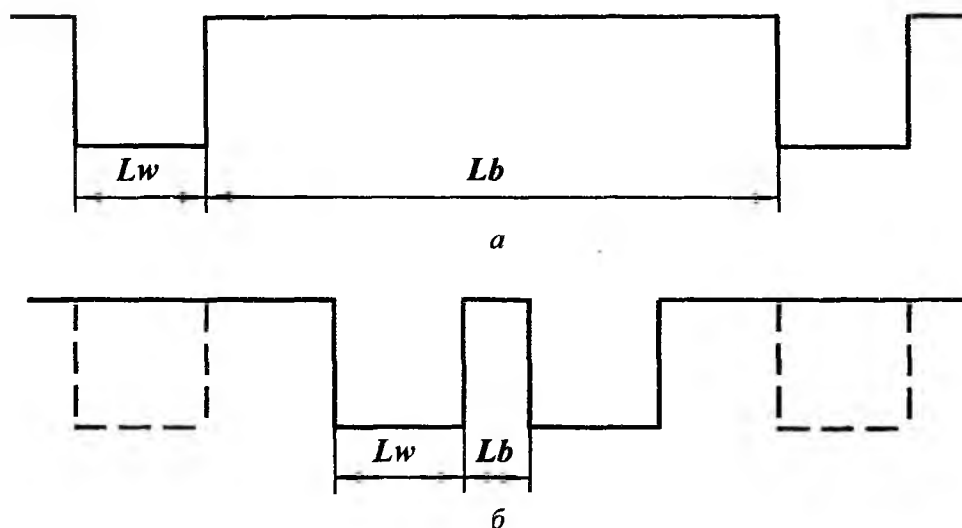


Рис. 1

Математическое описание собственных значений энергии частиц и соответствующих им собственных функций для обоих этих крайних случаев хорошо известно [1, 2, 5, 6].

Предложенные модели позволяют определять большое количество самых разнообразных параметров квантово-размерных структур и служить основой более разветвленных моделей

приборов с наноструктурами. Однако данные модели применительно к конкретным квантово-размерным структурам и сверхрешеткам имеют и ряд недостатков. В частности, они не позволяют получить общее решение для неодинаковых квантовых ям, разделенных туннельно-прозрачными потенциальными барьерами (рис. 2), а также корректно оценивать собственные функции частиц при увеличении непроницаемости потенциальных барьеров (ширины и энергетической высоты) вплоть до состояния полностью невзаимодействующих квантовых ям (рис. 1, а).

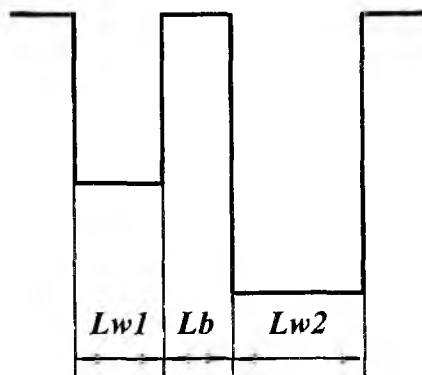


Рис. 2

Таким образом, с точки зрения проектирования многослойных наноструктур и сверхрешеток, производства приборов нанoeлектроники на их основе, а также теоретического и экспериментального исследования параметров и характеристик этих приборов, актуальна задача определения условий взаимодействия отдельных квантово-ограниченных областей в одной наноструктуре.

Иными словами, необходимо определить, при каких условиях – ширине и энергетической высоте разделительных барьеров, ширине квантово-ограниченных областей и степени их сходства – происходит взаимодействие между соседними квантово-ограниченными слоями. Свидетельством такого взаимодействия являются появление новых энергетических состояний в общем спектре наноструктуры, по сравнению со спектрами отдельных, невзаимодействующих квантово-ограниченных областей, смещение или группирование энергетических состояний, а также интерференционное перераспределение собственных функций частиц и квазичастиц, между взаимодействующими областями с квантовым ограничением.

Обоснование выбора модели

Для структур с симметричной энергетической диаграммой (рис. 1) собственные функции электронов в зоне проводимости, рассчитанные в соответствии с общим решением [1, 3, 4], показаны на рис. 2 и 3. Из анализа приведенных координатных зависимостей волновых функций электронов следует, что по мере увеличения ширины разделительного барьера между двумя ямами взаимодействие между ними уменьшается. Уменьшение взаимодействия выражается в вырождении энергетических уровней частиц, удвоенных в результате взаимного туннелирования из одного квантово-ограниченного слоя в другой через разделительный барьер. Однако амплитуды волновых функций с увеличением ширины разделительного барьера не уменьшаются, т.е. вероятность нахождения частиц по обе стороны от разделительного барьера одинакова как для «узкого» барьера, так и для «широкого» (поперечный размер разделительного барьера оценивается относительно поперечных размеров квантовых ям). Высоты ограничивающих и разделительного барьеров при расчетах выбирались равновысокими, соответствующими содержанию алюминия в материалах барьеров – $x = 0,5$.

Таким образом, при прочих равных условиях частицы при туннелировании через разделительный барьер различной ширины испытывают одинаковое рассеяние, что противоречит результатам экспериментальных исследований оптических свойств сверхрешеток [4] и кван-

тово-механической теории туннелирования частиц через потенциальные барьеры конечной высоты и ширины [1 – 3].

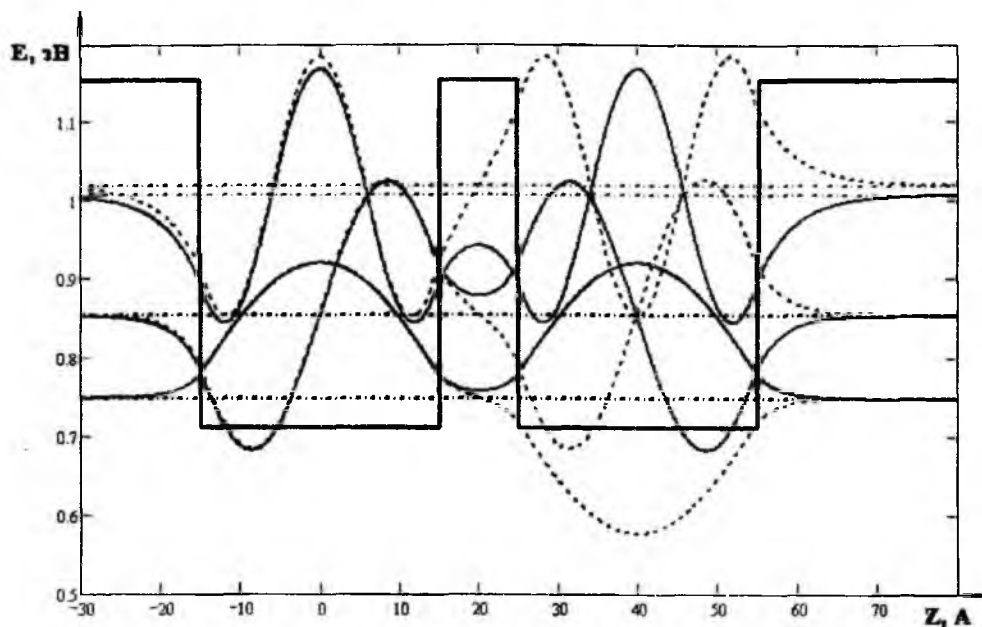


Рис. 3

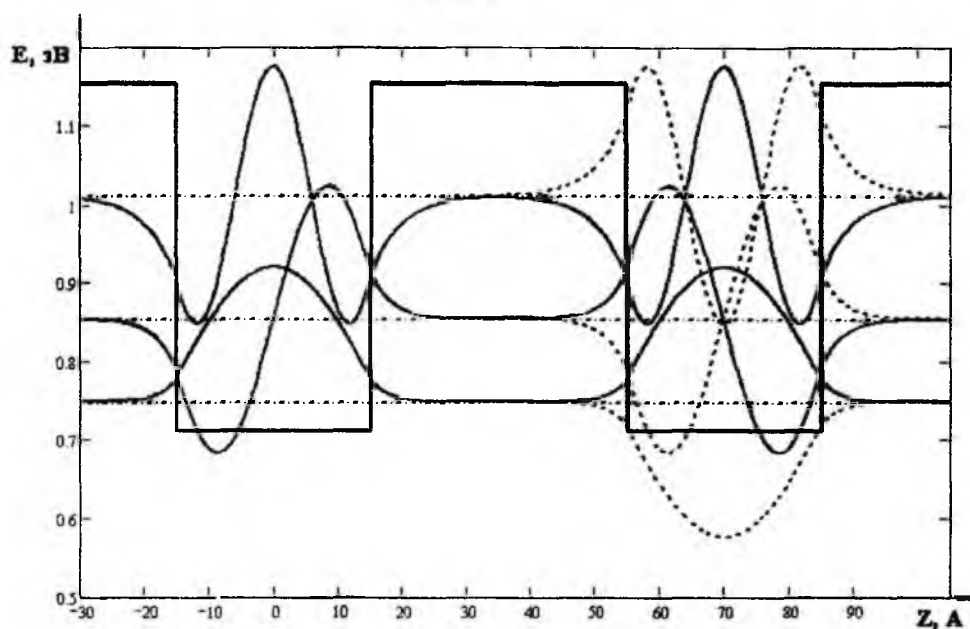


Рис. 4

На рис. 5 и 6 показаны результаты расчетов собственных значений энергии электронов в зоне проводимости двойной наноструктуры, и их собственных функций по методу малых возмущений.

Из анализа координатных зависимостей собственных функций электронов, рассчитанных для структуры с «узким» и «широким» разделительным барьером, следует, что по мере увеличения ширины разделительного барьера амплитуда волновых функций уменьшается, следовательно, в методе малых возмущений более адекватно учитывается процесс рассеяния частиц на барьере. Однако согласно данным, приведенным на рис. 5, удвоение энергетических уровней частиц отличается от аналогичного процесса, показанного на рис. 3. В отличие

от общего решения, согласно которому межуровневый интервал между удвоенными энергетическими уровнями монотонно возрастает с увеличением энергии состояния, при использовании метода малых возмущений межуровневый интервал является максимальным как раз для первых двух уровней, уменьшаясь и увеличиваясь по мере роста энергии состояния немонотонно. Аналогично изменяется и амплитуда волновых функций – согласно общему решению амплитуда волновых функций растет от состояния к состоянию по мере увеличения его энергии, согласно методу малых возмущений амплитуда волновой функции то увеличивается, то уменьшается в такт увеличению или уменьшению межуровневого интервала.

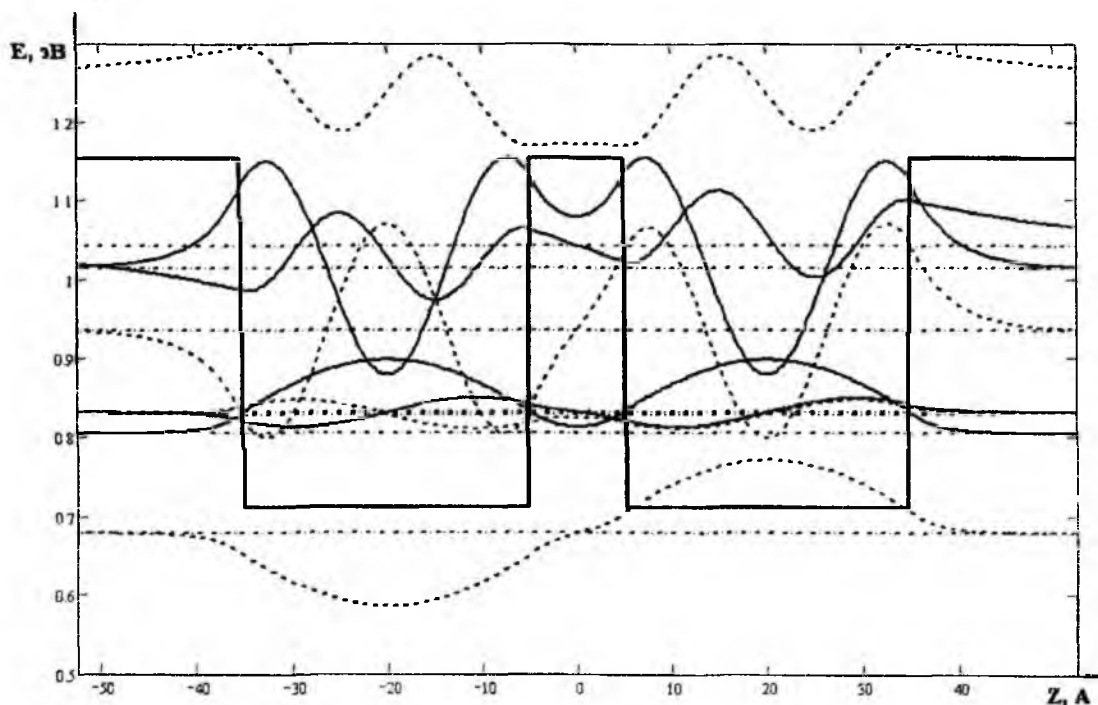


Рис. 5

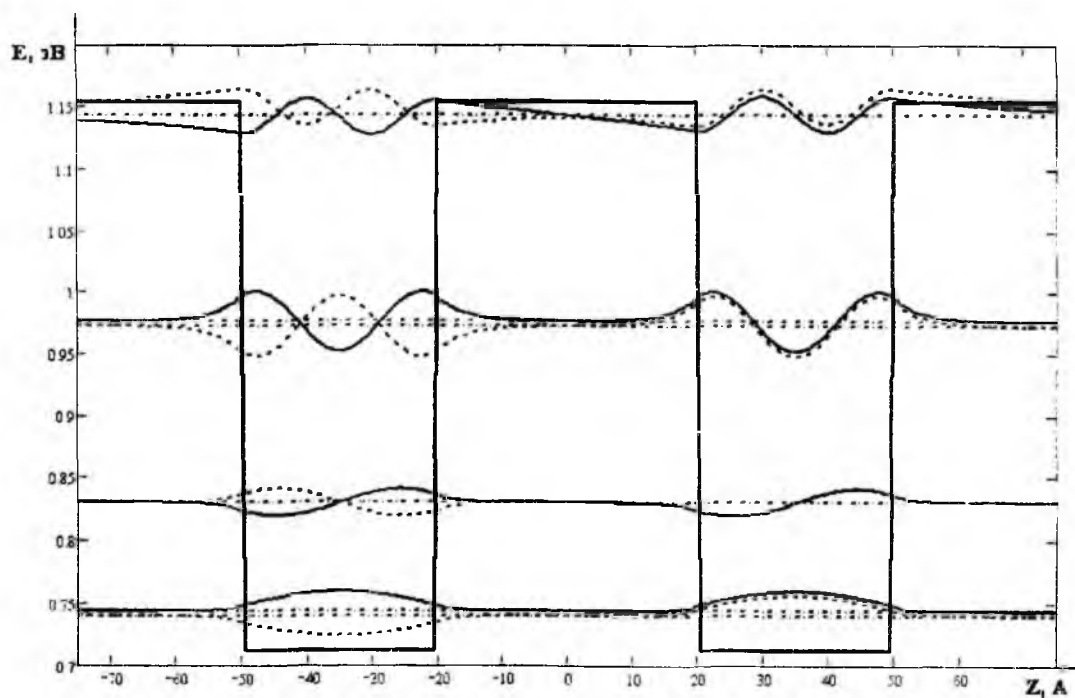


Рис. 6

Таким образом, метод малых возмущений позволяет адекватно моделировать интерференционную передислокацию волновых функций, и, следовательно, более полно описывать локализацию носителей в различных областях наноструктуры.

Список литературы: 1. Суханов А.Д. Лекции по квантовой физике: Учеб. пособие для вузов. – М.: Высш. шк., 1991. – 383 с. 2. Андо Т. и др. Электронные свойства двумерных систем: Пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 416 с. 3. Флюгге З. Задачи по квантовой механике. – Т.1.: Пер. с англ. – М.: Мир, 1974. – 314 с. 4. Драгунов В.П., Неизвестный И.Г., Гридчин В.А. Основы наноэлектроники: Учеб. пособие. – М.: Логос, 2006. – 496 с. 5. Мартинес-Дуарт Дж.М., Мартин-Палма Р. Дж., Агулло-Рueda Ф. Нанотехнологии для микро- и оптоэлектроники. – М.: Техносфера, 2007. – 368 с. 6. Обухов И.А. Неравновесные эффекты в электронных приборах. – Севастополь: Вебер, 2010. – 303 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 15.02.2011

АНАЛИЗ МЕТОДОВ МНОГОАГЕНТНОГО УПРАВЛЕНИЯ УЧАСТКОМ СБОРКИ РЭА

В данной статье рассматриваются вопросы, связанные с исследованием методов многоагентного управления автоматизированным участком сборки радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), на котором установлены манипуляторы для перемещения и установки радиоэлементов на печатные платы.

Проблема группового управления – это глобальная проблема, актуальная для многих сфер жизни. Распределенные системы автоматического управления находят самое широкое применение во многих областях деятельности человека. В том числе это относится и к системам, в состав которых входят дистанционно управляемые роботы и манипуляторы, относящиеся к классу манипуляционных робототехнических систем.

Современные распределенные системы управления часто строятся как системы взаимодействующих и сотрудничающих агентов.

Многоагентную систему можно определить как совокупность взаимосвязанных программных и/или аппаратных агентов, способных взаимодействовать друг с другом и с окружающей средой, обладающих определенными интеллектуальными способностями и возможностью индивидуальных и совместных действий.

Можно дать формализованное определение многоагентной системы [1]:

$$MAS = (A, E, R, ORG, ACT, COM, EV),$$

где MAS – многоагентная система, A – множество агентов, E – множество сред, находящихся в определенных отношениях R и взаимодействующих друг с другом, формирующих некоторую организацию ORG, обладающих набором индивидуальных и совместимых действий ACT (стратегия поведения и поступков), включая возможные коммуникативные действия COM и возможность эволюции EV.

В многоагентной системе задачи распределены между агентами системы. Идея многоагентности предполагает кооперацию агентов при коллективном решении задач.

Многоагентные системы (МАС) обладают по сравнению с централизованными следующими преимуществами [2]:

- сокращением сроков решения проблем за счет параллелизма;
- уменьшением объема передаваемых данных за счет передачи другим агентам высокоуровневых частичных решений;
- гибкостью за счет использования агентов различной мощности, обеспечивающих совместное динамическое решение проблемы;
- надежностью за счет передачи решающих функций от одних агентов, которые не в состоянии решить поставленной задачи, к другим.

МАС может состоять из чисто искусственных агентов (программных или аппаратных модулей) или включать также человека. В первом случае имеем машинную, а во втором – человеко-машинную систему. Возможно наличие суперагентов, образованных из набора искусственных агентов и действующих в качестве их представителя. Такой суперагент ведет себя как обычный агент как с точки зрения других искусственных агентов, так и человека.

С теоретической точки зрения, агент должен обладать различными свойствами, обеспечивающими его автономию: способностью восприятия и интерпретации поступающих данных, способностями принимать и исполнять решения.

Агент также должен обладать следующими свойствами:

1. *Автономность* – агенты функционируют без прямого вмешательства людей или кого-либо другого и владеют определенной способностью контролировать свои действия и внутреннее состояние.

2. *Общение* – агенты взаимодействуют с другими агентами средствами некоторого коммуникационного языка.

3. *Реактивность* – агенты способны воспринимать окружающую среду (которая может быть физическим миром, пользователем, взаимодействующим через графический интерфейс, коллекцией других агентов, Internet-ом, или, возможно, всем вместе взятым) и адекватно реагировать в определенных временных рамках на изменения, которые происходят.

4. *Активность* – агенты не просто реагируют на изменения среды, но и обладают целенаправленным поведением и способностью проявлять инициативу.

5. Каждый агент имеет собственную *индивидуальную модель* окружающего его мира (среды), которая описывает то, как агент видит мир. Агент строит свою модель мира на основе информации, которую получает из внешней среды.

6. *Коммуникабельность и кооперативность*: агенты могут обмениваться информацией с окружающей их средой и другими агентами. Возможность коммуникаций означает, что агент должен получать информацию об его окружающей среде, что дает ему возможность строить собственную модель мира. Более того, возможность коммуникаций с другими агентами является обязательным условием совместных действий для достижения целей.

7. *Интеллектуальное поведение* агента включает способность к обучению, логичной дедукции или конструированию модели окружающей среды для того, чтобы находить оптимальные способы поведения.

В общем случае задачу управления группой объектов можно сформулировать следующим образом [3]. Предположим, что некоторая группа, состоящая из N объектов R_i ($i = 1, \dots, N$), воздействует на некоторую среду E (являющуюся объектом управления для группы). Будем считать, что состояние каждого объекта R_i описывается вектором $S_i(t) = [s_{1i}, s_{2i}, \dots, s_{li}]^T$, $i = 1, \dots, N$, а состояние среды – вектором $E(t) = [e_1, e_2, \dots, e_w]^T$. Пусть, кроме того, каждый объект R_i , $i = 1, \dots, N$, может выполнять некоторую совокупность действий $A_i = \{A_{1i}, A_{2i}, \dots, A_{mi}\}$, $i = 1, \dots, N$, с помощью которых он может изменять как состояние среды, так и состояния других объектов группы. В общем случае эти изменения во времени определяются системами вида:

$$S_i = F_i(S_i, A_i, \dots, S_N, A_N, E), \quad i = 1, \dots, N, \quad (1)$$

$$E = F(S_i, A_i, \dots, S_N, A_N, E). \quad (2)$$

На состояние объектов и среды, а также на действия объектов в конкретных ситуациях могут налагаться некоторые ограничения, в общем случае определяемые системами неравенств:

$$G(S_1, \dots, S_N, E) \leq 0, \quad (3)$$

$$D(S_i, A_i, \dots, S_N, A_N, E) \leq 0, \quad (4)$$

которым должны удовлетворять допустимые состояния объектов группы и их действия. Целью действий группы объектов является преобразование среды из исходного (текущего) состояния E_0 в некоторое целевое состояние E_k оптимальным образом, например за минимальное время.

В общем случае задача группового управления роботами разбивается на ряд подзадач, среди которых можно выделить следующие:

- определение состава группы, способной эффективно решить целевую задачу;
- распределение функций между роботами для оптимального (или близкого к нему) решения целевой задачи;
- реализация функций отдельными роботами для достижения конечной цели.

Среди известных подходов к решению задач и группового управления роботами можно выделить два диаметрально противоположных подхода [4]. В первом случае эта задача решается одним, сосредоточенным (центральным) устройством управления. Во втором случае решение осуществляется распределенной системой, объединяющей устройство управления отдельных объектов группы. В дальнейшем первый подход будем называть централизованным групповым управлением, а второй – децентрализованным групповым управлением.

Если целевая задача заранее известна и должна решаться группой объектов в заранее известных условиях, то в этом случае до начала функционирования группы с использованием, например, централизованного подхода можно определить состав группы, определить последовательность действий каждого объекта группы. Объекты же должны выполнять только каждый свою последовательность действий. В этом случае от объектов не требуется никакого интеллекта, достаточно способности адаптироваться к внешней среде для отработки действий.

Если же группа объектов предназначена для решения некоторых задач и конкретная задача заранее не известна, то решить задачу группового управления описанным выше способом не представляется возможным.

Так как в общем случае для решения конкретной целевой задачи могут использоваться не все объекты группы, то для реализации задачи группового управления должны быть решены следующие задачи:

- формирование активной части группы – кластера как совокупности объектов – сформированной для достижения той или иной конкретной цели;
- оптимальное или близкое к нему распределение функций между объектами группы, а также перераспределение этих функций при изменении ситуации;
- реализация функций объектами, входящими в кластер.

Решение этих задач должно осуществляться группой объектов самостоятельно, точнее, ее системой группового управления (СГУ), которая должна быть создана самой группой объектов. То есть здесь можно говорить о самоорганизации группы объектов для решения поставленной целевой задачи. Для этого объекты группы, очевидно, должны обладать достаточным уровнем интеллекта, т.е. быть интеллектуальными.

По способу организации СГУ можно разделить на централизованные и распределенные. Наибольшее распространение в последнее время получают распределенные СГУ, реализующие децентрализованный подход к проблеме управления группой объектов. Преимущество таких СГУ перед централизованными системами обоснованы в работах [3, 4].

Примером использования распределенных СГУ может быть система управления группой мобильных роботов, решающих задачу картографирования местности, реализующая многоагентный подход, основанный на принципах «рыночной экономики» и используемый для организации взаимодействия между объектами группы.

Распределенные СГУ строятся из множества устройств управления (УУ) отдельных объектов группы, объединенных коммуникационными каналами. Тогда для приведенного выше случая можно говорить и о самоорганизации СГУ, так как из всего множества компонентов (устройств управления отдельных объектов) в процессе формирования кластера должна быть выделена активная часть, участвующая в процессе управления объектами, входящими в кластер, при решении целевой задачи. Причем состав этой части заранее неизвестен.

Как отмечалось выше, СГУ группы, прежде всего, решают задачу организации кластеров группы, каждый из которых ориентирован на достижение определенной цели. Устройства управления объектов кластера объединяются в СГУ кластера. В свою очередь, УУ объектов кластера взаимодействуют друг с другом, формируют на основе самоорганизации алгоритм своих действий по достижению цели.

В состав многоагентной системы управления входят следующие компоненты:

- автоматизированный склад электрорадиокомпонентов;
- автоматизированный погрузчик;
- мобильный робот для перевозки ЭРЭ;
- транспортер для перемещения ЭРЭ;
- манипулятор для установки ЭРЭ на монтажную плату.

Каждый из компонентов реализован как самостоятельный объект, способный принимать решения в зависимости от окружающей ситуации.

Агент – это объект, а каждый объект обладает свойствами и правилами поведения. На рис. 1 показана архитектура такого агента.

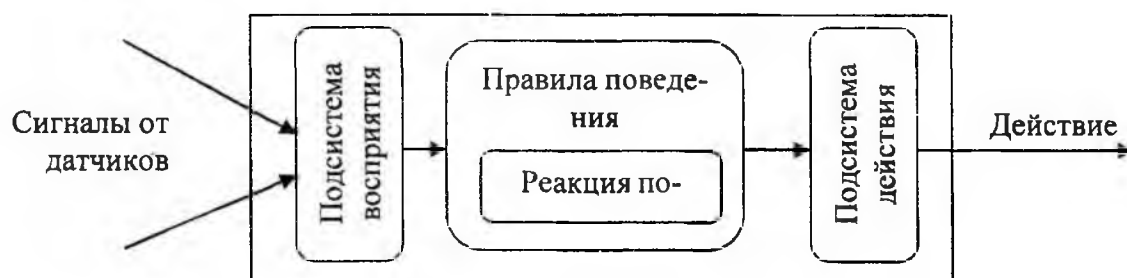


Рис. 1

На рис. 2 представлена схема взаимодействия между агентами системы.



Рис. 2

Контроль и управление осуществляются с помощью специализированного программного обеспечения. Пересылка команд объекту управления осуществлена с использованием сетевых технологий.

Для реализации терминального управления предусмотрено использование информации об окружающей обстановке от распределенных в пространстве датчиков, поэтому предусмотрена возможность оперативного обновления и поступления информации от измерительных систем датчиков на пульт управления оператору.

Основой системы являются программируемые контроллеры, оснащенные соответствующими устройствами ввода/вывода, что обеспечивает получение информации с различных датчиков на объекте (или объектах) управления с последующей её обработкой по заложенному алгоритму и выдачей соответствующих управляющих воздействий. Контроллеры объединены посредством сети. В качестве узла сети может выступать программируемый контроллер или персональный компьютер, подключенный через соответствующий адаптер. В частности, информация о ходе технологического процесса,

управляемого автономными контроллерами, может быть передана в цифровом виде по сети и обработана на ПК оператора для удобного представления.

В результате переходных процессов в самоорганизующейся системе управления возникают «организованные структуры» – активные части, устойчивые в текущих условиях и ориентированные на достижение конкретного, целевого результата или состояния системы. Эти структуры и определяют целенаправленное движение объектов управления. При изменении условий такие системы «эволюционируют», изменяя свою структуру и переходя в новое устойчивое состояние.

Таким образом, проведенный анализ позволил установить целесообразность использования многоагентной распределенной системы при управлении автоматизированным участком сборки РЭА.

Список литературы: 1. *Каляев И. А., Капустян С. Г., Гайдук А. Р.* Самоорганизующиеся распределенные системы управления группами интеллектуальных роботов, построенные на основе сетевой модели // Управление большими системами. Спец. вып. 30.1 "Сетевые модели в управлении". – 2010. – С.59-62. 2. *Тарасов В.Б.* Агенты, многоагентные системы, виртуальные сообщества: стратегическое направление в информатике и искусственном интеллекте // Новости искусственного интеллекта. – 1998. – С.47. 3. *Юдицкий С. А.* Графодинамическая автоматная модель разрешения конфликтов в организационных системах // Управление большими системами. – 2009. – №23 – 2009 – С. 126-136. 4. *Городецкий В.И., Грушинский М.С., Хабалов А.В.* Многоагентные системы (обзор) // Новости искусственного интеллекта. – 1998. – С.41.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 18.01.2011

ИССЛЕДОВАНИЕ ОТРАЖАТЕЛЬНОЙ СПОСОБНОСТИ ПОВЕРХНОСТЕЙ ЗЕРКАЛ МЭМС ОПТИЧЕСКИХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ

Большинство сетевого оборудования оперирует электрическими сигналами. Это значит, что оптические сигналы для усиления, регенерации или коммутации должны преобразовываться в электрические, а затем для передачи по оптоволокну – снова в световые. Данный процесс называется оптоэлектронным преобразованием. Очевидно, что замена подобных гибридных устройств оптическими сулит ряд преимуществ. Сегодня имеется много технологий, на базе которых можно реализовать коммутаторы световых сигналов. Особое внимание в области телекоммуникаций уделяется оптическим переключателям на базе микроэлектромеханических систем (МЭМС), широко применяемым при построении полностью оптических сетей [1].

Синергетическая комбинация технологий МЭМС с оптоэлектроникой развилась в класс интегрированных микросистем, которые часто называют микрооптоэлектромеханическими системами (МОЭМС) [2].

Основным материалом для изготовления МЭМС является кремний, что связано с его хорошими механическими свойствами и отработанной технологией структурирования, разработанной для создания современных интегральных схем и изделий наноэлектроники [3]. Это позволяет интегрировать МЭМС с уже существующими электронными компонентами. В телекоммуникациях термин МЭМС стал синонимом массива тонких отклоняющихся зеркал. Однако поскольку кремниевая поверхность микрзеркала не может обеспечить достаточный уровень отражения, что является одним из основных факторов обеспечения низких потерь при распространении светового сигнала, необходимым является исследование металлических покрытий и разработка рекомендаций по их использованию с минимальными затратами материалов.

Целью работы является исследование свойств различных металлов для получения максимальной отражательной способности зеркал, которые применяются в МЭМС оптических переключателях, а также определение оптимальных значений толщины отражательного слоя для исследуемых металлов в зависимости от длины световой волны.

Производные параметров электромагнитной волны в пространстве и времени связаны уравнениями Максвелла, которые справедливы в каждой точке, где физические свойства среды непрерывны:

$$\nabla \times \bar{H} - \frac{1}{c} \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} = \frac{4\pi}{c} \bar{J}, \quad (1)$$

$$\nabla \times \bar{E} - \frac{1}{c} \frac{\partial \bar{B}}{\partial t} = 0, \quad (2)$$

$$\nabla \times \bar{D} = 4\pi \rho, \quad (3)$$

$$\nabla \times \bar{B} = 0, \quad (4)$$

где \bar{E} – напряженность электрического поля, \bar{D} – электрическое смещение, \bar{B} – магнитная индукция, \bar{H} – напряженность магнитного поля, \bar{J} – плотность тока, ρ – плотность электрического заряда. Чтобы однозначно определить поля векторов из заданного распределения токов и зарядов, эти уравнения должны быть дополнены соотношениями, которые описывают состояние вещества под действием электромагнитного поля [4]. Эти соотношения известны как материальные уравнения и определяются следующим образом:

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P}, \quad (5)$$

$$\vec{H} = \vec{B} / \mu_0 - \vec{M}, \quad (6)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E}, \quad (7)$$

где ϵ_0 – диэлектрическая проницаемость свободного пространства, p – поляризация, μ_0 – магнитная проницаемость свободного пространства, M – намагниченность, σ – удельная проводимость.

Хотя обычный металл – кристаллическое вещество, он состоит из мелких кристаллов, имеющих случайную ориентацию. Таким образом, можно считать однородной изотропную среду с диэлектрической проницаемостью ϵ , проницаемостью μ и проводимостью σ . Материальные уравнения приобрели вид:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}, \quad (8)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H}, \quad (9)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E}. \quad (10)$$

Из дивергенции уравнения (1) получим

$$-\frac{\epsilon}{c} \left(\nabla \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \right) = \frac{4\pi\sigma}{c} \frac{4\pi}{\epsilon} \rho.$$

Продифференцировав по времени (3)

$$\nabla \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{4\pi}{\epsilon} \frac{\partial \rho}{\partial t},$$

получим

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \frac{4\pi\sigma}{\epsilon} \rho = 0. \quad (11)$$

Проинтегрируем по времени

$$\rho = \rho_0 e^{-t/\tau}, \quad (12)$$

где $\tau = \frac{\epsilon}{4\pi\sigma}$.

Очевидно, что электрическая плотность ρ уменьшается по экспоненциальному закону со временем t . Для среды с высокой проводимостью, время релаксации τ чрезвычайно мало. Для металлов оно находится в пределах 10^{-18} , что на три порядка меньше периода инфракрасного излучения с длиной волны 1,55 мкм. Следовательно, $\rho \approx 0$, а $\nabla \cdot D = 0$. Уравнение (2) приобретает вид

$$\nabla^2 \vec{E} = \frac{\mu\epsilon}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} + \frac{4\pi\mu\sigma}{c^2} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (13)$$

Если \vec{E} и \vec{H} представлены в виде $\vec{E} = \vec{E}_0 e^{-i\omega t}$ и $\vec{H} = \vec{H}_0 e^{-i\omega t}$, что означает, что поле монохроматично, с угловой частотой ω , уравнения Максвелла могут быть записаны как

$$\nabla \times \bar{H} + \frac{i\omega}{c} \left(\varepsilon + i \frac{4\pi\sigma}{\omega} \right) \bar{E} = 0, \quad (14)$$

$$\nabla \times \bar{E} - \frac{i\omega\mu}{c} \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} = 0. \quad (15)$$

Уравнение (13) приобретает вид

$$\nabla^2 \bar{E} + \hat{k}^2 \bar{E} = 0, \quad (16)$$

где

$$\hat{k}^2 = \frac{\omega^2 \mu}{c^2} \left(\varepsilon + i \frac{4\pi\sigma}{\omega} \right) = \frac{\omega^2 \mu}{c^2} \hat{\varepsilon}. \quad (17)$$

Тогда, комплексная диэлектрическая постоянная $\hat{\varepsilon}$ определяется как

$$\hat{\varepsilon} = \varepsilon + i \frac{4\pi\sigma}{\omega}. \quad (18)$$

Таким образом,

$$\hat{\nu} = \frac{c}{\sqrt{\mu \hat{\varepsilon}}}, \quad \hat{n} = \frac{c}{\hat{\nu}} = \sqrt{\mu \hat{\varepsilon}} = \frac{c}{\omega} \hat{k}. \quad (19)$$

Пусть

$$\hat{n} = n(1 + ik), \quad (20)$$

где n и k – действительные, k – коэффициент затухания. Возведя уравнение (20) в квадрат, получим

$$\hat{n}^2 = n^2(1 - k^2 + 2ik) = \mu \hat{\varepsilon} = \mu \left(\varepsilon + i \frac{4\pi\sigma}{\omega} \right). \quad (21)$$

Приравнявая действительные и мнимые части, получаем следующие соотношения:

$$n^2(1 - k^2) = \mu\varepsilon, \quad (22)$$

$$n^2 k = \frac{2\pi\mu\sigma}{\omega} = \frac{\mu\sigma}{\nu}. \quad (23)$$

Из этих уравнений следует, что

$$n = \sqrt{\left[\frac{1}{2} \left(\sqrt{\mu^2 \varepsilon^2 + \frac{4\mu^2 \sigma^2}{\nu^2}} + \mu\varepsilon \right) \right]}, \quad (24)$$

$$nk = \sqrt{\left[\frac{1}{2} \left(\sqrt{\mu^2 \varepsilon^2 + \frac{4\mu^2 \sigma^2}{\nu^2}} - \mu\varepsilon \right) \right]}. \quad (25)$$

Отсюда следует, что электрическое поле может быть выражено следующим образом:

$$\vec{E} = \vec{E}_0 \exp[i(\vec{k} \vec{r} \cdot \vec{s} - \omega t)] = \vec{E}_0 \exp\left(-\frac{\omega}{c} n \kappa \vec{r} \cdot \vec{s}\right) \exp\left[i\omega \left(\frac{n}{c} \vec{r} \cdot \vec{s} - t\right)\right]. \quad (26)$$

Уравнение показывает, что плоская волна с длиной волны $\lambda = 2\pi c / \omega n$ затухает по экспоненте. Плотность энергии w пропорциональна среднему времени E^2 , так что w уменьшается в соответствии с соотношением

$$w = w_0 \exp(-\chi \vec{r} \cdot \vec{s}), \quad (27)$$

где коэффициент поглощения имеет вид

$$\chi = \frac{2\omega}{c} n \kappa = \frac{4\pi\nu}{c} n \kappa = \frac{4\pi}{\lambda_0} n \kappa = \frac{4\pi}{\lambda} \kappa, \quad (28)$$

где λ_0 – длина волны в вакууме, λ – длина волны в среде.

Глубина скин-слоя d определяется как расстояние, на котором плотность энергии падает до $1/e$ от ее величины:

$$d = \frac{1}{\chi} = \frac{\lambda_0}{4\pi n \kappa} = \frac{\lambda}{4\pi \kappa}. \quad (29)$$

Уравнение (24) показывает, что $n = \sqrt{\mu\epsilon}$, а $\kappa=0$ при $\sigma=0$, или в случае, если среда является диэлектриком. Для металлов $\sigma \neq 0$ и в действительности так велика, что ϵ можно пренебречь по сравнению с $2\sigma/\mu$. Уравнения (24) и (25) могут быть записаны следующим образом:

$$n \approx n \kappa \approx \sqrt{\frac{\mu\sigma}{\nu}}. \quad (30)$$

С учетом (30), глубина скин-слоя:

$$d = \frac{\lambda_0}{4\pi n \kappa} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{\nu}{\mu\sigma}} = \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{c\lambda_0}{\mu\sigma}}. \quad (31)$$

Глубина скин-слоя для разных металлов приведена в табл. 1. Передаваемая мощность определяется в процентах как $P = \exp\left(-\frac{s}{d}\right)$, где s – толщина покрытия. Таким образом, отражающая способность, в процентах:

$$R = 1 - P = 1 - \exp\left(-\frac{s}{d}\right). \quad (32)$$

При помощи пакета прикладных программ Wolfram Mathematica 7.0 было проведено моделирование зависимости отражающей способности микрорезерков от толщины покрытия различными металлами.

Таблица 1

Металл	$\sigma \cdot 10^7, \text{ Ом}^{-1}$	$d, \text{ нм}$
Al	3,771	5,891
Au	4,521	5,380
Ni	0,1431	30,242
Pt	0,7741	13,002

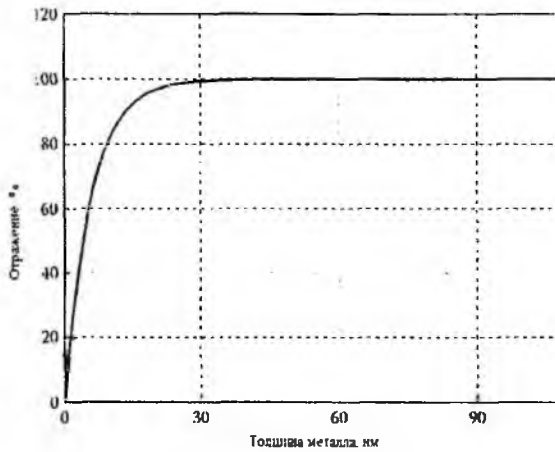


Рис. 1

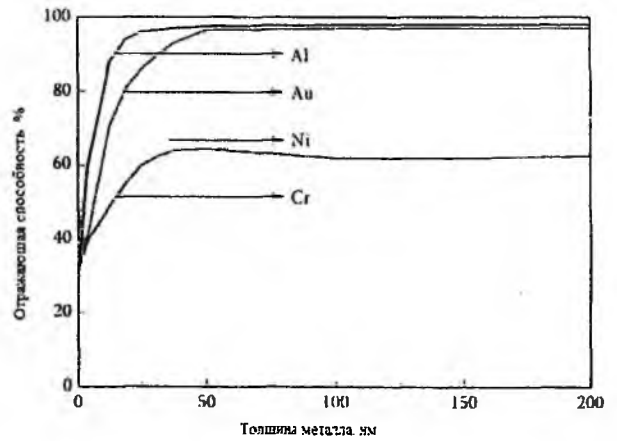


Рис. 2

Значение отражения в зависимости от толщины металлического слоя при условии, если считать поверхности зеркал идеальными, показано на рис. 1. Очевидно, что для получения максимального отражения необходимо покрытие определенной толщины.

Отражающая способность зависит не только от толщины покрытия, но и от металла, из которого оно сделано. На рис. 2 показана функция отражения для разных металлов с покрытием переменной толщины при нормальном падении луча. Зеркала с алюминиевым покрытием достигают максимальной отражающей способности 97 %, при толщине пленки более 40 нм. Золото также обеспечивает отражающую способность 97,5 % при толщине пленки более 60 нм. Оба металла могут обеспечить лучшее отражение, чем никель и хром, отражающая способность которых 72 и 63% соответственно.

При исследовании зависимости отражающей способности от длины волны было учтено, что коэффициент отражения изменяется в зависимости от длины волны сигнала. Это соотношение можно записать в виде

$$R = \frac{2 \frac{\sigma}{\nu} + 1 - 2 \sqrt{\frac{\sigma}{\nu}}}{2 \frac{\sigma}{\nu} + 1 + 2 \sqrt{\frac{\sigma}{\nu}}} \quad (33)$$

Значение σ/ν достаточно мало, когда свет в инфракрасном диапазоне, поэтому им можно пренебречь в сравнении с другими условиями, и тогда получаем

$$R = 1 - 2 \sqrt{\frac{\nu}{\sigma}} + \dots \quad (34)$$

Отсюда

$$\frac{1 - R_1}{1 - R_2} = \frac{2 \sqrt{\nu_1/\sigma}}{2 \sqrt{\nu_2/\sigma}} = \sqrt{\frac{\nu_1}{\nu_2}} = \sqrt{\frac{\lambda_1}{\lambda_2}} \quad (35)$$

Необходимое значение отражения металлов при исследуемой длине волны 1,55 мкм может быть достигнуто, если эти значения известны при других длинах волн. В табл. 2 приведены четыре металла, имеющие наивысшую отражающую способность при этой длине волны.

Объединение уравнения (32) и минимальной толщины пленки с максимально возможным отражением может быть получено, как показано на рис. 3. Он показывает, что значение самого высокого коэффициента отражения и минимальная толщина покрытия для его полу-

чения меняется при использовании различных металлов. Сравнительные характеристики приведены в табл. 3. Среди четырех металлов алюминий и золото имеют наилучшие показатели отражающей способности при относительно тонком слое покрытия [5].

Таблица 2

Металл	$R_1 (\lambda_1=0,5893 \text{ мкм})$	$R_2 (\lambda_2=1,55 \text{ мкм})$
Al	0,83	0,90
Au	0,82	0,89
Ni	0,66	0,79
Pt	0,59	0,75

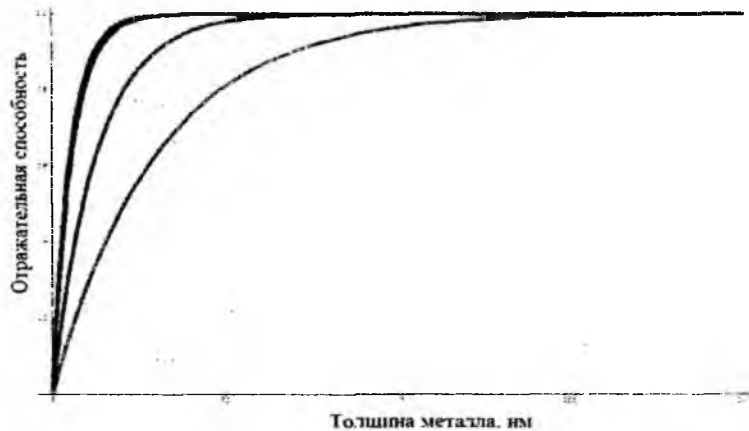


Рис. 3

Таблица 3

Металл	$R_2 (\lambda_2=1,55 \text{ мкм})$	Минимальная толщина, нм
Al	0,90	30
Au	0,89	30
Ni	0,79	200
Pt	0,75	100

Список литературы: 1. Ланцов В.Н. Состояние в области проектирования микроэлектромеханических систем / В. Н. Ланцов, О. В. Рудаков, С.В. Маскеев. – Владимир, 1999. – 31 с. 2. Wu, M. C. Micromachining for optical and optoelectronic systems / M. C. Wu // Proceedings of the IEEE. – 1997. – Vol. 85, NO. 11. – P. 1833-1856. 3. Петерсен К.Э. Кремний как механический материал / К. Э Петерсен // ТИИЭР. – 1982. – Т.70, NO 5. – С. 5-49. 4. Berger, J. D. Tunable MEMS devices for optical networks / J.D. Berger, D. Anthon // Opt. Photonics News. – 2003. – NO 42. 5. Lin, C. Electrostatic actuation in electroformed Ni microstructures / C. Lin // IEE Seminar Microengineering, Modelling and Design – 1999. – NO 4.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.01.2011

МОДЕЛИРОВАНИЕ ФОТОРЕФРАКТИВНОГО ИЗМЕНЕНИЯ ПОКАЗАТЕЛЯ ПРЕЛОМЛЕНИЯ В КРИСТАЛЛЕ LiNbO_3

Введение

Перспектива применения электрооптических кристаллов в качестве обратимых запоминающих сред стимулировала интенсивные исследования явления фоторефракции, результатом которых стало развитие теоретических представлений о механизмах изменения показателя преломления под воздействием световой волны [1, 2].

Фоторефрактивный эффект в кристаллах ниобата лития позволяет записывать оптическую информацию в виде голограмм и изображения [3] и создавать фоторефрактивные фазовые транспаранты, которые могут быть с успехом использованы для создания адаптивных и оптически управляемых элементов фотоники [4]. Акустооптические процессоры (корреляторы, конвольверы) содержат элементы, запоминающие информацию на время выполнения операции. Представляется целесообразным в качестве таких элементов применять фоторефрактивные фазовые транспаранты [5].

В работе проведено моделирование изменения показателя преломления в кристалле LiNbO_3 под воздействием пространственно модулированного падающего светового потока с дискретным характером распределения интенсивности. Представлены результаты моделирования, демонстрирующие возможность сохранения дискретной структуры сигнала при его записи, сделаны выводы о дальнейшем направлении исследований по увеличению контрастности записанного транспаранта, а также о выборе методов моделирования процесса записи во временной области.

Структурная схема устройства формирования пространственно-модулированного светового сигнала

На схеме, приведенной на рис. 1, сигнал с выхода цифрового синтезатора частот подается на вход быстродействующего программируемого сдвигового регистра переменной разрядности на ПЛИС, генерирующий управляющие импульсные последовательности для драйверов акустооптического модулятора (АОМ) и лазерного модуля [6].

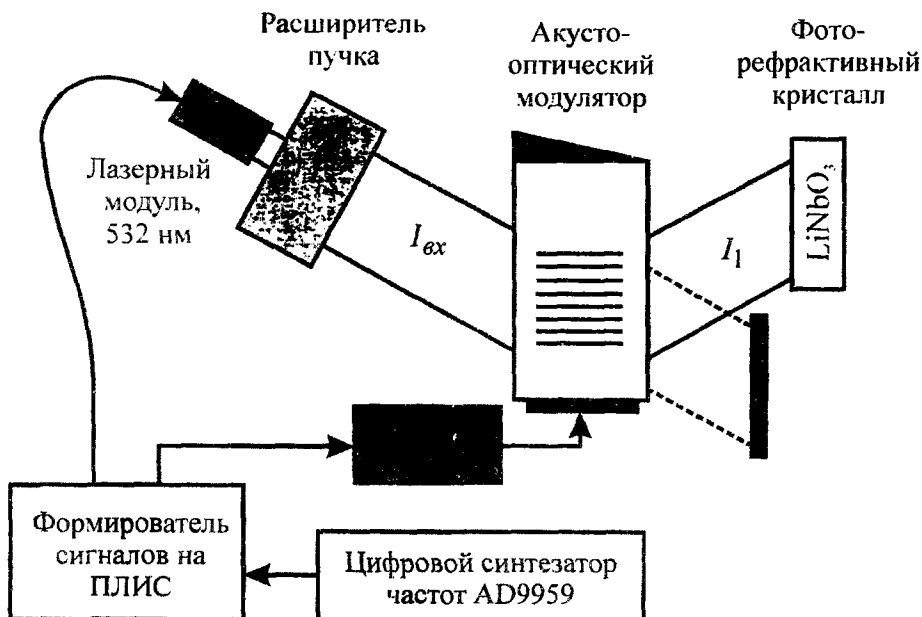


Рис. 1

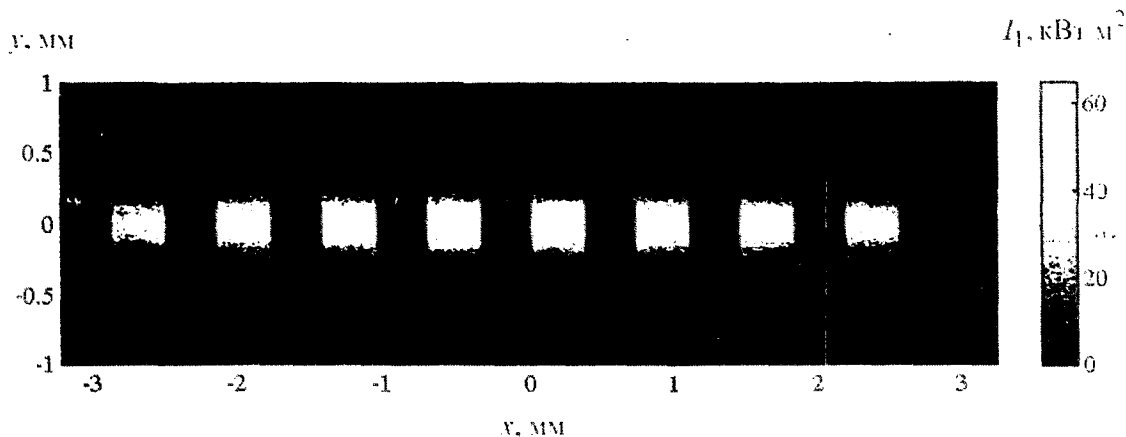


Рис. 2

Электрический сигнал с драйвера АОМ поступает на электроакустический преобразователь, возбуждающий звуковую волну в кристалле PbMoO_4 . На этот же кристалл под углом Брэгга направляется лазерный импульс малой длительности с длиной волны 532 нм. Пространственно модулированный пучок с выхода первого дифракционного порядка АОМ направляется в фоторефрактивный кристалл ниобата лития, в котором фиксируется изображение пространственно изменяющегося показателя преломления. Таким образом, осуществляется запоминание модулированного радиочастотного сигнала во втором кристалле.

Пространственная структура светового потока I_1 (рис. 2) получена в результате дифракции световой волны $I_{\text{вх}}$ на объемной фазовой решетке (режим Брэгга) [7, 8]. Эффективность дифракции η определяется следующим соотношением:

$$\eta = \frac{I_1}{I_{\text{вх}}} = \sin^2 \left(\frac{\pi L \delta n}{\lambda_0} \right),$$

где $I_{\text{вх}}$ – интенсивность падающей световой волны, I_1 – интенсивность светового пучка, дифрагировавшего в первый дифракционный порядок, L – длина области акустооптического взаимодействия, δn – изменение показателя преломления под действием звуковой волны, λ_0 – длина волны света.

Физические эффекты, определяющие закон изменения показателя преломления фоторефрактивного кристалла в установившемся режиме

Как известно [1, 9], теория фоторефракции рассматривает три основных эффекта: диффузионный, фотовольтаический и тепловой.

В результате решения связанной системы упрощенных уравнений Кухтарева, учитывающих вклад диффузионного и фотовольтаического эффектов, получено соотношение для электрического поля пространственного заряда $E(x, y, z)$ [10]:

$$E(x, y, z) \approx \frac{D_s}{\mu N_D [sI(x, y, z) + \beta]} \left[s N_D \nabla I(x, y, z) + \frac{k \alpha v_R N_A}{e D_s} I(x, y, z) \right], \quad (1)$$

где v_R – скорость рекомбинации носителей; μ – подвижность носителей; α – коэффициент поглощения; k – фотовольтаическая постоянная (вектор); β – скорость тепловой генерации; N_A – концентрация акцепторов; N_D – концентрация доноров; e – заряд электрона; s – эффективное сечение ионизации на квант света; $D_s = (k_B T / e) \mu$ – диффузионная постоянная

(k_B – постоянная Больцмана, T – температура); $I(x, y, z)$ – распределение интенсивности в плоскости поперечных координат x и y для фиксированного значения z в фоторефрактивном материале. В соотношении (1) первый член в правой части учитывает вклад диффузионного эффекта, в то время как второй член – фотовольтаического.

Как показано в [10], тепловой эффект играет значительную роль в модуляции показателя преломления LiNbO_3 . Общий индуцированный показатель преломления $\Delta n(x, y, z)$ может быть записан как

$$\Delta n(x, y, z) = -\frac{1}{2} n_e^3 \gamma_{33} E + \left(\frac{dn}{dT} \right) \Delta T, \quad (2)$$

где n_e – показатель преломления необыкновенной волны, γ_{33} – соответствующий электрооптический коэффициент, dn/dT – температурный коэффициент показателя преломления.

Первый член правой части выражения (2) описывает изменение показателя преломления, обусловленное внутренним электростатическим полем $E(x, y, z)$. Второй член учитывает вклад нелинейного теплового эффекта в поглощающей среде [10]. Разница температуры по сравнению с температурой окружающей среды $\Delta T(x, y, z)$, возникающая из-за симметричного распределения интенсивности, является решением уравнения

$$\nabla^2(\Delta T) = -\frac{\alpha}{\kappa} I, \quad (3)$$

где κ – теплопроводность среды. Полученное распределение температуры, с учетом температурного коэффициента показателя преломления dn/dT , входит в выражение для зависимости показателя преломления среды от интенсивности падающего света.

Моделирование изменения показателя преломления в кристалле LiNbO_3 под воздействием пространственно-модулированного светового сигнала

Численное моделирование выполнено средствами MatLab для следующих параметров материала [10, 11]: $n_e = 2.20$, $\gamma_{33} = 30.8 \text{ нм/В}$, $N_A = 3.3 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$, $N_D = 6.6 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$, $\beta = 1.0 \text{ с}^{-1}$, $r_R = 1.0 \cdot 10^{-9} \text{ см}^3/\text{с}$, $\mu = 0.1 \text{ см}^2/\text{В с}$, $s = 6.2 \cdot 10^{-1} \text{ см}^2/\text{Дж}$, $k = 3 \cdot 10^{-9}$ (вдоль оси x) $= 3 \cdot 10^{-10}$ (вдоль оси y) А см/Вт , $\alpha = 0.55 \text{ см}^{-1}$, $\kappa = 0.9 \text{ Вт/м}^{\circ}\text{С}$, $dn/dT = 3 \cdot 10^{-5} \text{ К}^{-1}$, $\eta_0 = 377 \text{ Ом}$, $T = 300 \text{ К}$.

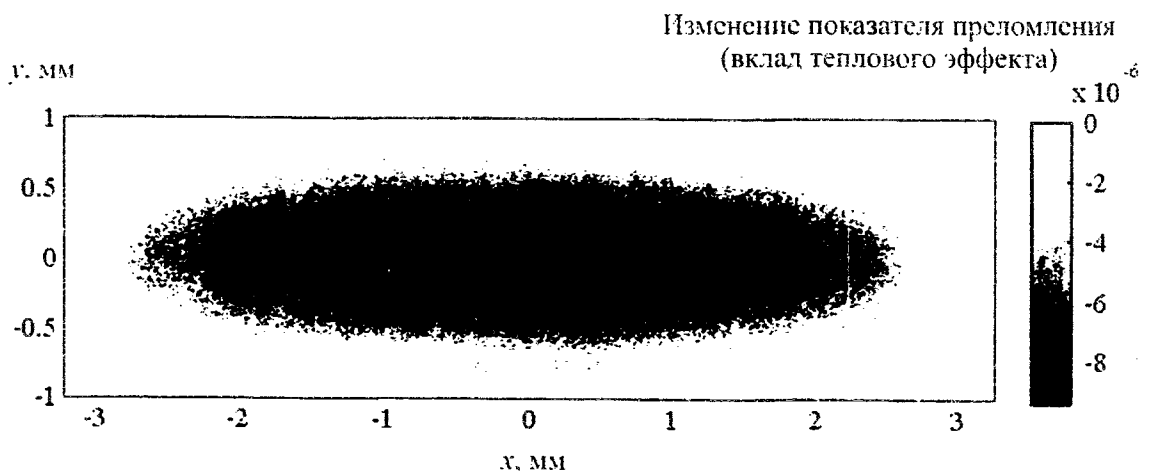
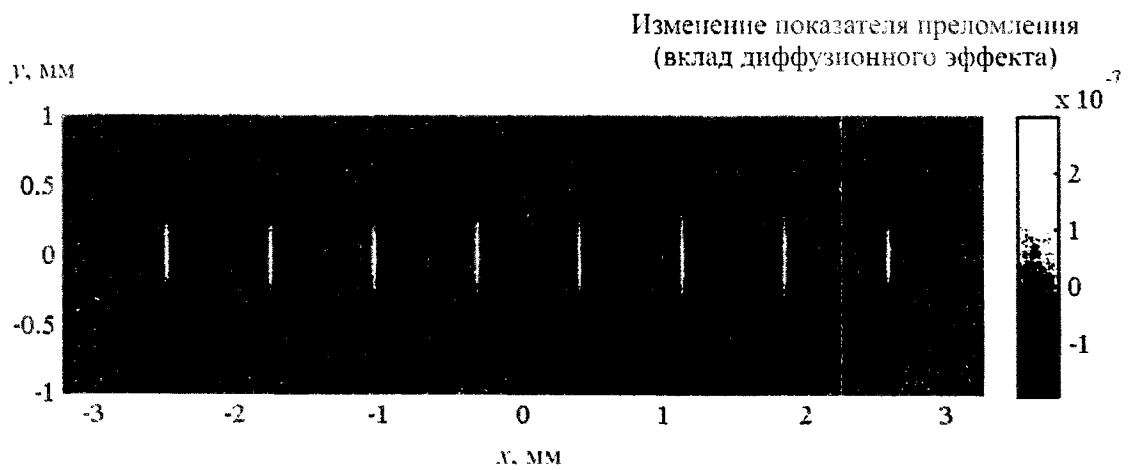
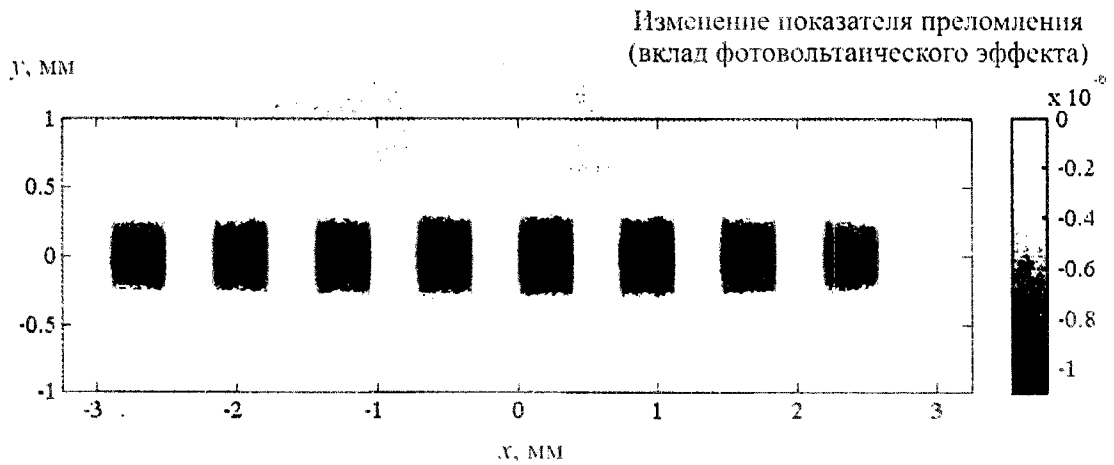
На рис. 3, 4 приведены изменения показателя преломления для фотовольтаического и диффузионного эффектов, рассчитанные в соответствии с выражениями (1), (2).

Из рис. 3 видно, что в результате воздействия пространственно модулированной световой волны в материале формируются дискретные области, в которых изменение показателя преломления достигает $\sim 1.05 \cdot 10^{-6}$. Вклад диффузионного эффекта (рис. 4) менее выражен и составляет $\sim 2.5 \cdot 10^{-7}$.

Изменение показателя преломления за счет теплового эффекта (рис. 5) рассчитывалось согласно (2), (3). Для решения уравнения Пуассона (3) применялся метод преобразования Фурье. Результаты моделирования показывают значительную величину изменения показателя преломления ($\sim 9 \cdot 10^{-6}$) за счет теплового эффекта. При этом дискретный характер $\Delta n(x, y, z)$ в кристалле ниобата лития значительно искажается по сравнению с распределением интенсивности падающей световой волны.

Изменение показателя преломления с учетом всех рассмотренных эффектов изображено на рис. 6. Дискретная структура распределения показателя преломления за счет фотоволь-

танческого и диффузионного эффектов существенно искажается изменениями вследствие теплового эффекта. Соотношение вкладов каждого из эффектов зависит от мощности светового потока и может быть изменено с целью уменьшения вклада теплового эффекта.



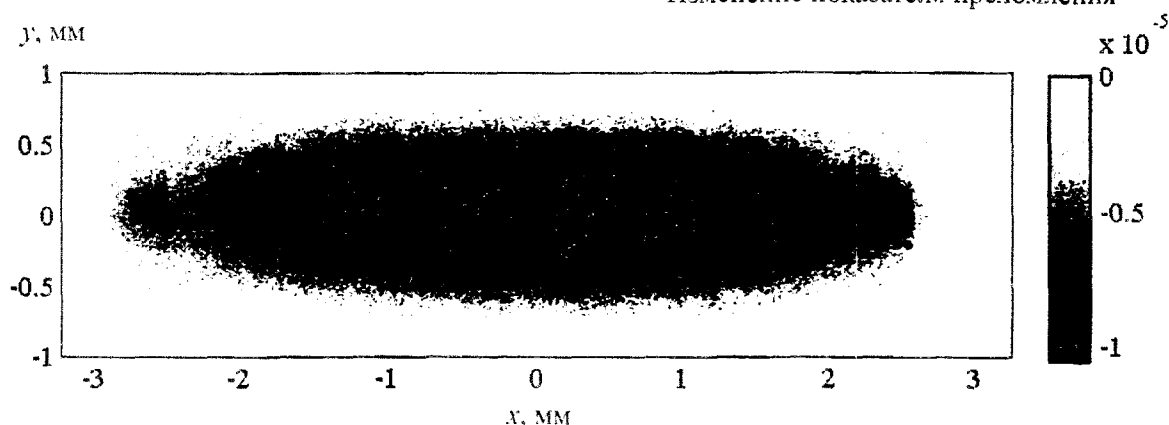


Рис. 6

Выводы

Моделирование фоторефрактивного изменения показателя преломления в кристалле LiNbO_3 показало необходимость учета вклада теплового эффекта в общую картину.

Полученная в результате расчета величина индуцированного показателя преломления достаточна для формирования опорного транспаранта, применяемого в акустооптических устройствах дискретной обработки информации.

Возможно уменьшение вклада теплового эффекта за счет применения временной модуляции светового потока, которая позволит понизить разницу температуры в освещенной области по сравнению с температурой окружающей среды. В этом случае необходимо выполнить моделирование фоторефрактивного изменения показателя преломления в динамическом режиме, с учетом импульсного характера изменения интенсивности светового потока, что потребует привлечения численных методов расчета во временной области, например конечноразностных методов, метода конечных элементов, метода распространяющегося пучка, или их комбинаций.

Список литературы: 1. *Yu F.T.S., Yin S.* Photorefractive Optics: Materials, Properties, and Applications. – San Diego, CA: Academic Press, 2000. – 570 p. 2. *Banerjee P.P.* Nonlinear Optics: Theory, Numerical Modeling, and Applications. – New-York, NY: Marcel Dekker, 2004. – 315 p. 3. *Сюй А.В., Строганов В.И., Лихтин В.В.*, Запись изображения в легированных кристаллах ниобата лития // Физика твердого тела. – 2009. – Т. 51, вып. 7. – С. 1382–1384. 4. *Канишу А.В., Круглов В.Г., Ващенко И.В., Шандаров В.М.* Фоторефрактивные фазовые транспаранты для коррекции амплитудных профилей световых пучков // Доклады междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск: ТУСУР, 2005. – С. 201 – 204. 5. *Berg N.J., Smith B.L.* Acoustooptic Memory Correlator. Patent No. 4139237, U.S.A., 1979. 6. *Липинский А.Ю., Рудякова А.Н.* Моделирование коррелятора с акустооптической памятью // Сб. науч. трудов III Междунар. науч. конф. «Функциональная компонентная база микро-, опто- и наноэлектроники». – Харьков-Кацивели, 2010. – С. 45–48. 7. *Goutzoulis A.P., Pape D.R.* Design and fabrication of acousto-optic devices. – New York, Marcel Dekker, 1994, 497 p. 8. *Липинский А.Ю.* Оптоэлектронные интегральные вычислительные среды. – Донецк: Ноулидж, 2010. – 147с. 9. *Петров М.П., Степанов С.И., Хоменко А.В.* Фоторефрактивные кристаллы в когерентной оптике. – СПб.: Наука. С.-Петербург. отд-ние, 1992. – 320 с. 10. *Liu, J.J., Banerjee, P.P., Song, Q.W.* Role of diffractive, photovoltaic, and thermal effects in beam fanning in LiNbO_3 // JOSA B, Vol. 11, Issue 9, pp. 1688-1693, 1994. 11. *Valley G.C.* Short-pulse grating formation in photorefractive materials // IEEE J. Quantum Electron. QE-19, pp. 1637-1645, 1983.

**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА ТЕОРЕТИЧЕСКИХ ОСНОВ,
ПОЛОЖЕННЫХ В ОСНОВУ ТЕХНОЛОГИИ
АВТОМАТИЗИРОВАННОГО КОНТРОЛЯ
ШЕРОХОВАТОСТИ ПОВЕРХНОСТИ ПОДЛОЖКИ**

В статье рассматриваются результаты экспериментальной проверки предложенного метода распознавания и восстановления интерференционного сигнала отраженного от функциональной поверхности подложки, выполненной моделированием на ПЭВМ.

Для этого метрологической лабораторией были изготовлены тестовые подложки из сапфира. Далее последовательность действий была следующей.

С помощью ПЗС-датчика были получены:

- 1) матрица амплитуд яркости и интерференционные полосы, полученные с поверхности подложки с тестовой царапиной;
- 2) матрица амплитуд яркости и интерференционные полосы, с поверхности удовлетворительно обработанной подложки;
- 3) матричное представление амплитуд яркости эталонной поверхности подложки (рис. 1).

$$F_1^{(1)} = \begin{pmatrix} 55 & 56 & 57 & 55 & 55 & 53 & 55 & 57 & 57 & 56 & 55 \\ 57 & 58 & 60 & 67 & 58 & 54 & 56 & 59 & 61 & 59 & 58 \\ 59 & 62 & 63 & 61 & 62 & 58 & 58 & 61 & 63 & 62 & 60 \\ 62 & 63 & 62 & 63 & 63 & 60 & 61 & 63 & 62 & 63 & 62 \\ 63 & 62 & 61 & 62 & 63 & 60 & 63 & 63 & 61 & 63 & 63 \\ 61 & 59 & 61 & 60 & 63 & 63 & 63 & 61 & 59 & 61 & 60 \\ 58 & 59 & 58 & 59 & 62 & 63 & 62 & 58 & 57 & 58 & 58 \\ 61 & 60 & 60 & 59 & 61 & 62 & 60 & 59 & 58 & 59 & 58 \\ 62 & 62 & 62 & 61 & 62 & 61 & 62 & 61 & 62 & 61 & 62 \\ 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 \end{pmatrix} F_2^{(2)} = \begin{pmatrix} 60 & 57 & 58 & 57 & 58 & 59 & 58 & 60 & 60 & 59 & 59 \\ 62 & 59 & 60 & 58 & 59 & 59 & 60 & 62 & 62 & 61 & 61 \\ 63 & 62 & 61 & 61 & 62 & 62 & 61 & 61 & 62 & 61 & 62 \\ 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 \\ 62 & 61 & 62 & 61 & 61 & 62 & 61 & 62 & 61 & 62 & 62 \\ 60 & 60 & 59 & 60 & 59 & 60 & 59 & 60 & 60 & 61 & 60 \\ 59 & 59 & 60 & 59 & 60 & 59 & 60 & 59 & 60 & 59 & 59 \\ 62 & 61 & 61 & 61 & 62 & 62 & 61 & 62 & 61 & 61 & 62 \\ 60 & 60 & 59 & 60 & 60 & 59 & 60 & 60 & 61 & 60 & 61 \\ 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 \end{pmatrix} A = \begin{pmatrix} 57 & 57 & 58 & 57 & 58 & 59 & 57 & 58 & 57 & 58 & 58 \\ 59 & 58 & 59 & 60 & 59 & 60 & 59 & 60 & 58 & 60 & 59 \\ 61 & 62 & 61 & 62 & 61 & 62 & 61 & 62 & 61 & 62 & 61 \\ 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 \\ 62 & 61 & 62 & 61 & 62 & 62 & 61 & 61 & 61 & 62 & 61 \\ 60 & 60 & 59 & 60 & 59 & 60 & 59 & 60 & 59 & 60 & 59 \\ 59 & 59 & 60 & 59 & 60 & 59 & 60 & 59 & 60 & 59 & 58 \\ 60 & 60 & 61 & 61 & 61 & 60 & 61 & 60 & 61 & 60 & 61 \\ 62 & 61 & 61 & 62 & 61 & 62 & 62 & 61 & 62 & 62 & 62 \\ 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 & 63 \end{pmatrix}$$

Рис. 1. Матричное представление амплитуд яркости поверхности подложки:

a – матрица амплитуд яркости поверхности подложки с тестовой царапиной и интерференционными полосами; b – матрица амплитуд яркости удовлетворительно обработанной поверхности подложки с интерференционными полосами; v – матричное представление амплитуд яркости эталонной поверхности подложки с интерференционными полосами

Далее производилось вычитание:

$$G_1^{(1)} = F_1^{(1)} - A, \quad (1)$$

где $G_1^{(1)}$ – результирующая матрица; $F_1^{(1)}$ – матрица амплитуд яркости поверхности подложки с тестовой царапиной и интерференционными полосами; A – матричное представление амплитуд яркости эталонной поверхности подложки с интерференционными полосами:

$$G_2^{(2)} = F_2^{(2)} - A, \quad (2)$$

где $G_2^{(2)}$ – результирующая матрица; $F_2^{(2)}$ – матрица амплитуд яркости удовлетворительно обработанной поверхности подложки с интерференционными полосами; A – матричное представление амплитуд яркости эталонной поверхности подложки с интерференционными полосами.

После этих действий были получены результирующие матрицы $G_1^{(1)}$, $G_2^{(2)}$, представленные на рис. 2.

$\begin{pmatrix} 0 & 2 & 1 & 2 & 3 & 6 & 2 & 1 & 0 & 2 & 3 \\ 2 & 0 & 2 & 3 & 1 & 6 & 3 & 1 & 3 & 1 & 1 \\ 3 & 1 & 1 & 2 & 1 & 4 & 3 & 1 & 2 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 3 & 2 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 2 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 2 & 1 & 2 & 0 & 4 & 3 & 4 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 2 & 0 & 2 & 0 & 2 & 1 & 3 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 2 & 0 & 2 & 1 & 1 & 3 & 1 & 3 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$	$\begin{pmatrix} 0 & 2 & 1 & 2 & 3 & 6 & 2 & 1 & 0 & 2 & 3 \\ 2 & 0 & 2 & 3 & 1 & 6 & 3 & 1 & 3 & 1 & 1 \\ 3 & 1 & 1 & 2 & 1 & 4 & 3 & 1 & 2 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 3 & 2 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 2 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 2 & 1 & 2 & 0 & 4 & 3 & 4 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 2 & 0 & 2 & 0 & 2 & 1 & 3 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 2 & 0 & 2 & 1 & 1 & 3 & 1 & 3 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$
a	b

Рис. 2. Результирующие матрицы: a – разница между тестовой царапиной и эталонной, b – разница между удовлетворительной и тестовой

Далее была произведена фильтрация, т.е. подбирались специальные матрицы. В результате чего были получены матрицы $D_1^{(1)}$ и $D_2^{(2)}$, представленные на рис. 3.

$D_1^{(1)} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	$D_2^{(2)} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$
a	b

Рис. 3. Тестируемые матрицы: a – с тестовой царапиной, b – удовлетворительно обработанная

Далее с помощью метода порогового разделения проводилась идентификация интерференционной полосы матрицы $D_1^{(1)}$:

$$A = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N x_i^2 - \frac{1}{N} \left(\sum_{i=1}^N x_i \right)^2}{N-1}} \quad (3)$$

Далее восстанавливался идентифицированный сигнал с помощью сплайн-функций.

В ходе эксперимента исследовалась идентификация интерференционной полосы.

С помощью системы автоматизированного контроля была получена оцифрованная амплитуда яркостей контролируемой поверхности подложки. На рис. 4 приведено изображение подложки, полученное с помощью ПЗС-датчика.

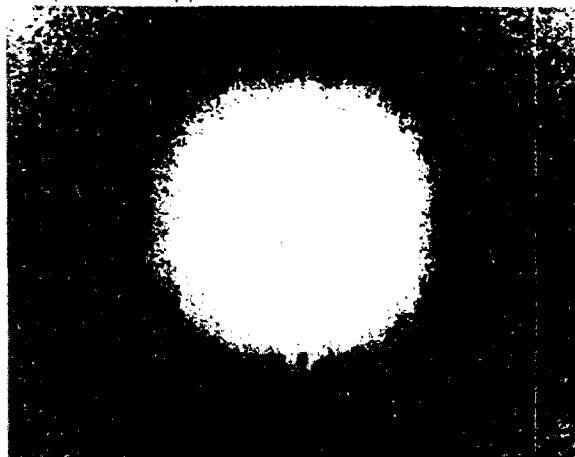


Рис. 4. Изображение подложки, полученное с помощью ПЗС-матрицы

В табл. 1 приведен фрагмент амплитуд яркости оцифрованного изображения, представленного на рис. 4. На рис. 5 приведен график идентифицированного диаметра поверхности. Идентификация проводилась на основе метода порогового разделения.

Таблица 1

X	A	X	A	X	A	X	A	X	A
X1	109	X12	88	X23	213	X34	217	X45	93
X2	117	X13	127	X24	209	X35	212	X46	101
X3	109	X14	145	X25	191	X36	206	X47	90
X4	109	X15	169	X26	156	X37	190	X48	96
X5	98	X16	187	X27	171	X38	181	X49	98
X6	109	X17	198	X28	200	X39	145	X50	85
X7	106	X18	196	X29	208	X40	95		
X8	101	X19	201	X30	216	X41	113		
X9	83	X20	210	X31	216	X42	93		
X10	85	X21	216	X32	221	X43	94		
X11	98	X22	216	X33	218	X44	85		

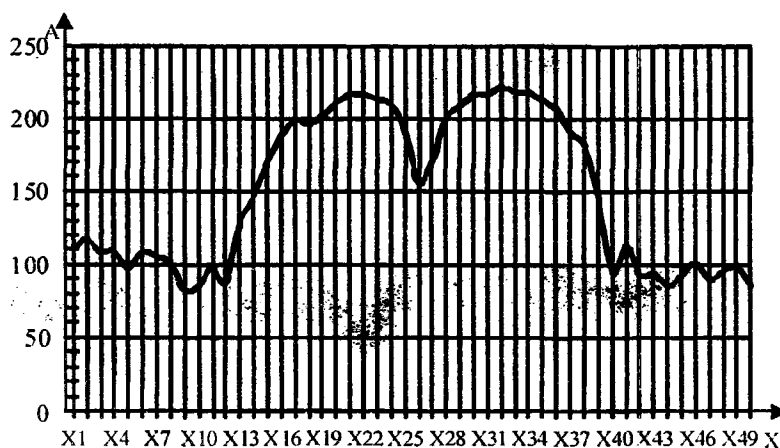


Рис. 5. График идентифицированного диаметра поверхности, представленной на рис. 4

Ниже приводится текст функции на языке C#, реализующей алгоритм метода порогового разделения:

```
static void Halton(byte n, int i)
{
    Console.WriteLine("Введите максимальную размерность точек [10]: ");
    int nmax = Convert.ToInt32(Console.ReadLine());
    double[] fi = new double[nmax];
    byte[] R = new byte [] {2,3,5,7,11,13,17,19,23,29};
    double x, y;
    if (i == 1)
    {
        for (int k = 1; k < n; k++)
        {
            fi[k] = 0;
        }
    }
    else
    {
        for (int k = 1; k < n; k++)
```

```

{
  x = 1 - fi[k];
  y = 1 / R[k];
  while (x <= y)
  {
    y = y / R[k];
  }
  fi[k] = fi[k] + (R[k] + 1) * y - 1;
}
}
}

```

Далее с помощью системы автоматизированного контроля была получена оцифрованная амплитуда яркостей поверхности подложки с тестовой царапиной. Изображение тестовой царапины с интерференционными полосами представлено на рис. 6.



Рис. 6. Изображение тестовой царапины с интерференционными полосами

В табл. 2 приведен фрагмент амплитуд яркости оцифрованного изображения, представленного на рис. 6. На рис. 7 приведен график идентифицированного изображения интерференционной полосы. Идентификация проводилась на основе метода порогового разделения.

Таблица 2

X	A	X	A	X	A	X	A	X	A
X1	109	X12	88	X23	213	X34	217	X45	93
X2	117	X13	127	X24	209	X35	212	X46	101
X3	109	X14	145	X25	191	X36	206	X47	90
X4	109	X15	169	X26	156	X37	190	X48	96
X5	98	X16	187	X27	171	X38	181	X49	98
X6	109	X17	198	X28	200	X39	145	X50	85
X7	106	X18	196	X29	208	X40	95		
X8	101	X19	201	X30	216	X41	113		
X9	83	X20	210	X31	216	X42	93		
X10	85	X21	216	X32	221	X43	94		
X11	98	X22	216	X33	218	X44	85		

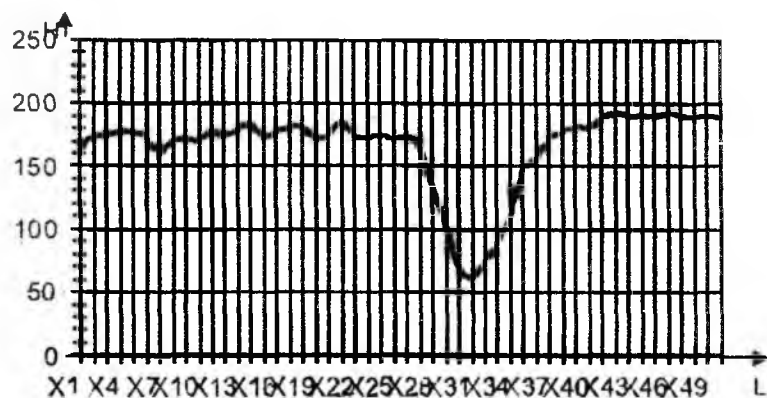


Рис. 7. График идентифицированного изображения интерференционной полосы, представленной на рис. 6

Затем с помощью системы автоматизированного контроля была получена оцифрованная амплитуда яркостей качественно обработанной поверхности подложки. Изображение качественно обработанной поверхности подложки с интерференционными полосами представлено на рис. 8.

В табл. 3 приведен фрагмент амплитуд яркости оцифрованного изображения, представленного на рис. 8. На рис. 9 приведен график идентифицированного изображения интерференционной полосы. Идентификация проводилась на основе метода порогового разделения.



Рис. 8. Изображение качественно обработанной поверхности подложки с интерференционными полосами

Таблица 3

X1	A	X12	A	X23	A	X34	A	X45	A
X2	109	X13	88	X24	213	X35	217	X46	93
X3	117	X14	127	X25	209	X36	212	X47	101
X4	109	X15	145	X26	191	X37	206	X48	90
X5	109	X16	169	X27	156	X38	190	X49	96
X6	98	X17	187	X28	171	X39	181	X50	98
X7	109	X18	198	X29	200	X40	145		85
X8	106	X19	196	X30	208	X41	95		
X9	101	X20	201	X31	216	X42	113		
X10	83	X21	210	X32	216	X43	93		
X11	85	X22	216	X33	221	X44	94		
	98		216		218		85		

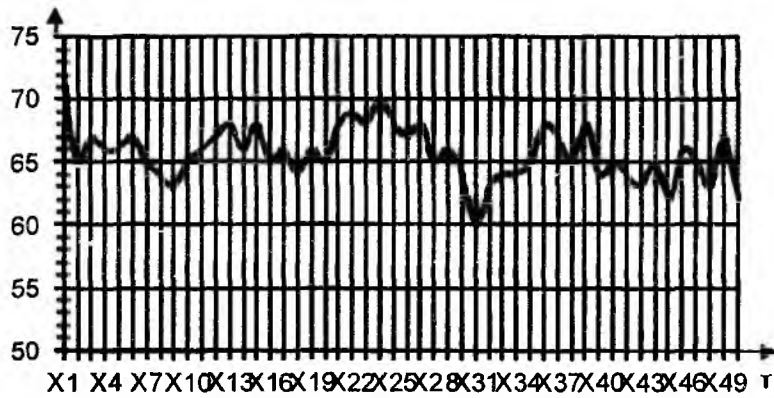


Рис. 9. График изображения интерференционной полосы, представленной на рис. 8

Как показали исследования, метод порогового разделения для идентификации интерференционной полосы полностью себя оправдал.

После проверки метода порогового разделения, который показал очень высокие результаты, производилась проверка предложенной методики на основе сплайн функций. Наиболее употребительными в технике являются сплайны – многочлены третьей степени, поскольку они обладают важным свойством, которое обуславливает высокую эффективность сплайн-интерполяции, а именно кусочно-кубическая функция $u(x)$ является функцией класса $W_2^2[a, b]$, которая принимает в узлах сетки заданное значение и минимизирует функционал [1]:

$$\Phi(u) = \int_a^b [u''(x)]^2 dx. \quad (4)$$

Сглаживание интерференционной полосы проводилось с одномерным массивом. Значения амплитуд представлены в табл. 4.

Таблица 4

X	A	X	A	X	A	X	A	X	A
X1	109	X12	88	X23	213	X34	217	X45	93
X2	117	X13	127	X24	209	X35	212	X46	101
X3	109	X14	145	X25	191	X36	206	X47	90
X4	109	X15	169	X26	156	X37	190	X48	96
X5	98	X16	187	X27	171	X38	181	X49	98
X6	109	X17	198	X28	200	X39	145	X50	85
X7	106	X18	196	X29	208	X40	95		
X8	101	X19	201	X30	216	X41	113		
X9	83	X20	210	X31	216	X42	93		
X10	85	X21	216	X32	221	X43	94		
X11	98	X22	216	X33	218	X44	85		

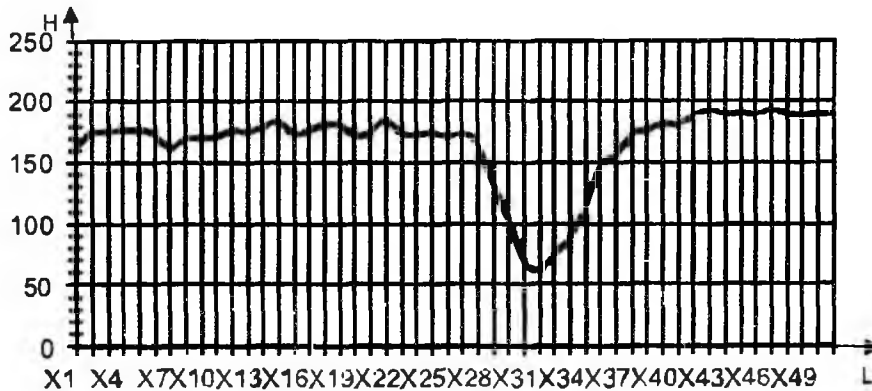


Рис. 10. График восстановленного изображения интерференционной полосы

Текст функции на языке C#, реализующей алгоритм восстановления интерференционной полосы:

```
static void LPTau (byte n, int i)
{
    Console.WriteLine("Введите максимальную размерность точек [10]: ");
    int nmax = Convert.ToInt32(Console.ReadLine());
    double[] fi = new double[nmax];
    int [,] NR = new int[,] { {1,1,1,1,1,1,1,1,1},
        {1,3,5,15,17,51,85,255,257,771},
        {1,1,7,11,13,61,67,79,465,721},
        {1,3,7,5,7,43,49,147,439,1013},
        {1,1,5,3,15,51,125,141,177,759}};

    int J, K, L, M, NS;
    double S;
    if (i == 0)
    {
        for (J = 1; J < n; J++)
        {
            fi[J] = 0;
        }
    }
    else
    {
        M = 1 + (int)(Math.Log10(i) / 0.693147181);
        for (J = 1; J < n; J++)
        {
            S = 0;
            for (K = 1; K < M; K++) ;
            NS = 0;
            for (L = K; L < M; L++)
            {
                double a = (i / Math.Pow(2,L));
                double b = NR[J, L] / Math.Pow(2, L + 1 - K);
                NS = NS + (int)(2*(a - Math.Floor(a)) * (int)(b - Math.Floor(b)));
                S = S + ((0.5*NS) - Math.Floor(0.5*NS)) / Math.Pow(2, K-1);
            }
            //T[J] = S;
        }
    }
}
```

Были проверены методы распознавания и фильтрации изображения на основе предложенных методов, а именно:

- порогового разделения;
- сплайн функций.

Метод сплайн-функций характеризуется высокой точностью вычислений, поскольку он работает с матрицами чисел, что в максимальной степени обеспечит решение поставленной задачи вместе с выбранным методом бесконтактного контроля. По результатам исследований оба метода показали высокую точность и полностью себя оправдали.

Таким образом, результаты исследований свидетельствуют о высокой точности, достигнутой при использовании разработанной методики автоматизированного контроля.

Список литературы: 1. *ГОСТ 18353-79* “Контроль неразрушающий. Классификация видов и методов”. 2. *Дунин-Барковский И.В., Карташова А.Н.* Измерения и анализ шероховатости, волнистости и некруглости поверхности. – М.: Машиностроение, 1978. – 232 с. 3. *Корташев В.Г.* Основы теории дискретных сигналов и цифровых фильтров: Учеб. пособие для вузов. – М.: Высш. шк., 1982. – 109 с. 4. *Пискунов Н.С.* Дифференциальное и интегральное исчисления для ВТУЗов. – 4е изд. – М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит., 1962. – 255 с. 5. *Хофер Э., Лундерштедт Р.* Численные методы оптимизации. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1970. – 273с. 6. *Крылов В.И., Бобков В.В., Монастырский П.И.* Вычислительные методы высшей математики. Том 1 // Под ред. Мысовских И.П. – Мн.: Вышэйш. шк., 1972. – 584 с. 7. *Марчук Г.И.* Методы вычислительной математики: Учеб. пособие. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. – 698 с. 8. *Хемминг Р.В.* Численные методы: Пер. с англ. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1968. – 278с. 9. *Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельников Г.М.* Численные методы. – М.: Наука, 2000. – 456с. 10. *Крылов В.И., Бобков В.В., Монастырский П.И.* Вычислительные методы. – М.: Наука, 1999. – 367с. 11. *Тычинский В.П., Мазалов И.Н., Панков В.Л., Убменский Д.В.* Оперативный неразрушающий контроль элементов ИС на лазерном измерительном комплексе // Электронная промышленность. – 1989. – №5. – С.18. 12. *Быстров Ю.А., Колгин Е.А. и др.* Технологический контроль размеров в микроэлектронном производстве. – М.: Радио и связь, 1988. – 167с. 13. *Гельман М.М.* Аналогово-цифровые преобразователи для информационно-измерительных систем. – М.: Изд-во стандартов, 1989. – 320с. 14. *Тычинский В.П., Захаров В.П., Снежко Ю.А.* Измерение дробной доли интерференционной полосы методом временных интервалов // Измерительная техника. – 1977. – №12. – С.39-42. 15. *Тычинский В.П., Мазалов И.Н.* Измерительный комплекс для объективного контроля микрорельефа полупроводниковых структур // Электронная промышленность. – 1987. – №5. – С.54-55. 16. *Тычинский В.П., Мазалов И.Н.* Измерительный комплекс для прецизионного контроля микрогеометрии поверхности. – Эрнст-Аббе-Конференц, ГДР, Йена, тезисы. 1987. – С.44. 17. *Bhusham B., Wyant J.C.* Measurement of surface topography of magnetic tapes by microinterferometry // Applied Optics. – 1985. – Vol.24, №10. –P.1489-1492. 18. *Sasaki O, Okazaki H.* Sinusoidal phase modulating interferometry for surface profile measurements // Applied Optics. – 1986. – Vol 25, №18. –P.3137-3142. 19. *Laeri F., Straund N.S.* Angstrom resolution optical profilometry for microscopic object// Applied Optics. – 1987. – Vol.26, №11. – P.2247-2249. 20. *Carlsson K., Aslund N.* Confocal imaging for 3-D digital microscopy // Applied Optics. – 1987. – Vol.26, №16. – P.3232-3236.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 25.01.2011

**ТЕМПЕРАТУРНАЯ ЗАВИСИМОСТЬ СОПРОТИВЛЕНИЯ
КАНАЛА МОП-ТРАНЗИСТОРНЫХ СТРУКТУР В ОТКРЫТОМ СОСТОЯНИИ**

Развитие науки и техники требует решения практических задач, направленных на улучшение массогабаритных показателей радиоэлектронной аппаратуры, уменьшение энергопотребления, расширение диапазона рабочих температур (от криогенных до предельно допустимых повышенных рабочих температур изделий электронной техники) [1, 2]. Следует отметить, что свойства МОП-структур в области криогенных температур изучены мало. В паспортных данных на отечественные приборы данного класса и зарубежные аналоги приводятся значения их электрических параметров в диапазоне температур $-60^{\circ}\text{C} \dots 125^{\circ}\text{C}$ [9].

Решение этих задач возможно при дальнейшем исследовании физических механизмов, накладывающих ограничения на работоспособность дискретных полупроводниковых приборов интегральных микросхем на их основе.

Цель настоящей работы – исследование механизмов, обуславливающих температурную зависимость сопротивления канала МОП-транзисторных структур в диапазоне от азотных до предельно допустимых повышенных рабочих температур. При отпирающих напряжениях, соизмеримых с их пороговыми напряжениями, их действие необходимо учитывать при конструировании переключающих МОП-структур, управляемых непосредственно выходными уровнями логических интегральных микросхем с пониженным напряжением питания и сохраняющих при этом работоспособность в области криогенных температур.

В работе [3] отмечается устойчивость МОП-транзисторов к тепловому пробоя, обусловленным положительным значением коэффициента сопротивления сток-исток в открытом состоянии, что является следствием рассеивания носителей тока на акустических фонах. Однако в области криогенных температур рассеивание носителей тока происходит на ионизированных примесях, что приводит к возрастанию их подвижности с увеличением температуры [4, 5]. Как следствие, в структурах возможно развитие необратимого процесса теплового пробоя. В работе [6] показано, что кремниевые МОП-транзисторы имеют минимальное значение сопротивления в диапазоне температур $100 \dots 150 \text{ K}$, а отклонение температуры от данного диапазона приводит к его возрастанию. В области криогенных температур зависимость сопротивления от температуры определяется соотношением $R_{\text{СИ.ОТКР.}} \sim T^{-2}$, а в области высоких – $R_{\text{СИ.ОТКР.}} \sim T^{-3/2}$. Отклонение температурной зависимости $R_{\text{СИ.ОТКР.}}$ от $T^{-3/2}$ авторы [6] объясняют вымораживанием носителей заряда на примесях при $T \leq 50 \text{ K}$ в стоковых и истоковых областях структуры.

Влияние температуры на подвижность носителей и сопротивление канала МОП-транзисторов в открытом состоянии исследовалось в работах [7, 8]. В частности, отмечается, что уменьшение подвижности носителей тока с ростом температуры приводит к возрастанию сопротивления сток-исток структуры в открытом состоянии, а уменьшение порогового напряжения – к его уменьшению.

В работе [8] предполагается линейная зависимость сопротивления сток-исток структуры в открытом состоянии от температуры и, как следствие, его температурный коэффициент, определяющийся первой производной по температуре, является постоянной величиной.

Однако температурная зависимость сопротивления канала МОП-структур в открытом состоянии, обусловленная механизмами рассеивания носителей тока и температурной зависимостью их порогового напряжения, является нелинейной, поэтому математическая модель температурного коэффициента сопротивления должна учитывать его зависимость от температуры.

Ток канала в линейной области вольтамперных характеристик МОП-транзисторов при значениях отпирающего напряжения $U_{ЗИ} - U_{ПОР}$, превышающих, напряжение между стоком и истоком $U_{ЗИ} - U_{ПОР} > U_{СИ}$ моделируется выражением

$$I_{СИ} = \mu C_i \frac{W}{L} (U_{ЗИ} - U_{ПОР}) U_{СИ}, \quad (1)$$

где μ – подвижность носителей тока в инверсионном канале МОП-структуры, C_i – удельная емкость подзатворного окисла, W , L – соответственно ширина и длина канала МОП-транзистора, $U_{ЗИ}$, $U_{СИ}$, $U_{ПОР}$ – напряжения затвор-исток, сток-исток и пороговое напряжение МОП-структуры соответственно.

Температурная зависимость подвижности носителей описывается степенным законом $\mu(T) = \mu_0 \left(\frac{T}{T_0} \right)^{-p}$, где показатель p определяется механизмом рассеивания. $T_0 = 300\text{ K}$ – комнатная температура [5].

Пороговое напряжение МОП-транзистора и его температурная зависимость соответственно определяются следующими выражениями [2]:

$$\begin{cases} U_{ПОР} = \phi_{ms} - \frac{Q_f}{C_i} + 2\psi_B + \frac{\sqrt{4\epsilon_s N \psi_B}}{C_i} \\ \frac{dU_{ПОР}}{dT} = \frac{1}{T} \left[\frac{E_g(T=0)}{2q} - |\psi_B(T)| \right] \left(2 + \frac{1}{C_i} \sqrt{\frac{\epsilon_s q N_A}{\psi_B}} \right) \end{cases}, \quad (2)$$

где ϕ_{ms} – разница работ выхода электрона из металла и полупроводника; Q_f – фиксированный заряд в окисле, ψ_B – разница между положениями уровня Ферми в примесном и собственном полупроводниках, $E_g(T=0)$ – ширина запрещенной зоны при $T = 0\text{ K}$.

Зависимость порогового напряжения является линейной в широком диапазоне температур [2], которую можно аппроксимировать выражением

$$U_{ПОР}(T) = U_{ПОР}(T_0) - \alpha(T - T_0), \quad (3)$$

где $U(T)$, $U(T_0)$ – пороговое напряжение структуры при температурах T и T_0 соответственно, $T_0 = 300\text{ K}$ – комнатная температура, α – температурный коэффициент порогового напряжения.

Тогда сопротивление канала $R_K(T)$, нормированное к его сопротивлению при комнатной температуре $R_K(T_0)$, можно записать следующим выражением:

$$\frac{R_K(T)}{R_K(T_0)} = \left(\frac{T}{T_0} \right)^{-p} \frac{U_{ЗИ} - U_{ПОР}(T)}{U_{ЗИ} - U_{ПОР}(T) + \alpha(T - T_0)}, \quad (4)$$

Коэффициент сопротивления канала МОП-структуры в открытом состоянии соответственно

$$TK R_K = \frac{dR_K}{dT} = -R_K(T_0) \left(\frac{T}{T_0} \right)^{-(p+1)} \frac{p [U_{ЗИ} - U_{ПОР}(T_0) + \alpha(T - T_0)] - \alpha T}{T_0 [U_{ЗИ} - U_{ПОР}(T) + \alpha(T - T_0)]^2}. \quad (5)$$

Нами исследовалась температурная зависимость сопротивления канала МОП-структур, изготовленных на кремниевых подложках p -типа проводимости с удельным

сопротивлением $1 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ и $2 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ в диапазоне температур окружающей среды $77 \dots 400 \text{ К}$ при разных значениях отпирающего напряжения $U_{\text{ЗИ}} - U_{\text{ПОР}}$. Толщина подзатворного окисла структур составляла 0.15 мкм . Сопротивление канала МОП-структур определялось как разница между сопротивлением $R_{\text{СИ.ОТКР}}$ структуры при заданном значении $U_{\text{ЗИ}} - U_{\text{ПОР}}$ и сопротивлением при $U_{\text{ЗИ}} - U_{\text{ПОР}} \rightarrow \infty$, определяющимся точкой пересечения зависимости

$$R_{\text{СИ.ОТКР}} = f\left(\frac{1}{U_{\text{ЗИ}} - U_{\text{ПОР}}}\right) \text{ с осью ординат.}$$

На рис. 1 *а, б* приведены расчетные кривые температурной зависимости нормированного сопротивления канала (расчетная кривая и его экспериментальные значения обозначенные Δ) для образцов, изготовленных на подложках кремния *p*-типа с удельным сопротивлением 1 и $2 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ соответственно при разных отпирающих напряжениях $U_{\text{ЗИ}} - U_{\text{ПОР}}$.

Установлено, что минимальное значение сопротивления канала имеет место при температуре 150 К . В интервале температур $77 \dots 150 \text{ К}$ наблюдается уменьшение сопротивления с ростом температуры, а в интервале $150 - 400 \text{ К}$ – его рост (рис. 1, *а, б*). Температурные зависимости нормированного сопротивления канала МОП-структур в отмеченных интервалах отличаются от температурных зависимостей подвижности электронов в канале. Расчетные кривые, построенные с учетом зависимости подвижности носителей и порогового напряжения структур от температуры удовлетворительно коррелируют с экспериментальными значениями.

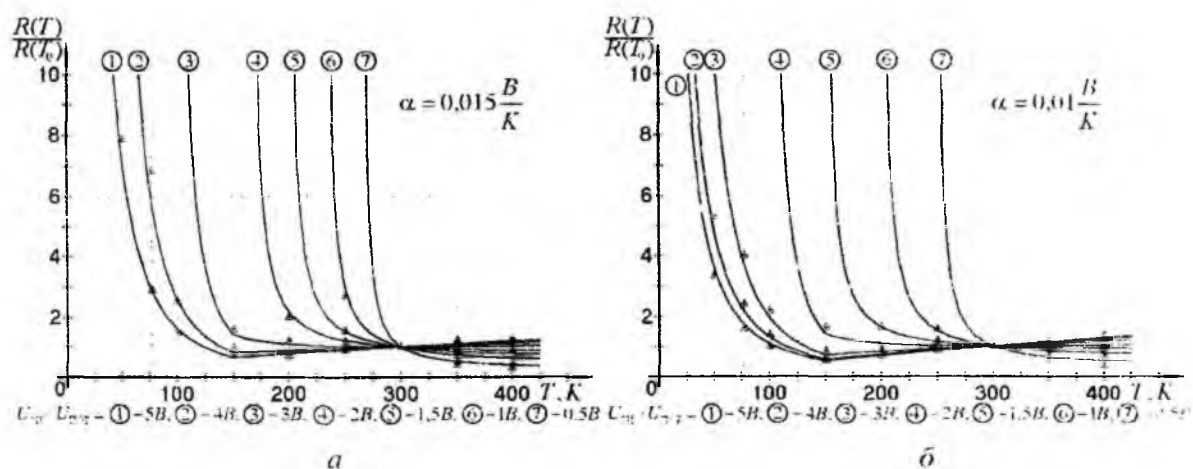


Рис. 1

Из приведенных зависимостей следует, что для исследуемых образцов МОП-структур имеет место резкий рост сопротивления канала при температуре меньшей некоторого предельного значения. Причем, это значение температуры зависит как от удельного сопротивления исходной кремниевой подложки, так и величины отпирающего напряжения. Такое поведение сопротивления канала можно объяснить ростом порогового напряжения структуры с уменьшением температуры окружающей среды к значению напряжения на затворе, что приводит к исчезновению индуцируемого канала.

Значение температуры, при котором происходит запираание МОП-транзистора, определяется из условия

$$U_{\text{ЗИ}} - U_{\text{ПОР}}(T_0) = \alpha(T_0 - T_3),$$

где T_3 – температура запираания транзистора.

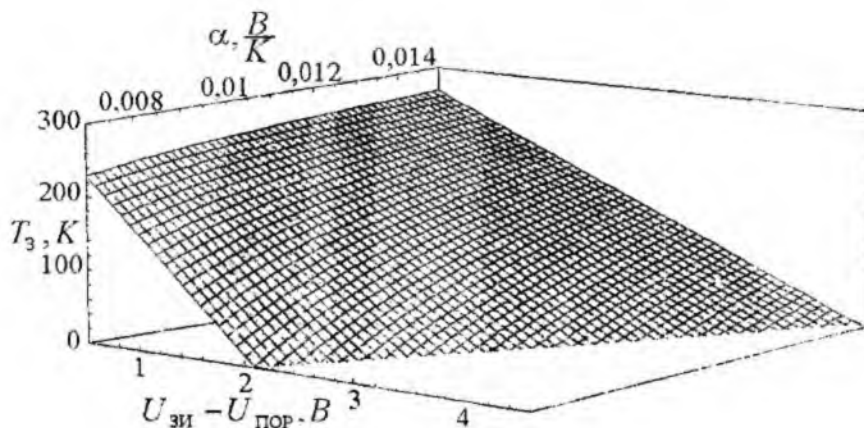


Рис. 2

На рис. 2 представлены зависимости температуры запирающего транзистора от напряжения отпирающего $U_{зи} - U_{пор}(T_0)$ и температурного коэффициента порогового напряжения структуры.

При рассеивании носителей на акустических фоновых в диапазоне температур 150...400 К температурный коэффициент сопротивления канала имеет вид

$$TK R_K = \frac{dR(T)}{dT} = R(T_0) (U_{зи} - U_{пор}) \left(\frac{T}{T_0} \right)^{\frac{1}{2}} \times \frac{\frac{3}{2} [U_{зи} - U_{пор}(T_0) + \alpha(T - T_0)] - \alpha T}{T_0 [U_{зи} - U_{пор} + \alpha(T - T_0)]^{\frac{1}{2}}} \quad (7)$$

Зависимости ТК R_K от температуры при разных значениях отпирающих напряжений $U_{зи} - U_{пор}$ для МОП-структур изготовленных на подложках кремния p -типа проводимости с удельным сопротивлением $\rho_V = 1 \text{ Ом} \cdot \text{см}$; $2 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ приведены на рис. 3. а. б соответственно.

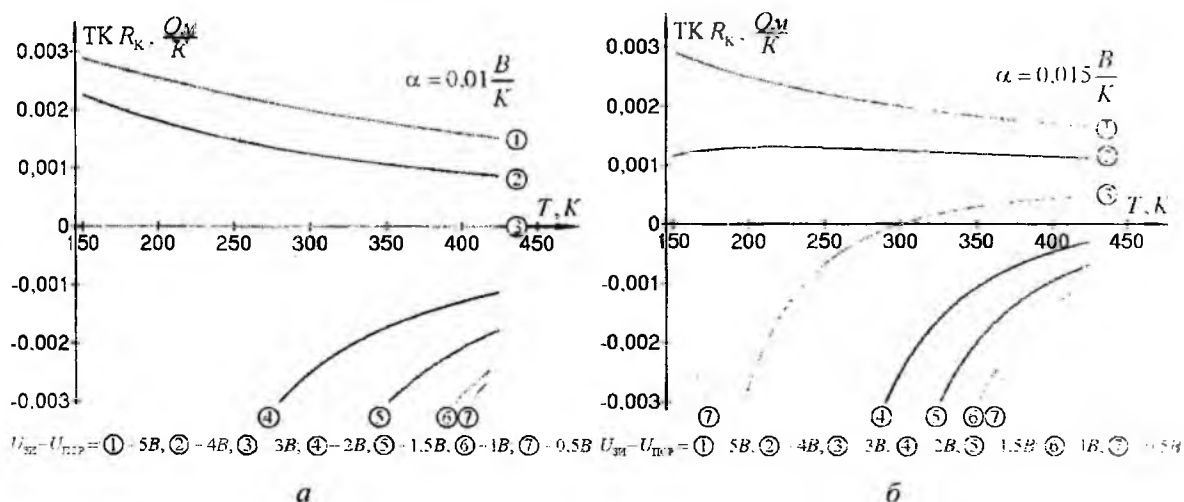


Рис. 3

Как видно из приведенных зависимостей, для структур обоих типов при малых значениях отпирающих напряжений характерно наличие диапазона температур с

отрицательным значением ТК R_K , что может обусловить развитие теплового пробоя и потере устойчивости их работы при повышении температуры окружающей среды.

Выводы

1. Установлено, что температурная зависимость сопротивления канала открытых МОП-транзисторов определяется как механизмами рассеивания (при $T < 150\text{ K}$ – рассеивание на ионизированных примесях, при $T > 150\text{ K}$ – рассеивание на акустических фононах), так и температурной зависимостью их порогового напряжения.

2. Для структур с высокой концентрацией примесей в подложке при малых отпирающих напряжениях в диапазоне температур с механизмом рассеивания носителей тока в индуцированном канале на акустических фононах, наблюдается уменьшение сопротивления канала с ростом температуры, что повышает вероятность возникновения в транзисторной структуре вторичного пробоя.

3. Аномальный рост сопротивления канала МОП-структур с понижением температуры обусловлен ростом их порогового напряжения к значениям напряжений на затворе.

4. Действие приведенных механизмов необходимо учитывать при разработке радиоэлектронных изделий, работающих в области криогенных и предельно допустимых повышенных температур, при управлении непосредственно входными уровнями логических ИС с пониженным напряжением питания.

Список литературы: 1. Браиловский В.В. Гибридный автодинный сенсор магнитного резонанса / В.В. Браиловский, А.Д. Верига, Л.Ф. Политанский // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2009. – №5(83). – с.7-10. 2. Верига А.Д. N-канальный D-МОП транзистор с подвійною дифузійною дециметрового діапазону частот / А.Д. Верига, Л.Ф. Політанський // Східно-європейський журнал передових технологій. – 2010. – №5/5(47). – С.9-12 3. Rossel P. Power MOS Devices / P. Rossel // Microelectron. Reliab. – 1984. – V.24. №2. – P.339 – 355. 4. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: В 2 т. / С. Зи Т.2. – М.: Мир, 1984. 5. Киреев П.С. Физика полупроводников / П.С. Киреев –М.: Высш. шк., 1975. 6. Лихобабин Н.П. Температурная зависимость тока утечки стока и сопротивления высоковольтной транзисторной структуры на основе метал-окись кремния-полупроводник / Н.П. Лихобабин, Л.Ф. Политанский, П.П. Ватаманюк // Радиотехника и электроника. – 1991. – Т36, в.4. –С.839-843. 7. Яганов П.О. Моделювання термочувливості залежності рухливості носіїв заряду в інверсному шарі кремнієвого МОП-транзистора / П.О. Яганов // Наукові вісті НТУУ “КПІ”. – 2005. – №3. – С. 16-21. 8. Бачурин В.В. Механизм температурной зависимости сопротивления сток-исток в открытом состоянии мощных МДП-транзисторов с вертикальной структурой / В.В. Бачурин, Л.Ф. Политанский // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 1986. – №1. – С. 12-15. 9. http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/philips/IRF540_S_1.pdf

Черновицкий национальный университет
имени Юрия Федьковича

Поступила в редколлегию 03.02.2011

*В.Н. БОРЦОВ, д-р техн. наук, Н.И. СЛИПЧЕНКО, д-р физ.-мат. наук,
А.М. ЛИСТРАТЕНКО, канд. техн. наук, В.А. АНТОНОВА, канд. техн. наук, И.Т. ТЫМЧУК,
М.А. ПРОЦЕНКО, Я.Я. КОСТЫШИН*

ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫХ ФОТОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ МОНОКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО КРЕМНИЯ

Введение

Наиболее используемыми материалами для изготовления фотоэлектрических преобразователей (ФП) являются монокристаллический кремний и арсенид галлия. Постоянное увеличение энергоемкости бортовой аппаратуры современных космических аппаратов приводит к необходимости создания ФП, обладающих все более высокими значениями КПД, мощностью характеристики P_m (вырабатываемой ФП максимальной полезной мощности отнесенной к его массе) и ресурса работы. Космическая отрасль Украины имеет хорошо оснащенную базу и отработанную технологию производства ФП на основе монокристаллического кремния и не имеет возможности изготовления ФП на арсениде галлия. Поэтому разработка и производство высокоэффективных и долговечных монокристаллических Si-ФП, которые способны конкурировать с ФП из GaAs, относятся к разряду важных задач космической отрасли Украины.

Для комплектации фотоэлектрических батарей космического аппарата КС5МФ2 «Микрон», а также космических аппаратов «Січ», «Либідь» и др. в ГП НИТИП около десяти лет назад была разработана, исследована, экспериментально отработана и внедрена в производство базовая технология создания радиационнотойких кремниевых ФП на основе n^+-p-p^+ -структур [1 – 4].

Указанная технология разрабатывалась с использованием синхронных комбинированных технологических процессов диффузии из твердых источников и жидкорастворных композиций (ЖРК) одновременно с процессами внешнего геттерирования.

В качестве источника примеси в процессе диффузионного легирования кремния особенно привлекательно с практической точки зрения применение стекловидных пленок, полученных осаждением из растворов. При этом для создания на поверхности полупроводника легирующих пленок можно использовать те же установки, что и для нанесения фоторезиста. В базовой технологии диффузия примесей из этих пленок проводилась при температуре 1000°C в течение часа для получения мелколежащего ($x_i=0,8-1$ мкм) $p-n$ -перехода. При этом обеспечивалась высокая однородность параметров легированного слоя даже при диффузии в пластины кремния большого диаметра (более 100 мм).

Применение легированных окислов в качестве источников диффузии при изготовлении полупроводниковых приборов имеет ряд преимуществ перед обычно используемыми процессами диффузии, а именно:

- возможность регулирования концентрации диффузанта на поверхности полупроводника;
- управляемость процессом диффузии, поскольку источник примеси и полупроводниковая пластина находятся одновременно при одной и той же температуре;
- обеспечение незначительного разброса поверхностного сопротивления диффузионного слоя и хорошей воспроизводимости результатов;
- уменьшение плотности дефектов, вызванных диффузией;
- возможность синхронного проведения диффузии примесей p - и n -типа.

Наиболее важной задачей при формировании диффузионных слоев является точная регулировка поверхностного сопротивления. Применение жидкорастворных композиций позволяет подойти к решению этой проблемы с новых позиций, т.к. обеспечивается высокая точность дозировки примесных атомов в окисном слое (определяется концентрацией вещества, содержащего диффузанта, в исходном растворе) и возможность плавной регулировки поверхностной концентрации примеси в широком диапазоне. При этом обеспечивается высокая равномерность распределения диффузанта по поверхности пластины. Неравномерность диффузанта может быть вызвана лишь недостаточной гомогенностью раствора и неоднородностью толщины наносимой пленки. Подбором соответствующего режима центрифугирования и условий диффузионного процесса удается получить достаточно высокую равномерность толщины пленки, а также диффузионных легированных слоев в кремнии.

Солнечные элементы, изготовленные по базовой технологии, характеризовались следующими параметрами: $j_{кз}=40\text{мА/см}^2$; $j_{опт}=37,85\text{мА/см}^2$; $U_{кк}=0,61\text{В}$; $U_{опт}=0,51\text{В}$; $P_{опт}\approx 195\text{Вт/м}^2$; КПД $\approx 14,6\%$.

Цель работы – теоретические и экспериментальные исследования дальнейшего совершенствования технологии изготовления отечественных кремниевых высокоэффективных фотопреобразователей космического назначения и определение приоритетных направлений разработки новых конструктивно-технологических решений (КТР), способных обеспечить значения КПД и массомощностной характеристики P_m на уровне лучших европейских аналогов.

Проведенные исследования показали, что для повышения эффективности фотопреобразования необходимо решить следующие задачи:

- увеличить составляющие фототока, генерируемого в базовой области и в легированном слое;
- уменьшить последовательное сопротивление фотопреобразователя при обеспечении роста коэффициента заполнения FF вольт-амперной характеристики и воспроизводимости значений этого параметра;

Для увеличения составляющей тока, генерированного в легированном слое, авторами исследована технология, обеспечивающая получение специфического фронтального профиля распределения примеси типа „клюв”.

Концентрация примеси, достигая максимального значения $\sim 10^{27}\text{м}^{-3}$ вблизи фотоприемной поверхности, должна резко уменьшаться на очень малых расстояниях от поверхности. При таком концентрационном профиле вблизи фронтальной поверхности фотопреобразователя создается поле, ускоряющее движение генерированных в приповерхностном слое носителей в направлении к p - n -переходу и обеспечивающее уменьшение эффективной скорости поверхностной рекомбинации на фронтальной поверхности и в объеме тонкого фотоприемного слоя.

Благодаря такому профилю распределения примеси уменьшается вклад легированного слоя непосредственно под контактной сеткой в последовательное сопротивление фотопреобразователя без возрастания скорости рекомбинации носителей заряда (особенно вследствие рекомбинации по механизму Оже) в приповерхностной области, что способствует повышению фоточувствительности фотопреобразователя в коротковолновой области спектра солнечного излучения и возрастанию тока короткого замыкания.

Содержание работы

Для достижения поставленной цели решалась задача расчета и экспериментального исследования режимов, обеспечивающих концентрационный профиль типа «клюв».

Формирование фронтального n^+ - p -перехода с высокой поверхностной концентрацией фосфора без эффектов, связанных с высоким уровнем легирования, осуществлялось двухэтапной диффузией фосфора с использованием жидкорастворных композиций КФК-15-15 и КФК-50-10.

В качестве исходного материала для n^+p-p^+ структур использован кремний марки КДБ-10, имеющий концентрацию легирующей примеси $N_a = 1,345 \cdot 10^{21} \text{ м}^{-3}$ [7].

Расчет режимов процесса двухэтапной диффузии производили при следующих исходных данных: концентрация в базовой области N_a ; требуемая глубина залегания n^+p -перехода x_i ; требуемое значение поверхностного сопротивления R_s и поверхностной концентрации N_0 после проведения процесса двухэтапной диффузии.

Для выбранного варианта специфического концентрационного профиля легирующей примеси на первом этапе формирования n^+p -перехода проводилась диффузия из КФК-15-15 при $T = 950^\circ\text{C}$ в течение 60 мин, а на втором этапе – кратковременная диффузия из КФК-50-10 при $T = 1000^\circ\text{C}$ в течение 10 мин.

Расчет режимов процесса двухэтапной диффузии из ЖРК проводился с учетом теоретических основ диффузии из стекловидных пленок.

Использованы исходные уравнения:

$$\frac{\partial^2 N_1}{\partial x^2} - \frac{1}{D_1} \frac{\partial N_1}{\partial t} = 0, \quad -l < x < 0; \quad (1)$$

$$\frac{\partial^2 N_2}{\partial x^2} - \frac{1}{D_2} \frac{\partial N_2}{\partial t} = 0, \quad x > 0, \quad (2)$$

с начальными условиями

$$\begin{aligned} N_1 &= N_{10} & -l < x < 0; \\ N_2 &= 0 & x > 0 \end{aligned}$$

и граничными условиями:

$$\left. \frac{\partial N_1}{\partial x} \right|_{x=-l} = 0 \quad (3);$$

$$D \left. \frac{\partial N_1}{\partial x} \right|_{x=0} = D_2 \left. \frac{\partial N_2}{\partial x} \right|_{x=0} = 0; \quad (4)$$

$$N_2 = 0 \quad \text{при } x = \infty; \quad (5)$$

$$N_1 = N_2 \quad \text{при } x = 0. \quad (6)$$

Решение уравнений (1), (2) (для достаточно толстого слоя или малой длительности процесса диффузии $l \rightarrow \infty$) имеет вид

$$\frac{N_1}{N_0} = 1 - \frac{1}{\sigma + 1} \operatorname{erfc} \frac{x}{2\sqrt{D_1 t}}; \quad (7)$$

$$\frac{N_2}{N_{10}} = \frac{m\sigma}{\sigma + 1} \operatorname{erfc} \frac{x}{2\sqrt{D_2 t}}; \quad (8)$$

$$\sigma = \frac{1}{m} \sqrt{\frac{D_1}{D_2}}. \quad (9)$$

Поверхностная концентрация и распределение $N(x, t)$ описываются формулами

$$\frac{N_{2s}}{N_{10}} = \frac{mN_{1s}}{N_{10}} = \frac{m\sigma}{\sigma + 1} \quad \text{при } x = 0;$$

$$N_{2s} = N_{10} \frac{m\sigma}{\sigma + 1}; \quad (10)$$

$$N(x, t) = N_{2s} \operatorname{erfc} \frac{x}{2\sqrt{D_2 t}}.$$

В приведенных выражениях: N_1 и D_1 – концентрация примеси и коэффициент диффузии в стекловидном слое; N_2 и D_2 – концентрация примеси и коэффициент диффузии в кристалле; l – толщина стекловидного слоя; $x = 0$ – граница раздела стекловидного слоя и кристалла; N_{10} – исходная концентрация примеси в стекловидной пленке; m – коэффициент сегрегации; N_s – поверхностная концентрация на границе раздела Si – SiO₂.

Исходная концентрация примеси в стекловидном слое:

$$N_{10B} [\text{см}^{-3}] = 1,73 \cdot 10^{18} \cdot u(265 - 0,8 \cdot u);$$

$$N_{10P} [\text{см}^{-3}] = 8,5 \cdot 10^{17} \cdot u(265 - 0,25 \cdot u),$$

где u – весовой процент ангидрида в диффузанте.

Алгоритм расчета параметров процесса формирования n^+p -фронтального перехода включает следующие шаги:

– определение концентрации атомов примеси по формулам:

$$N_{10} = 2,25 \cdot 10^{20} u [\text{см}^{-3}] \text{ в пленке КФК-15-15;}$$

$$N_{10} = 8,5 \cdot 10^{17} u(265 - 0,25u) [\text{см}^{-3}] \text{ в пленке КФК-50-10;}$$

– определение поверхностной концентрации N_s , на границе раздела Si-SiO₂:

$$N_s = N_{10} \frac{m\sigma}{\sigma + 1},$$

где m – коэффициент сегрегации; $\sigma = \frac{1}{m} \sqrt{\frac{D_1}{D_2}}$; D_1, D_2 – коэффициенты диффузии примеси в

SiO₂ и Si при температуре процесса;

– расчет распределения концентрации примеси исходя из того, что при толщине стекловидной пленки $\sim 0,15-0,20$ мкм ее можно считать неограниченным источником диффузанта производится по формуле

$$N(x) = N_s \operatorname{erfc} \frac{x}{2\sqrt{D_2 t}}.$$

Расчетные профили n^+p -фронтального перехода, полученного двухэтапной диффузией из жидкорастворных композиций, приведены на рис. 1 (1^й этап – 950^оС, 60 мин; 2^й этап – 1000^оС, 10 мин.);

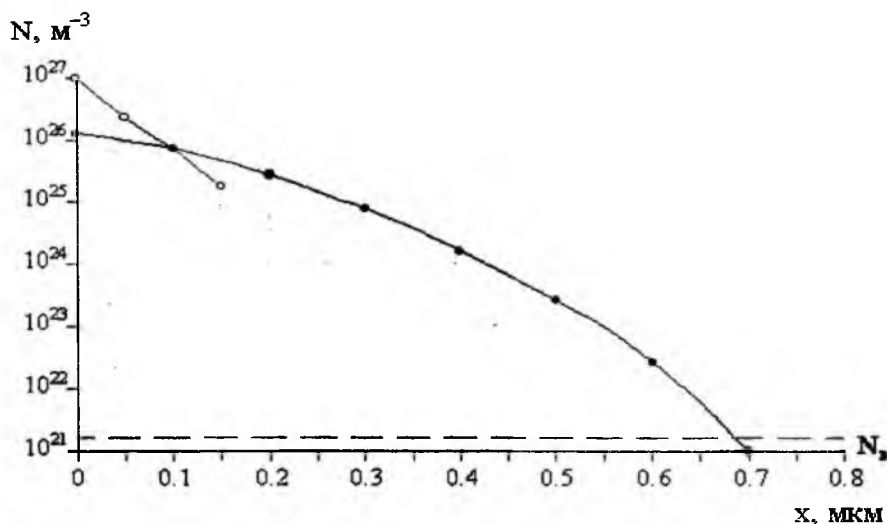


Рис. 1. Концентрационный профиль распределения фосфора при использовании двухэтапной диффузии из жидкорастворных композиций типа КФК-15-15 и КФК-50-10

Как известно, при радиационном воздействии основной причиной ухудшения фотоэлектрических характеристик облучаемых фотопреобразователей является уменьшение времени жизни неосновных носителей заряда и однозначно связанной с ним диффузионной длины L . При исследовании изменения диффузионной длины вследствие радиационных повреждений установлено, что уменьшение L_p в кремнии n -типа происходит быстрее, чем L_n в кремнии p -типа. Известно также, что фотопреобразователи, изготовленные из кремния, выращенного по методу Чохральского, более устойчивы к «фотонной деградации» по сравнению с фотопреобразователями, изготовленными из бестигельного кремния. Поэтому в качестве исходных кремниевых пластин для фотопреобразователей космического применения использовался монокристаллический кремний p -типа, легированный бором, выращенный по методу Чохральского. При экспериментальных исследованиях фотопреобразователей со структурой $p^+ - n - n^+$ использовали кремний с удельным сопротивлением $10 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ с ориентацией пластин в плоскости (100) и временем жизни неосновных носителей более 100 мкс . В этом случае кремний имеет минимальное количество дефектов, такие пластины можно в случае необходимости текстурировать. По стоимостным и по качественным характеристикам такой кремний удовлетворяет поставленной задаче создания высокоэффективных фотопреобразователей.

Полученные результаты

Разработка фотопреобразователей с мелким $n^+ - p$ -переходом в значительной мере решила проблему пространственного разделения носителей заряда, генерированных коротковолновым излучением. Фототок фотопреобразователя равен сумме фототоков из легированной и базовой областей. Ток, возбуждаемый длинноволновой частью спектра современных кремниевых фотопреобразователей с мелкозалегающим $p - n$ -переходом на $80 - 90\%$ определяется базовой областью. За ток, возбуждаемый светом с $\lambda < 0,5 \text{ мкм}$, почти полностью ответственна легированная область. Коэффициент поглощения излучения с длиной волны $\lambda = 0,5 \text{ мкм}$ для кремния равен примерно $1,14 \cdot 10^4 \text{ см}^{-1}$. При этом излучение проникает в кремний на глубину около $0,9 - 1,0 \text{ мкм}$. В таком случае при глубине $p - n$ -перехода $0,9 - 1,0 \text{ мкм}$ концентрация легирующей примеси в диффузионном слое должна быть такой, чтобы обеспечить диффузионную длину неосновных носителей больше глубины $p - n$ -перехода, т.е. $5 - 10 \text{ мкм}$. Такой диффузионной длине соответствует величина поверхностной концентрации порядка $1 \div 5 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$ и поверхностное сопротивление $R_s = 50 - 100 \text{ Ом/кв}$ (при глубине $p - n$ -перехода $x_i = 1,0 \text{ мкм}$). При оптимальной конструкции фронтальной контактной сетки выбранные параметры диффузионного слоя позволяют существенно улучшить условия пространственного разделения носителей заряда, генерированных коротковолновым излучением, поглощенным в диффузионном слое.

Использование жидкорастворных композиций позволяет управлять величиной поверхностного сопротивления с целью получения расчетных характеристик сопротивления растекания диффузионных областей фотопреобразователей и оптимизировать геометрию контактной гребенки для получения минимально возможного последовательного сопротивления, т.е. для получения максимально возможного КПД фотопреобразователя [8,9].

Применение исследованной технологии получения концентрационного профиля типа „клюв” обеспечило следующие улучшенные фотоэлектрические параметры солнечных элементов: $j_{кз} = 41 - 42 \text{ мА/см}^2$; $U_{хх} = 0,61 - 0,62 \text{ В}$; $FF = 0,75 - 0,78 \text{ отн.ед}$; $P_{\text{опт}} = 200 - 210 \text{ Вт/м}^2$.

Заключение

Результатом проведенных исследований является разработанная усовершенствованная технология изготовления радиационноустойчивых фотопреобразователей космического назначения с концентрационным профилем типа „клюв” вблизи фронтальной поверхности и с повышенной эффективностью преобразования солнечного излучения.

Главным преимуществом разработанных авторами конструктивно-технологических решений является тот факт, что они могут служить базой для дальнейшего их совершенствования.

Приоритетными направлениями повышения эффективности отечественных кремниевых ФП и их массомощностных характеристик являются:

- уменьшение толщины ФП;
- снижение потерь солнечной энергии на отражение путем создания эффективной системы захвата света текстурированной поверхностью ФП;
- уменьшение рекомбинационных потерь на тыльной и фронтальной поверхностях ФП;
- формирование отражающего ИК-излучение слоя на тыльной поверхности ФП;
- разработка тыльноконтактных ФП обеспечивающих снижение потерь солнечной энергии связанных с затенением фронтальной поверхности контактной сеткой.

Список литературы: 1. Антонова В.А. Твердотельные солнечные фотопреобразователи на основе жидкорастворных композиций / В.А. Антонова, А.М. Листратенко, Б.И. Макаренко, Н.И. Слипченко // Технология приборостроения. – 1999. – Вып. 3. – С. 54-57. 2. Антонова В.А. Высокоэффективные солнечные элементы на основе жидкорастворной технологии / В.А. Антонова, А.М. Листратенко, Н.И. Слипченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2000. – Вып. 115. – С. 90-94. 3. Антонова В.А. Высокоэффективные дешевые кремниевые фотопреобразователи для наземного и космического применения // В.А. Антонова, В.Н. Борщев, А.М. Листратенко, Н.И. Слипченко // Сб. науч. трудов (по материалам 6-й международной конференции “Теория и техника передачи, приема и обработки информации”). – Харьков: ХТУРЭ. – 2000. – С. 461. 4. Листратенко А.М. Исследование и разработка малозатратной технологии изготовления высокоэффективных фотопреобразователей космического назначения // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2001. – Вып. 121. – С. 121-125. 5. Антонова В.А. Оптимизация кремниевых солнечных элементов на основе n^+p-p^+ -структур / В.А. Антонова, В.Н. Борщев, В.А. Золотарев, А.М. Листратенко, Н.И. Слипченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2001. – Вып. 120. – С. 115-161. 6. Антонова В.А. Перспективные конструкторско-технологические решения монокристаллических кремниевых фотопреобразователей космического назначения / В.А. Антонова, В.Н. Борщев, В.Р. Копач, Н.П. Клочко, А.М. Листратенко, Е.В. Рогожкин, Н.И. Слипченко, И.Т. Тымчук // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2002. – Вып. 125. – С. 110-116. 7. Antonova V.A. Comprehensive optimization on the frontal structure elements of solar cells for space application / V.A. Antonova, V.N. Borschev, V.R. Kopach, N.P. Klochko, A.M. Listratenko, N.I. Slipchenko, V.I. Shkalet // Functional materials. – 2003. – Vol.10, №1. – P.168-175.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.01.2011

Т.Е. РЕМАЕВА, А.Г. НЕРУХ, *д-р физ.-мат наук*, А.В. РУЖИЦКИЙРАССЕЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН МАЛЫМ ДЕФОРМИРУЮЩИМСЯ
ВО ВРЕМЕНИ ЭЛЛИПСОИДОМ

В настоящее время большой интерес представляют исследования рассеяния электромагнитной волны объектом, поверхность которого изменяется во времени. Это относится, например, к топологическим изменениям падающих капель дождя и их фрагментации [1] или к направленной подвижности клеток в физиологических процессах [2]. Инструменты, порожденные исследованиями в биологических науках, позволяют манипулировать одиночной клеткой, что вызвало значительный интерес в различных аспектах биомедицинских исследований [3]. Специальный интерес представляют перестраиваемые резонаторы, в которых резонансная частота регулируется размером, формой, температурой или приложенным электрическим полем. Такие резонаторы могут быть сделаны из нематических жидких кристаллов [4]. В некоторых случаях размеры частиц сравнимы с длиной волны, в других случаях они намного меньше, что позволяет рассматривать явление в приближении квазистатики. Во многих случаях исследуемые частицы могут быть моделированы сравнительно простыми геометрическими формами, среди которых наиболее привлекательным является трехосный эллипсоид.

В данной работе рассеяние электромагнитных волн эллипсоидом с изменяющимися во времени размерами рассмотрено в приближении квазистатики с помощью метода интегральных уравнений [5]. Приближение квазистатики выполняется, если все размеры эллипсоида a_1, a_2, a_3 намного меньше длины волны λ : $a_i \ll \lambda$, $i=1, 2, 3$. Тогда поле внутри эллипсоида можно представить в виде разложения в ряд Рэлея $\vec{E} = \vec{E}^{(0)}(t, \vec{r}) + \vec{E}^{(1)}(t, \vec{r}) + \vec{E}^{(2)}(t, \vec{r}) + \dots$, где n -е слагаемое пропорционально n -й степени отношения размеров эллипсоида и длины волны, $\vec{E}^{(n)} \sim (a_i / \lambda)^n$. Нулевая аппроксимация этого ряда удовлетворяет уравнению

$$\vec{E}^{(0)}(t, \mathbf{r}) = \vec{E}_0(t) + \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon}{4\pi\varepsilon} \text{grad div} \int_{V(t)} \frac{1}{|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|} \vec{E}^{(0)}(t, \mathbf{r}') dV, \quad (1)$$

где ε и ε_1 – диэлектрическая проницаемость среды вне и внутри эллипсоида соответственно. Так как нулевой член разложения для падающего поля $E_0(t)$ не зависит от пространственных координат, то и внутреннее поле также не зависит от пространственных координат [6]. Согласно методу интегральных уравнений, поле в дальней зоне определяется интегралом

$$\vec{E}_{sc}^{(0)}(t, \mathbf{r}) = \vec{E}_0(t, \mathbf{r}) + \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon}{4\pi\varepsilon} \left(\text{grad div} - \frac{1}{v^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \right) \frac{1}{r} \int_{V(t-r/v)} \vec{E}^{(0)}(t', \mathbf{r}') dV. \quad (2)$$

Вначале рассмотрим временное смещение всего эллипсоида в направлении, которое определяется вектором $\xi(t) = \eta(t)\xi_0$, $\xi_0 = (d_1\vec{e}_x + d_2\vec{e}_y + d_3\vec{e}_z)$. Так как при смещении эллипсоид не меняет своих размеров, то внутреннее поле определяется формулой [7]

$$\vec{E}^{(0)} = \sum_{i=1}^3 \frac{4\pi\varepsilon}{4\pi\varepsilon + (\varepsilon_1 - \varepsilon)I_{0i}} \vec{E}_{0i}^{(0)} e^{i\omega t}, \quad (3)$$

где
$$I_{oi} = 2\pi a_1 a_2 a_3 \int_0^\infty \frac{ds}{(a_i^2 + s)\Delta(s)}, \quad \Delta(s) = \sqrt{(a_1^2 + s)(a_2^2 + s)(a_3^2 + s)} \quad (4)$$

и \vec{E}_{oi} – составляющая падающего поля вдоль соответствующей оси.

Предположим, что падающее поле имеет компоненты $\vec{E}_0 = (E_0, 0, 0)$, $\vec{B}_0 = (0, B_0, 0)$. Тогда поле, рассеянное эллипсоидом, вибрирующим по закону $\eta = 2\eta_0 \cos \Omega t$

$$\vec{E}_{sc} = \frac{a_1 a_2 a_3}{3} \frac{4\pi\epsilon(\epsilon_1 - \epsilon)}{4\pi\epsilon + (\epsilon_1 - \epsilon)I_{o1}} \left[\vec{n} \left[\vec{E}_0 \vec{n} \right] \right] \frac{\omega^2}{c^2} \frac{e^{i\omega(t-r/v)}}{r} + i\eta_0 \sqrt{\epsilon} \left[\left[\vec{E}_0 \vec{\xi}_0 \right] \vec{n} \right] \left\{ \frac{(\omega + \Omega)^2 \Omega}{c^3} e^{i(\omega + \Omega)(t-r/v)} - \frac{(\omega - \Omega)^2 \Omega}{c^3} e^{i(\omega - \Omega)(t-r/v)} \right\} \quad (5)$$

где $\vec{n} = \vec{r}/r$. Отсюда видно, что дополнительные гармоники с частотами $(\omega \pm \Omega)$ пропорциональны третьей степени волнового числа, тогда как поле с главной частотой пропорционально второй степени волнового числа.

Рассмотрим деформацию эллипсоида, которая может быть описана вектором $\xi(t, \vec{r})$, определенным в каждой точке эллипсоида, включая его поверхность. Вектор $\xi(\vec{r}) = d_1(t)x\vec{e}_x + d_2(t)y\vec{e}_y + d_3(t)z\vec{e}_z$ соответствует изменению размеров эллипсоида во времени, рис. 1.

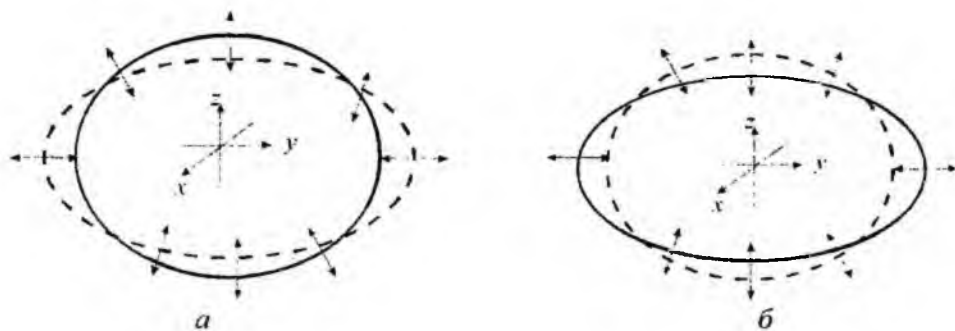


Рис. 1. Временные деформации эллипсоида: каждая ось эллипсоида осциллирует независимо со своей собственной частотой

Для вычислений внутреннего поля воспользуемся формулой [8]

$$\int_{V(t)} \vec{A} dV = \int_{V_0} \vec{A} dV + \oint_{S_0} \vec{A}(\xi d\vec{s}) \quad (6)$$

которая верна для малых деформаций $|\xi| \ll a_i$. В данной формуле V_0 и S_0 – недеформированный объем и площадь эллипсоида, соответственно, а ξ – вектор деформации, рис. 2.

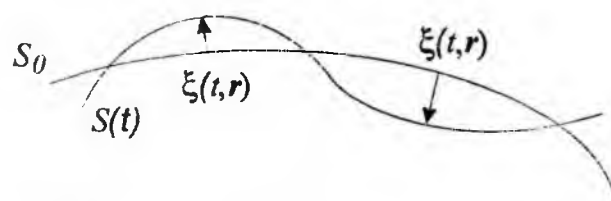


Рис. 2. Геометрия деформации эллипсоида

Чтобы получить формулу (6), необходимо представить радиус-вектор в каждой точке деформированного эллипсоида в форме $\bar{\mathbf{r}} = \bar{\mathbf{r}}_0 + \bar{\boldsymbol{\xi}}$ где $\bar{\mathbf{r}}_0$ – радиус-вектор точки недеформированного эллипсоида. Так как деформации малы, то можно разложить каждую координату вектора $\bar{\mathbf{A}}$ в ряд Тейлора

$$A_i(\bar{\mathbf{r}}_0 + \bar{\boldsymbol{\xi}}) = A_i(\bar{\mathbf{r}}_0) + \left(\nabla A_i(\bar{\mathbf{r}}_0), \bar{\boldsymbol{\xi}} \right) = A_i(\bar{\mathbf{r}}_0) + \nabla \left(A_i(\bar{\mathbf{r}}_0), \bar{\boldsymbol{\xi}} \right) - A_i(\nabla, \bar{\boldsymbol{\xi}}). \quad (7)$$

Если среда внутри эллипсоида несжимаема, то $(\nabla, \bar{\boldsymbol{\xi}}) = 0$, и формула (7) упрощается

$$A_i(\bar{\mathbf{r}}_0 + \bar{\boldsymbol{\xi}}) = A_i(\bar{\mathbf{r}}_0) + \nabla \left(A_i(\bar{\mathbf{r}}_0), \bar{\boldsymbol{\xi}} \right). \quad (8)$$

Интегрируя (8) по объему эллипсоида и используя интегральную теорему Гаусса

$$\oint_{s_0} \nabla \left(A_i, \bar{\boldsymbol{\xi}} \right) dV = \oint_{s_0} A_i(\bar{\boldsymbol{\xi}} d\bar{\mathbf{s}}), \text{ получаем формулу (6).}$$

Подставляя выражение для вектора деформации $\boldsymbol{\xi}(\bar{\mathbf{r}}) = d_1(t)x\bar{\mathbf{e}}_x + d_2(t)y\bar{\mathbf{e}}_y + d_3(t)z\bar{\mathbf{e}}_z$ в (6)

и, интегрируя, получим

$$\oint_{s_0} \frac{1}{|\bar{\mathbf{r}} - \bar{\mathbf{r}}'|} (\bar{\boldsymbol{\xi}} d\bar{\mathbf{s}}) = -\frac{1}{2} \left(a_1^2 d_1(t) I_{01} + a_2^2 d_2(t) I_{02} + a_3^2 d_3(t) I_{03} \right) + \frac{1}{2} \left(x^2 I_{\xi_1}(t) + y^2 I_{\xi_2}(t) + z^2 I_{\xi_3}(t) \right), \quad (9)$$

где I_{ξ_i} – коэффициенты деполяризации [7], определяемые в данном случае формулами

$$I_{\xi_i}(t) = 2 \left(d_1(t) I_{1i} + d_2(t) I_{2i} + d_3(t) I_{3i} \right), \quad I_{ii} = \frac{3}{2} I_{0i} - \frac{1}{a_i^4} A_{ii}, \quad I_{ij} = \frac{a_i^2}{2a_j^2} I_{0i} - \frac{1}{a_j^2} A_{ij}, \quad A_{ii} = \int_{\Gamma} \frac{\kappa_i^4}{J} d\Gamma,$$

$$A_{ij} = \int_{\Gamma} \frac{\kappa_i^2 \kappa_j^2}{J} d\Gamma, \quad J = \frac{\kappa_1^2}{a_1^2} + \frac{\kappa_2^2}{a_2^2} + \frac{\kappa_3^2}{a_3^2}, \quad \kappa_1 = \sin \theta \cos \varphi, \quad \kappa_2 = \sin \theta \sin \varphi, \quad \kappa_3 = \cos \theta, \quad d\Gamma = \sin \theta d\theta d\varphi.$$

Внутреннее поле в приближении первого порядка точности по малому параметру $|\bar{\boldsymbol{\xi}}| \ll a_i$

$$\bar{\mathbf{E}}^{(0)} = \sum_{i=1}^3 \bar{\mathbf{E}}_{0i}^{(0)} e^{i\omega t} \frac{4\pi\varepsilon}{4\pi\varepsilon + (\varepsilon_1 - \varepsilon) I_{0i}} \left[1 + \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon}{4\pi\varepsilon + (\varepsilon_1 - \varepsilon) I_{0i}} I_{\xi_i}(t) \right]. \quad (10)$$

При осцилляции осей эллипсоида $d_1(t) = d_1 \cos \Omega_1 t$, $d_2(t) = d_2 \cos \Omega_2 t$, $d_3(t) = d_3 \cos \Omega_2 t$ с малыми частотами, $\Omega_i / \omega \ll 1$, рассеянные поля в дальней зоне определяются выражением (2):

$$\bar{\mathbf{E}} = E_0 \left(\cos \theta \cos \varphi \bar{\mathbf{e}}_\theta - \sin \varphi \bar{\mathbf{e}}_\varphi \right) P \frac{\omega^2}{rc^2} (1 + 2S(t - r/v)) e^{i\omega(t - r/v)}, \quad (11)$$

$$\bar{\mathbf{B}} = E_0 \left(\sin \varphi \bar{\mathbf{e}}_\theta + \cos \theta \cos \varphi \bar{\mathbf{e}}_\varphi \right) \frac{P\omega^2}{rc^2} (1 + 2S(t - r/v)) e^{i\omega(t - r/v)}. \quad (12)$$

Здесь коэффициент $P = 4\pi a_1 a_2 a_3 \varepsilon (\varepsilon_1 - \varepsilon) / 3 [4\pi\varepsilon + (\varepsilon_1 - \varepsilon) I_{01}]$ такой же, как и для невозмущенного эллипсоида. Деформация эллипсоида учитывается функцией

$$S(t) = d_1(t) + d_2(t) + d_3(t) + (\varepsilon_1 - \varepsilon) I_{\xi_1}(t) / (4\pi\varepsilon + (\varepsilon_1 - \varepsilon) I_{01}). \quad (13)$$

Найдем поток энергии в дальней зоне, определяемый вектором Пойнтинга $\Pi = \varepsilon_0 c^2 [\mathbf{E}, \mathbf{B}]$, усредненным по периоду падающей волны $2\pi/\omega$. Он представляется функцией во времени

$$\langle \Pi \rangle = \frac{E_0^2 P^2 \omega^4}{2r^2 v c^4} (\cos^2 \theta \cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi) \bar{e}_r \{1 + 4S(t-r/v) + 4S^2(t-r/v)\} \quad (14)$$

В случае, когда сфера трансформируется в эллипсоид ($a_1 = a_2 = a_3 = a$), все величины в (14) легко вычисляются: $I_{01} = 4\pi/3$, $P = a^3 \varepsilon (\varepsilon_1 - \varepsilon) / (\varepsilon_1 + 2\varepsilon)$, $I_{\varepsilon 1} = (3d_1 + 4d_2 + 4d_3) 2\pi / 5$,

$$S(t) = [(19\varepsilon_1 + 11\varepsilon)d_1(t) + (22\varepsilon_1 + 8\varepsilon)(d_2(t) + d_3(t))] / 10(\varepsilon_1 + 2\varepsilon) \quad (15)$$

Изменение во времени поперечника рассеяния для различных деформаций осей эллипсоида показано на рис. 3. Рис. 3, а, б отображают зависимость поперечника рассеяния от времени, когда вектор смещения оси, параллельный падающему электрическому полю, постоянный, а векторы смещения по другим осям изменяются по гармоническому закону. Рис. 3, в, д отображают обратную ситуацию, когда изменяется именно ось, параллельная падающему электрическому полю, а две другие постоянны.

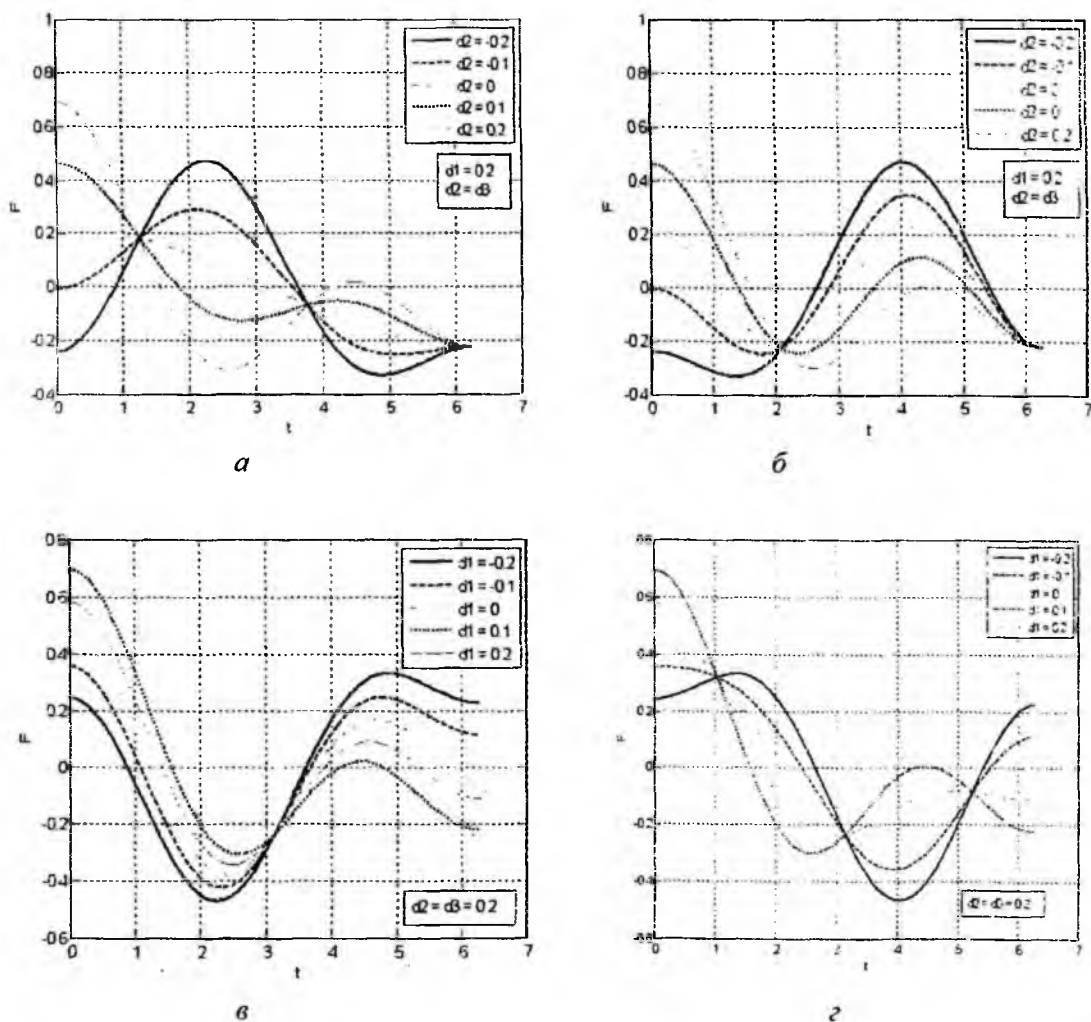


Рис. 3. Временные вариации поперечника сечения: а, б – вектор смещения, параллельный падающему электрическому полю, постоянный, две другие оси изменяются по гармоническому закону; в, з – обратная ситуация, когда изменяется именно ось, параллельная падающему электрическому полю, а две другие постоянны. Величина поперечника рассеяния дана в относительных единицах

Полученные результаты показывают, что величина возмущения поперечника рассеяния зависит от величины осцилляций осей эллипсоида. Величина возмущений поперечника рассеяния зависит также от формы невозмущенного объекта. Это хорошо видно на рис. 4, где приведены поперечники рассеяния для сферы, вытянутого и сплюснутого эллипсоидов. Первоначальная форма невозмущенного объекта не меняет характер возмущения, однако меняет его величину.

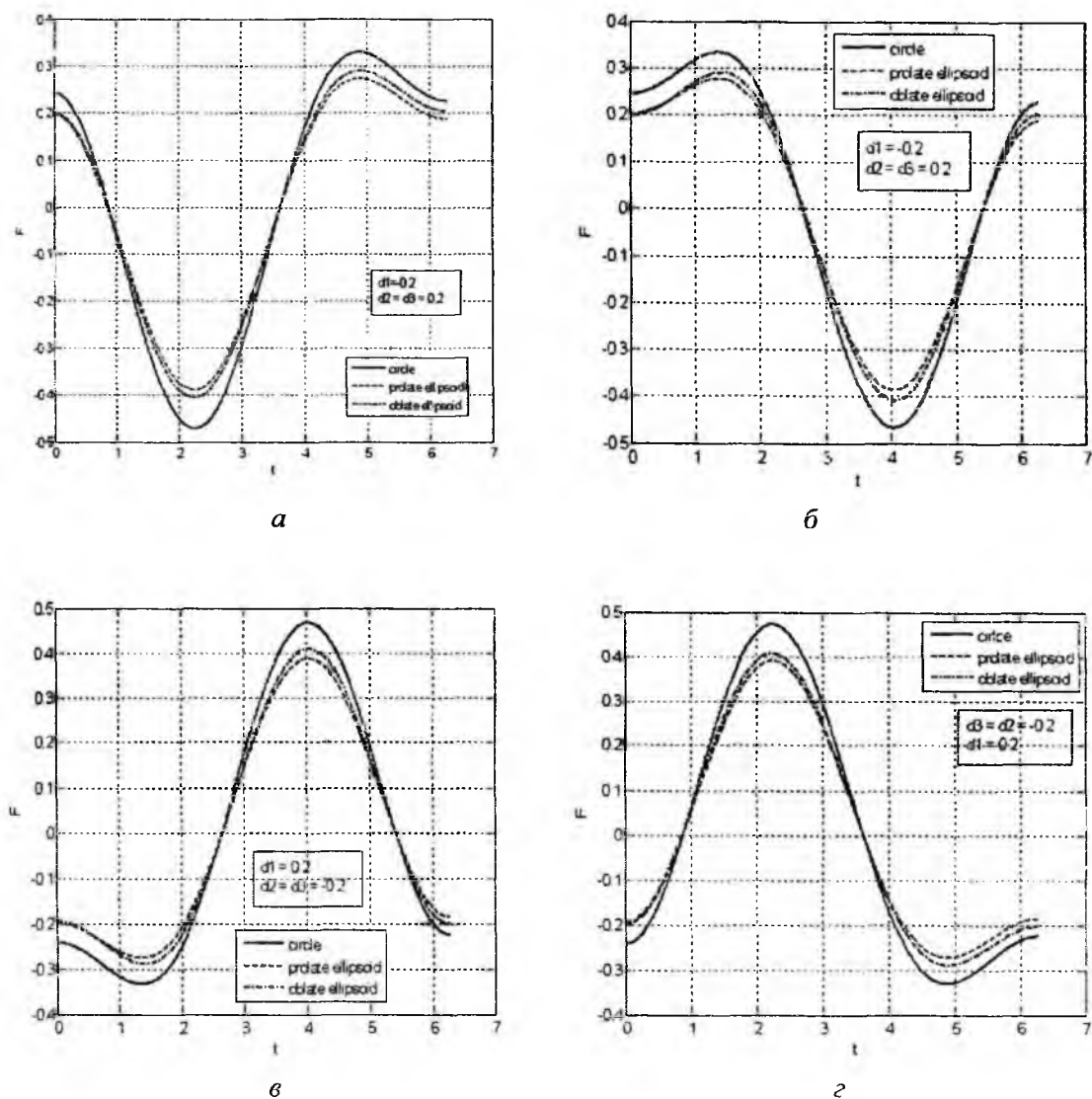


Рис. 4. Зависимость поперечника рассеяния от времени для сферы, вытянутого и сплюснутого эллипсоидов: $a, б$ – вектор смещения, параллельный падающему электрическому полю, постоянный, две другие оси изменяются по гармоническому закону; $в, г$ – обратная ситуация, когда изменяется именно ось, параллельная падающему электрическому полю, а две другие постоянны. Величина поперечника рассеяния дана в относительных единицах

Таким образом, с помощью метода интегральных уравнений рассмотрено рассеяние электромагнитной волны эллипсоидом с изменяющимися во времени размерами. Рассмотрен случай, когда размеры эллипсоида намного меньше длины волны, что дает возможность представить внутреннее поле с помощью ряда Рэлея. Получены зависимости поперечников рассеяния от времени для случаев возмущений, вызванных деформацией поверхностей сферы, вытянутого и вогнутого эллипсоидов.

Список литературы: 1. *Villermaux E., Bossa B.* Single-drop fragmentation determines size distribution of raindrops // *Nature Physics*. – 2009. – Vol. 5. – No. 9. P. 697-702. 2. *Mahmud G., Campbell C.J., Bishop K.J.M., Komarova Y.A., Chaga O., Soh S., Huda S., Kandere-Grzybowska K., Grzybowski B.A.* Directing cell motions on micropatterned ratchets // *Nature Physics*. – 2009. – Vol. 5. – No. 9. P. 606-612. 3. *Yen-Heng Lin, Wang-Ying Lin, Gwo-Bin Lee* Image-driven cell manipulation // *IEEE Nanotechnology Magazine*. – 2009. – Vol. 3. – No. 3. P. 6-11. 4. *Humar M., Ravnik M., Pajk S., Musevic I.* Electrically tunable liquid crystal optical microresonators // *Nature Photonics*. – 2009. – Vol. 3. – No. 10. P. 595-600. 5. *Нерух А.Г., Хиженяк Н.А.* Современные проблемы макроскопической нестационарной электродинамики. – Харьков: Тест-Радио, 1991. 6. *Сретенский Л.Н.* Теория потенциала Ньютона // Москва: Гостехиздат, 1946. 7. *Хиженяк Н.А.* Интегральные уравнения макроскопической электродинамики. – Киев: Наук. думка, 1986. 8. *Хиженяк Н.А., Лысенко О.Е.* Журнал технической физики. – 1970. – Т. 40, №. 12. – с. 2581.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники,
Национальный научный центр "Институт метрологии"

Поступила в редколлегию 11.02.2011

РАДИАЦИОННЫЕ ЭФФЕКТЫ В БЛИЖНЕПОЛЕВОЙ
МИКРОВОЛНОВОЙ МИКРОСКОПИИ ПОЛУПРОВОДНИКОВ

Введение

Сканирующая микроволновая микроскопия (СММ) представляет современный инструмент для выполнения экспериментальных работ в области физики твердого тела, физики полупроводников и материаловедения с микронным пространственным разрешением целого ряда свойств исследуемых объектов [1, 2]. Физической основой его функционирования является ближнеполевое СВЧ взаимодействие сканирующего микрозонда с исследуемым объектом, формирующее изображение каких-либо физических свойств объекта по типу работы сканирующих зондовых микроскопов: сканирующего туннельного, атомного силового, ближнеполевого оптического микроскопа (БПОМ) и др. [3]. БПОМ наиболее близок к СММ ввиду электромагнитного характера взаимодействия с объектом исследования. Традиционные методы получения изображений объектов как в оптическом, так и микроволновом диапазоне имеют существенные ограничения, обусловленные дифракцией электромагнитных волн. Минимальный размер объекта, изображение которого может быть построено традиционной оптической системой при использовании колебаний с длиной волны λ , определяется соотношением $R \geq \lambda / 2n$, где $n = (\mu\epsilon)^{1/2}$ – показатель преломления среды, μ , ϵ – соответственно относительные коэффициенты магнитной и диэлектрической проницаемости.

Преодоление дифракционного предела достигается путем применения субволновых диафрагм. Электромагнитное поле в области диафрагмы имеет сложную структуру [4, 5]. Вблизи отверстия на расстояниях $r \ll \lambda / 2\pi$ располагается ближняя зона, в которой электромагнитное поле имеет квазистатический характер, напряженности электрического и магнитного поля сдвинуты по фазе на 90° , энергия реактивного поля существенно больше энергии поля излучения. По другой терминологии поле существует в виде так называемых *evanescent modes* (т. е. исчезающее малых, не распространяющихся мод), локализованных вблизи раскрытия диафрагмы. На расстояниях $r \gg \lambda / 2\pi$ имеет место дальняя зона, в которой наблюдается лишь поле излучения. Оно характеризуется волновым сопротивлением, равным отношению амплитуд поперечных составляющих электромагнитного поля $Z_0 = (E_t / H_t) = (\mu_0 \mu / \epsilon_0 \epsilon)^{1/2} = 377 (\mu / \epsilon)^{1/2} (\hat{I} \hat{i})$, которое зависит лишь от свойств среды. "Волновое сопротивление" ближнего поля существенно отличается от величины Z_0 : импедансы для электрического и магнитного типов излучателей определяются выражениями соответственно $Z_e = Z_0 (\lambda / 2\pi r) \gg Z_0$ и $Z_h = Z_0 (2\pi r / \lambda) \ll Z_0$. Мощность излучения из субволновых круглой и коаксиальных апертур в дальней зоне для вакуума может быть оценена соответственно по формулам $P \sim k^4 a^4 W_0$ [4] и $P \sim k^4 (R_2^2 - R_1^2)^2 (\ln(R_2 / R_1))^{-2} W_0$ [6], где $k = 2\pi / \lambda$ – волновой вектор, W_0 – плотность мощности падающего излучения, a – диаметр круглой апертуры, R_1, R_2 – радиусы соответственно внешнего и внутреннего проводников коаксиального раскрытия.

Ближнеполевое изображение в БПОМ формируется при сканировании исследуемого образца диафрагмой с субволновым отверстием вследствие взаимодействия "evanescent modes" с образцом, при этом часть энергии электромагнитного поля переходит в излучательные моды. Энергия этого волнового поля и регистрируется приемником в виде распределения интенсивности оптического излучения в зависимости от положения диафрагмы. Таким образом, контраст изображения в БПОМ определяется процессами отражения, преломления, по-

глощения и рассеяния света, которые зависят от локальных оптических свойств образца. При этом удается реализовать пространственное разрешение на уровне порядка 10 нм.

Поскольку частоты зондирующих колебаний СММ лежат в области СВЧ, то изначально обработка сигналов СММ выполняется радиоволновыми методами. При этом, в отличие от БПОМ, первичные сигналы формируются в измерительной апертуре как реакция ближнего поля на вносимое исследуемым объектом возмущение. Другое существенное отличие СММ от БПОМ состоит в том, что микроволновое поле в отличие от оптического обладает большей проникающей способностью по отношению к исследуемому материалу. Это позволяет регистрировать контраст изображения, обусловленный не только рельефом поверхности, но и изменением электрических характеристик – поверхностного сопротивления, диэлектрической и/или магнитной проницаемости, что очень важно при диагностике полупроводниковых микроструктур. Достигнутое пространственное разрешение СММ в микроволновом диапазоне составляет величины порядка 1 мкм. Отметим также и тот факт, что несмотря на малую величину мощности поля излучения, в БПОМ это поле является рабочим, а в СММ поле излучения может приводить к заметной систематической погрешности измерений.

Значительная часть работ, появившихся за последние 10 лет и посвященных развитию и применению СММ, приходится на экспериментальные исследования, которые ориентированы на применение в области физики ВТСП и диэлектриков. Однако наиболее широкие перспективы применения СММ могут быть связаны с многопараметровой диагностикой полупроводников. Сдерживающим обстоятельством здесь является отсутствие рабочей теории электродинамического взаимодействия рассматриваемых ближнеполевых микрозондов с полупроводниковыми объектами, которые характеризуются *очень широким диапазоном значений удельного сопротивления и диэлектрической проницаемости*. Традиционно применяемые модели СММ для диэлектриков и ВТСП оказываются несовершенными в случае полупроводников.

Цель работы – обоснование научного подхода к построению адекватной численной электродинамической модели резонаторных сенсоров с коаксиальной апертурой наиболее перспективных для микроволновой микроскопии полупроводников и выявление возможных источников систематической погрешности ближнеполевых измерений.

Общие положения по применению ближнеполевых СММ

Стандартная схема СММ (см. [1, 2]) помимо чувствительного сенсорного элемента включает генератор ВЧ колебаний для осуществления активного зондирования исследуемого объекта (образца), мост (как вариант, циркулятор), предназначенный для развязки питающей и измерительной цепей, векторный анализатор электрических цепей для измерения комплексного коэффициента отражения или прохождения, устройство отображения и накопления измерительной информации. Сенсор выполнен в виде резонансной системы, которая для осуществления электромагнитной связи с образцом оснащена микрозондом. Сенсор как метрологический элемент представляет собой разновидность резонансных измерительных преобразователей (РИП). Состав и устройство СММ в зависимости от используемого диапазона частот, конструктивного исполнения РИП и способа его включения в микроволновую измерительную схему могут отличаться. В основе принципа работы СММ лежит ближнеполевое электромагнитное взаимодействие микрозонда с материалом образца – нагрузкой сенсора, приводящее к возмущению параметров резонансной системы сенсора, которое регистрируется измерительной схемой СММ. Пространственная разрешающая способность СММ определяется линейными размерами острия микрозонда, что позволяет значительно превысить волновой предел разрешения.

Применение в СММ резонансного сенсора по сравнению с традиционными устройствами рефлектометрического типа позволяет существенно повысить чувствительность прибора и оптимизировать процесс выделения информационных сигналов. Рассматриваемые РИП содержат две функционально самостоятельные, хотя и конструктивно связанные, части: накопительно-преобразовательную, оснащенную устройствами связи с внешними цепями, и апертурную, содержащую микрозонд. Накопительно-преобразовательная часть может суще-

ственно различаться в зависимости от выбранной рабочей частоты, требуемой для оптимального построения СВЧ схемы измерений, устройства возбуждения резонатора и способа выделения сигналов измерительной информации. Апертурная часть имеет единообразный конструктив, образующий вместе с коаксиально расположенным микрозондом (рабочим острием) коаксиальную измерительную апертуру. Различные варианты конструктивного исполнения перспективных РИП с микрозондом исследованы в работах [7 – 9].

Для построения СММ в диапазоне рабочих частот до 10 ГГц наибольшее применение получили достаточно простые коаксиальные конструкции резонансных сенсоров, которые выполнены в виде закороченного с одного конца отрезка коаксиального кабеля. Рабочий конец такого кабеля, примыкающий к исследуемому образцу, открыт. В рассматриваемом случае микрозондом является конец центрального провода коаксиальной линии, располагающийся в центре рабочей апертуры. Критичными для работы и моделирования такого устройства являются l – длина, $2 \cdot R_2$ – внутренний диаметр коаксиала, $d = 2 \cdot R_1$ – диаметр центрального проводника (острия), D – диаметр измерительной апертуры ($2R_1 \leq D \leq 2R_2$), а также форма острия и вынос его за пределы апертуры зонда. В известных работах S. Anlage' [1, 10, 11] в качестве РИП использован отрезок стандартного радиочастотного 0.085" коаксиального кабеля с тефлоновым заполнением (диаметр внешнего проводника 1.702 мм, диаметр внутреннего проводника 0.287 мм). Такой кабель с волновым сопротивлением 74 Ом и погонным затуханием 2.33 дБ/м на частоте 10 ГГц позволил реализовать резонансный сенсор с собственной добротностью Q до 1000 и в целом микроволновый микроскоп, работающий на частотах вплоть до 50 ГГц [1]. На частотах выше 10 ГГц более целесообразным представляется применение РИП на основе профилированных коаксиальных структур и объемных резонаторов со специально встроенной коаксиальной измерительной апертурой [7 – 9].

Когда потери в материале значительны, для диагностики материалов необходимо измерять одновременно амплитуду и фазу коэффициента отражения от РИП либо эквивалентные параметры – изменение резонансной частоты и добротности рабочего колебания резонансного сенсора, которые так же, как и комплексный коэффициент отражения, являются первичными информационными параметрами (сигналами) при измерении параметров образца. Подчеркнем также, что физически первичным является ближнеполевое взаимодействие электромагнитного поля микрозонда с расположенным вблизи открытой апертуры сенсора материальным образцом. Метрологическую роль играет поле микрозонда, сформированное в апертуре сенсора – его квазистатическая часть, в то время как излучение из открытого конца сенсора, интенсивность которого зависит от геометрии и размеров апертуры, является зачастую мешающим фактором, внося в измерительную систему дополнительные трудно учитываемые радиационные потери.

Электродинамическую модель сенсора, выполненного на отрезке однородной коаксиальной линии, и особенности формирования измерительных сигналов при весьма малых относительных размерах измерительной апертуры ($D/\lambda \ll 1$) можно построить на основе теории длинных линий [12]. Для рассматриваемого простейшего варианта РИП она позволяет установить аналитическую связь информационного параметра S_{11} – коэффициента отражения волны возбуждения от сенсора с материальными параметрами образца, которые определяются величиной возмущенного входного импеданса резонансного отрезка однородной линии (сенсора):

$$Z_{in} = R_0 + 2j\Delta\omega L_0 - \frac{1}{2} Z_0 g(\omega), \quad (1)$$

где $g(\omega) = -2Z_0 / Z_l$ – комплексный параметр, пропорциональный адмиттансу нагрузки $Y_l = Z_l^{-1}$, который рассматривается как возмущающий фактор входного импеданса сенсора; R_0, L_0 – эквивалентные "сосредоточенные" параметры резонатора, определяемые соответственно распределенными сопротивлением и индуктивностью однородной линии.

Модуль коэффициента отражения от сенсора при резонансе определяется выражением

$$|S_{11}| \cong \frac{\bar{Q} |\Delta\tilde{\omega}| / \tilde{\omega}_0}{\sqrt{1 + \bar{Q}^2 |\Delta\tilde{\omega}|^2 / \tilde{\omega}_0^2}}, \quad (2)$$

где \bar{Q} , $\Delta\tilde{\omega}$ – соответственно добротность и изменение резонансной частоты рабочего колебания сенсора с учетом возмущающего действия нагрузки.

Следует отметить, что как величина S_{11} , так и величина его изменения, обусловленная изменением параметров нагрузки, пропорциональны добротности рабочего колебания сенсора, что определяет одно из преимуществ рассматриваемого метода по сравнению с рефлектометрическим, позволяющим заметно повысить чувствительность измерений.

Для решения обратной задачи – определения параметров образца по электромагнитному отклику – необходимо иметь априорную информацию об импедансе нагрузки Z_l . Его величина зависит не только от параметров материала образца, но и целого ряда геометрических апертурных параметров, включая и геометрию микрозонда, таких, например, как диаметр и форма острия зонда, вынос зонда за пределы апертуры, диаметр апертуры, зазор между измерительной апертурой и поверхностью образца. Расчету эквивалентных параметров этой части сенсора, которую представляют в виде эквивалентной резистивно-емкостной схемы посвящено большое число работ (см., например, [13, 14], где детально представлена процедура построения эквивалентной схемы внешней нагрузки микрозонда в квазистатике). Подходы к расчету Z_l носят искусственный характер, требуют упрощения геометрии активной части РИП и пренебрежения ряда факторов, в том числе и эффекта излучения сенсора через измерительную апертуру. Основным источником погрешности обусловлен заменой реальной распределенной системы с бесконечным числом степеней свободы эквивалентной дискретной системой с конечным числом степеней свободы. Рассмотренный импедансный подход при решении задач диагностики материальных образцов с помощью СММ, несмотря на его физичность и достаточную простоту, не позволяет аналогичным образом построить решение обратной задачи применительно к более сложным конструкциям РИП [7 - 9]. Это указывает на актуальность полномасштабного электродинамического анализа резонансных сенсоров с рабочей апертурой, нагруженной на исследуемый образец.

Особенности численного моделирования резонаторных сенсоров

Полноволновой (full-wave) анализ распределенной сложной системы основан на непосредственном решении уравнений Максвелла для электромагнитного поля в электродинамической системе сенсора, включая диагностируемую с его помощью нагрузку – исследуемый образец. Математическим аппаратом в этом случае являются дифференциальные уравнения в частных производных для частичных областей со смежными границами, решение которых проводится, как правило, численными методами. Возможные погрешности подхода связаны с неточным заданием границ (упрощением граничных форм), упрощением описания электрофизических параметров граничных поверхностей и среды (например, заменой реальных металлических поверхностей идеально проводящими), а также погрешностями самих численных методов. Примеры таких полевых моделей, к которым применен полноволновой анализ, представлен в [15 – 17].

Более универсальный подход при анализе резонаторных сенсоров СММ основан на непосредственном численном интегрировании уравнений Максвелла для системы *резонансный сенсор – материальная нагрузка*, который свободен от тех ограничений, которые присущи методу частичных областей. Для расчета входного импеданса и характеристик излучения такой апертурной малоразмерной антенны можно использовать метод моментов (ММ). Однако применение ММ для ее решения приводит к получению полностью заполненной матрицы и, следовательно, требует предельно большой памяти компьютера и процессорного времени. Метод конечных элементов (МКЭ – FEM – “finite element method”) [18] более пригоден для

решения таких задач, поскольку позволяет сформулировать более простые уравнения для сложных проницаемых структур, приводящих к получению разреженных матриц, для которых существуют достаточно эффективные алгоритмы решения. Однако FEM метод, применяемый "в одиночку" для неограниченных объемов, не удовлетворяет условию излучения Зоммерфельда. Условия излучения на конечно удаленных границах должны быть обеспечены за счет введения соответствующих условий предельного поглощения [19]. В целом, преодоление недостатков методов ММ и FEM возможно при комбинированном использовании численных методов: FEM применяется внутри резонаторной полости, а вне ее метод моментов [20, 21].

Эти численные методы широко применяются в известных системах автоматизированного проектирования и моделирования электродинамических структур. Один из наиболее эффективных алгоритмов численного моделирования основан на методе конечных элементов.

Внутри замкнутой системы *резонансная полость сенсора – исследуемый образец* вектор электрического поля должен подчиняться векторному уравнению Гельмгольца

$$\nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} \right) + k_0^2 \varepsilon \vec{E} = 0, \quad (3)$$

где k_0 – волновое число свободного пространства.

В соответствии с методом FEM все пространство, в котором рассматривается электромагнитный процесс, разбивается на простейшие объемные элементы, имеющие форму тетраэдров. Размер тетраэдра должен быть достаточно мал для того, чтобы поле в его пределах можно было описать простой функцией или набором функций с неизвестными коэффициентами, которые подлежат определению. Рассматриваемая задача требует учета излучения из системы, что предусматривает вычисление характеристик поля в дальней зоне. В данном случае на границе, проведенной в области вне сенсора (в области нагрузки), необходимо сформулировать условия излучения в виде

$$(\nabla \times \vec{E})_r = jk_0 \vec{E} - \frac{j}{k_0} \nabla \times \vec{n} (\nabla \times \vec{E})_n + \frac{j}{k_0} \nabla_r (\nabla_r \times \vec{E}_r), \quad (4)$$

где \vec{E}_r – вектор электрического поля, тангенциальный к поверхности; \vec{n} – единичный вектор, нормальный к поверхности излучения.

Такая граница излучения обладает свойством прозрачности для электромагнитных волн и не порождает отраженных волн. Она должна быть расположена, по крайней мере, на расстоянии не менее $\lambda/4$ от излучающей апертуры. В результате электродинамическая задача сводится к системе линейных алгебраических уравнений относительно подлежащих определению коэффициентов, решение которой находится численным методом на ЭВМ.

Влияние радиационных потерь на ближнеполевые измерения

Реализация ближнеполевой микроволновой диагностики связана с решением достаточно сложных электродинамических задач о взаимодействии электромагнитного поля микронда (антенны) с материалом образца, который можно рассматривать как возмущающий фактор по отношению к резонансной электродинамической системе СММ. В отличие от задач, которые возникают в теории излучения антенн, когда внешняя среда полагается однородной, в технике микроволновой микроскопии внешняя среда принципиально неоднородна, и назначение СММ – эту неоднородность диагностировать, что становится возможным при использовании численных моделей СММ.

При микроволновой диагностике имеет место противоречивость одновременного обеспечения высокой пространственной разрешающей способности и высокой чувствительности. До настоящего времени зависимость оптимальных параметров микронда от характеристик исследуемой среды недостаточно хорошо изучена. Необходимо иметь в виду, что параметры среды могут существенно влиять на перераспределение электромагнитного поля вблизи из-

мерительной апертуры, в том числе приводя к возникновению условий заметного излучения из апертуры сенсора и, как следствие, увеличению радиационных потерь резонансной системы СММ. Уровень радиационных потерь по сравнению с потерями в металлических стенках можно оценить величиной радиационной добротности Q_r , которая определяется путем численного моделирования, если положить потери в металлических стенках резонатора, равными нулю ($\sigma = \infty$).

Ниже представлены результаты компьютерного моделирования радиационных эффектов для одной из перспективных конструкций сенсора в виде конической резонансной системы, выполненные на основе метода МКЭ. При численном моделировании неограниченное полупространство, заполненное однородной средой с потерями, заменялось областью однородного материала с конечными размерами, на границах которого задавались безотражательные условия согласования (4). Зависимость радиационной добротности Q_r конического коаксиального резонатора длиной $l = 102.6$ мм, раскрыв которого нагружен на однородную среду без потерь с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 12$, от размера области, моделирующей полупространство, представлена на рис. 1. Форма нагрузки – полусфера и цилиндр. Диаметр раскрыва (апертура сенсора) составляет $D = 1.2$ мм, диаметр центрального провода (микрорезонатора) $d = 100$ мкм. Собственная добротность резонатора, обусловленная только лишь потерями в стенках металла (медь), на частоте 8 ГГц составляет величину $Q_s = 1950$. На указанной частоте длина волны в свободном пространстве $\lambda_0 = 37.5$ мм, длина волны в рассматриваемой среде – $\lambda_\epsilon = 37.5/\sqrt{12} = 10.83$ мм.

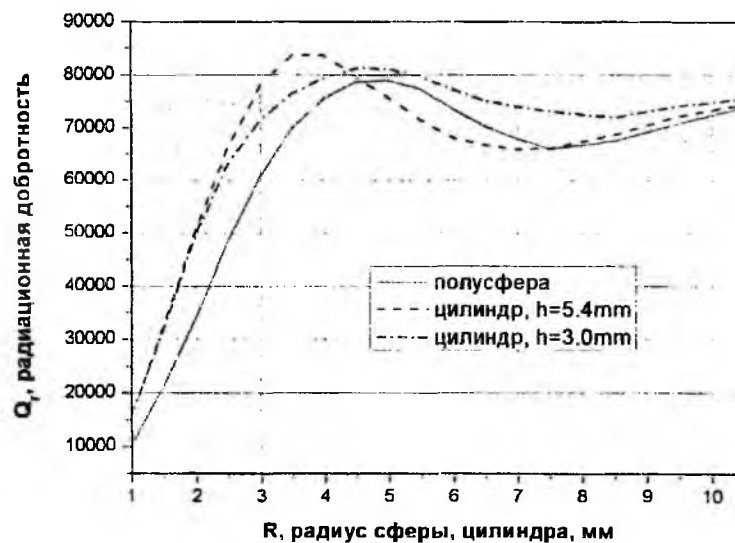


Рис. 1. Зависимость радиационной добротности конического коаксиального резонатора от размера нагрузки

Для принятого относительного размера апертуры микрорезонатора $D/\lambda_\epsilon = 1.2/10.83 \approx 0.1$ радиационная добротность существенно выше собственной $Q_r \gg Q_s$ во всем диапазоне изменения радиуса "нагрузки" (рис. 1) – т.е. радиационные потери значительно меньше собственных. Вторым важным выводом состоит в том, что применение безотражательных граничных условий на внешней границе образца дает результат, близкий к оценкам радиационной добротности, полученной другим способом, лишь при условии, если размер образца – "нагрузки" не менее половины длины волны в рассматриваемой среде $R \approx \lambda_\epsilon / 2 \approx 5$ мм. Это обусловлено тем, что примененные для численного исследования безотражательные граничные условия имеют смысл лишь для волновых полей, которые начинают формироваться на расстоянии порядка полдлины волны от источника излучения в соответствующей материальной среде. Если же границу с установленными условиями расположить значительно ближе, то расчет радиационной добротности дает заметно заниженный результат из-за наличия в ближней

зоне нераспространяющихся колебаний квазистатического поля. Следовательно, применение выбранного типа граничных условий для исследования собственных колебаний требует в определенном смысле некоторой осторожности.

На рис. 2 представлена зависимость радиационной добротности конического коаксиального резонатора, нагруженного на "полубесконечную" среду с потерями ($\epsilon=12$; $\text{tg}\delta=0.001, 0.01, 0.1, 0.5$), от радиуса нагрузки в форме цилиндра (высота цилиндра $h = 5.4$ мм). В этом случае к радиационным потерям добавляются потери ближнего поля в неидеальном материале нагрузки. На рис. 3 – то же, но для сенсора с учетом потерь в стенках (медь, $\sigma = 5.8 \cdot 10^7 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$). В этом случае полные потери складываются из потерь в стенках сенсора, потерь на излучение и потерь в материале нагрузки. Рис. 2 и 3 показывают, что увеличение потерь в образце приводит к тому, что радиационные эффекты проявляются заметно слабее, и при моделировании такого сенсора размер образца можно выбирать достаточно малым – в 2 - 3 раза меньше того, который требуется для слабопоглощающей среды (ср. с рис. 1).

На рис. 4 представлена зависимость добротности конического коаксиального резонатора от параметра потерь $\text{tg}\delta$ в образце с проницаемостью $\epsilon = 12$ (пунктирная кривая). Сплошная кривая – добротность Q_r , определяемая потерями на излучение и потерями ближнего поля в образце. Результирующая (полная) добротность резонатора определяется выражением

$$Q = (Q_r^{-1} + Q_s^{-1})^{-1}, \quad (5)$$

где Q_s – "колебательная" добротность, обусловленная потерями в стенках (штрих-пунктирная линия на рисунке).

При отсутствии потерь в образце $Q_r = 68360 \gg Q_s$. Потери в образце на фоне слабого излучения уверенно диагностируются ближним полем микронзонда, и радиационные потери можно не принимать во внимание. Если же величина Q_r (в отсутствие потерь в нагрузке) и Q_s сопоставимы, то для слабо поглощающих образцов радиационные эффекты необходимо учитывать.

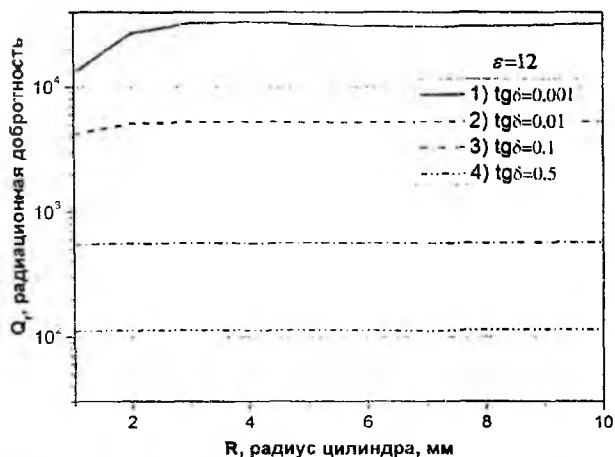


Рис. 2. Зависимость радиационной добротности от радиуса цилиндрической нагрузки

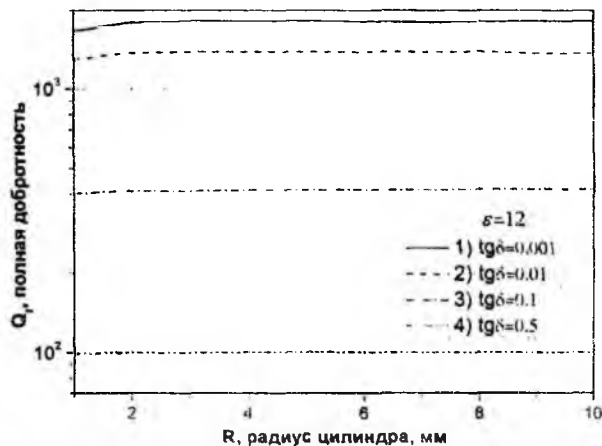


Рис. 3. Зависимость полной добротности от радиуса цилиндрической нагрузки

Представленная на рис. 5 зависимость добротности резонаторного сенсора, нагруженного на полубесконечную среду без потерь ($\epsilon=12, \text{tg}\delta=0$), от диаметра металлического фланца показывает, что при высоком уровне радиационной добротности эта зависимость для полной добротности практически не проявляется. Для случая бесконечного фланца величина радиационной добротности составляет $Q_r \cong 70000$. Уровень добротности резонатора с учетом потерь в стенках и на излучение $Q \cong 1920$.

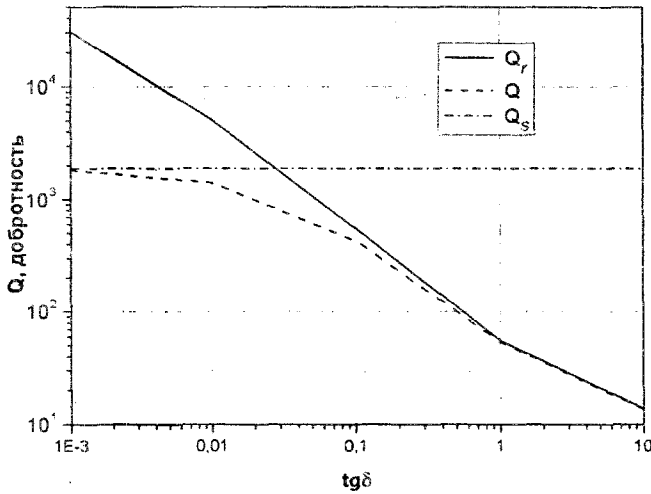


Рис. 4. Зависимость добротности конического резонатора от параметра потерь в образце

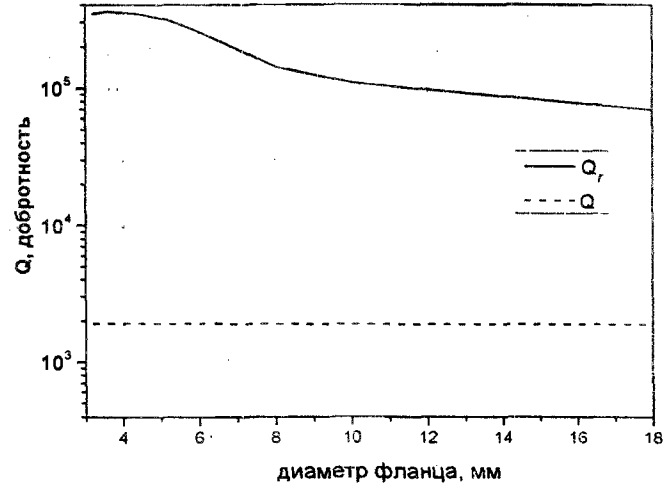


Рис. 5. Зависимость добротности конического резонатора от размера фланца

На рис. 6 представлена зависимость величины радиационных потерь сенсора от относительного размера излучающей апертуры D/λ (λ – длина волны в свободном пространстве) при излучении в "полубесконечную" среду для случая вакуума ($\epsilon=1$) и $\epsilon=12$. Исходя из того, что собственная "колебательная" добротность микрозонда имеет величину порядка $Q_s = 2000$, кривые на рисунке показывают, что радиационные потери необходимо учитывать в случае излучения в вакуум при относительной апертуре $D/\lambda \geq 0.17$, а в случае излучения в полубесконечную среду с материалом $\epsilon = 12$ – при относительной апертуре $D/\lambda \geq 0.05$. Это соответствует уровню радиационной добротности $Q_r \approx 10000$ и уровню относительного вклада потерь в общие потери резонаторного сенсора порядка 20%.

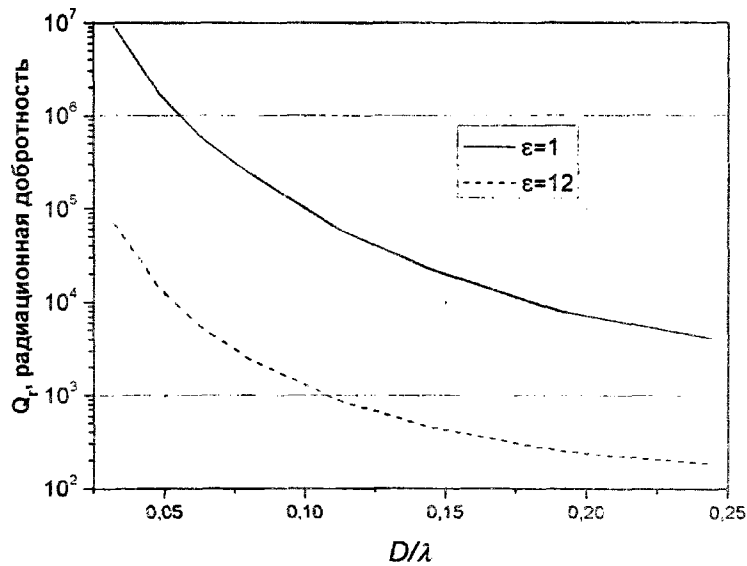


Рис. 6. Зависимость радиационной добротности сенсора от относительного размера излучающей апертуры при излучении в полубесконечную среду с проницаемостью $\epsilon=1$ и $\epsilon=12$ (λ – длина волны в свободном пространстве)

Следует заметить, что полученные другими авторами теоретические результаты заключаются, главным образом, в расчете квазистатических полей микрозонда, расположенного в свободном пространстве или вблизи полупространства, заполненного однородной средой. Такие импедансные модели, однако, малопригодны для диагностики внутренней структуры

неоднородных объектов и не учитывают эффекты, обусловленные волновыми процессами в образце. Как правило, при этом полем излучения измерительной апертуры пренебрегают (см., например, относительно недавний обзор [12]). В работах [22, 23] отмечено, что достаточно высокий уровень собственных (омических) потерь микрозонда позволяет не учитывать потери на излучение при диагностике исследуемых объектов, что подтверждается проведенным моделированием и экспериментами. В работах [24, 25] показано, что при определенных условиях диагностики неоднородной среды отклик СММ формируется в большей мере волновым полем микрозонда, нежели квазистатическим полем.

Выводы

Представленные результаты численного моделирования резонаторного сенсора, нагруженного на полубесконечную среду, показывают, что адекватная численная модель сенсора должна позволять предсказывать отклик заданной конструкции ближнеполевого устройства на изменение материальных параметров исследуемой среды в широких пределах и при этом учитывать радиационные эффекты. Это имеет очевидное прикладное значение, поскольку с ее помощью можно оценивать перспективы применения ближнеполевой диагностики в конкретных условиях, соответствующих той или иной практической задаче, а также обосновывать требования к конструкции и параметрам сенсора. Дальнейшее развитие теории СММ и соответствующих компьютерных моделей необходимы как база для разработки новых способов изучения поверхностных и объемных микроструктур различной природы.

Список литературы: 1. *Anlage S.M., Thanawalla A.S., Zhuravel' A.P., Hu W., Vlahacos C.P., Steinhauer D.E., Dutta S.K., Wellstood F.C.* Near-Field Scanning Microwave Microscopy of Superconducting Materials and Devices // *Advances in Superconductivity*. – Vol. XI, ed. by N. Koshizuka and S. Tajima. Springer-Verlag, Tokyo, 1999. – P. 1079-1084. 2. *Гордиенко Ю.Е.* Ближнеполевая сканирующая сверхвысокочастотная микродиагностика объектов в технологии электроники // *Нові технології*. – 2002. – №1. – С. 3-6. 3. *Миронов В.Л.* Основы сканирующей зондовой микроскопии. – М.: Техносфера, 2004. – 114 с. 4. *U. Durig, D.W. Pohl, F. Rohrer.* Near-field optical-scanning microscopy // *Appl. Phys.* – 1986. – Vol. 59. – P. 3318-3327. 5. *D.W. Pohl, W. Denk, M. Lanz.* Optical spectroscopy: image recording with resolution $\lambda/20$ // *Appl. Phys. Lett.* – 1984. – Vol. 44. – P. 651-653. 6. *Рамо С., Уиннери Дж.* Поля и волны в современной радиотехнике. – М.: ГИТТЛ, 1950. – 568 с. 7. *Гордиенко Ю.Е., Петров В.В., Полетаев Д.А.* Свойства четвертьволнового коаксиального СВЧ измерительного преобразователя для диагностики материалов // *Радиотехника*. – 2008. – №154. – С. 61-66. 8. *Гордиенко Ю.Е., Ларкин С.Ю., Якуив А.М.* Ближнеполевой СВЧ датчик на основе конусного коаксиального резонатора // *Радиотехника*. – 2009. – №159. – С. 309-314. 9. *Гордиенко Ю.Е., Ларкин С.Ю., Ищенко А.Л.* Характеристики коаксиального конусного СВЧ датчика для микродиагностики объектов // *Радиотехника*. – 2010. – №162. – С. 35-40. 10. *D.E. Steinhauer, C.P. Vlahacos, S.K. Dutta, B.J. Feenstra, F.C. Wellstood, S.M. Anlage.* Quantitative imaging of sheet resistance with a scanning near-field microwave microscope // *Applied physics letters*. – Vol. 72, No. 7. – 16 febr. 1998. – P. 861-863. 11. *A. Tselev, S.M. Anlage, H.M. Christen, R.L. Moreland, V.V. Talanov, A.R. Schwartz.* Near-field microwave microscope with improved sensitivity and spatial resolution // *Rev. Sci. Instrum.* – Vol. 74, No. 6. – June 2003. – P. 3167-3170. 12. *S.M. Anlage, V.V. Talanov, A.R. Schwartz,* in *Scanning Probe Microscopy: Principles of Near-Field Microwave Microscopy*, edited by S. V. Kalinin and A. Gruverman (Springer, New York, 2007), – P. 207-245. 13. *G. Gajda, S. Stuchly.* An equivalent circuit of an open-ended coaxial line // *IEEE Trans. Instrum. Meas.* – Vol. 32. – 1983. – P. 506-508. 14. *D. Misra.* A quasistatic analysis of open ended coaxial lines // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – Vol. 35. – 1987. – P. 925-928. 15. *J. Baker-Jarvis, M.D. Janezic, P.D. Domich, R.G. Geyer.* Analysis of an Open-Ended Coaxial Probe with Lift-off for Nondestructive testing // *IEEE Trans. Instrum. and measurement*. – Vol. 43, No 5. – 1994. – P. 711-718. 16. *S. Bakhtiar, I. Stoyan, S.I. Ganchev, Reza Zoughi.* Analysis of Radiation from an Open-Ended Coaxial Line into Stratified Dielectrics // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – Vol. 42, No 7. – 1994. – P. 1261-1267. 17. *Давидович М.В.* Коаксиальный зонд для контроля параметров многослойного магнитодieleктрика: прямая и обратная задачи // *Радиотехника и электроника*. – 2006. – Т. 51, №11. – С. 1308-1315. 18. *J.M. Jin.* The Finite Element Method in Electromagnetics / John Wiley & Sons, Inc. New York, 1993. 19. *A. Chatterjee, J.M. Jin, J.L. Volakis.* Edge based finite elements and vector ABC's applied to 3D scattering // *IEEE Trans. Antennas and Propagation*. – Vol. AP-41. Feb. – 1993. – P. 221-226. 20. *J.M. Jin and J.L. Volakis.* A hybrid finite element method for scattering and radiation by microstrip antennas and arrays residing in a cavity // *IEEE Trans. Antennas and Propagation*. – Vol. AP-

39. Nov. – 1991. – P. 1598-1604. 21. X. Yuan. Three dimensional electromagnetic scattering from inhomogeneous objects by hybrid moment and finite element method // IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques. – Vol. MTT-38. Aug. – 1990. – P. 1053-1058. 22. Резник А. Н., Юрасова Н. В. Ближнеполевая СВЧ томография биологических сред // Журнал технической физики. – 2004. – Т. 74, вып. 4. – С. 108-116. 23. Резник А. Н., Юрасова Н. В. Обнаружение контрастных образований внутри биологических сред при помощи ближнеполевой СВЧ диагностики // Журнал технической физики. – 2006. – Т. 76, вып. 1. – С. 90-104. 24. Резник А. Н., Шершевский И. А., Вдовичева Н. К. Радиационные эффекты в ближнеполевой сверхвысокочастотной диагностике // Радиотехника и электроника. – 2008. – Т. 53, №6. – С. 656-664. 25. Галин М. А., Резник А. Н. Ближнеполевая сверхвысокочастотная локация объекта сферической формы // Радиотехника и электроника. – 2009. – Т. 54, №3. – С. 275-285.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 05.02.2011

РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОСТИ И НАДЕЖНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ КОМПОНЕНТОВ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И СЕТЕЙ

Введение

Развитие телекоммуникационных систем и сетей в мире испытывает важные революционные изменения, в основу которых положены новейшие технологические решения. В общем виде сеть – это объединенные системы объектов. Компьютерная сеть – это совокупность компьютеров, сетевых адаптеров, среды передачи данных, устройств управления передачей данных и периферийных устройств. Современные сети можно рассматривать как синтез двух исходно независимых сетей – телекоммуникационных и компьютерных. Логика развития телекоммуникационных систем требует применения цифровых систем передачи (ЦПС) и вычислительных средств для решения задач маршрутизации, управления установлением соединений, а логика развития вычислительной техники побуждает к большему использованию средств связи между периферийными устройствами и отдельными компьютерами. Требования, предъявляемые к системам телекоммуникации (СТ), сводятся к обеспечению высококачественной передачи, распределению, обработке и хранению разного вида информации, возможности управления со стороны пользователя, оперативного получения от сети ответных реакций, объединения и разделения ресурсов.

Международная организация стандартов ISO, анализируя опыт создания компьютерных сетей, разработала концепцию построения сетей, названную архитектурой открытых систем. В соответствии с этой концепцией создана протокольная модель, позволившая ввести международные стандарты, определяющие и регламентирующие создание систем и сетей, названная эталонной моделью взаимодействия открытых сетей X.200. Институт IEEE организовал комитет 802 по стандартизации локальных сетей, в результате работы которого было принято семейство стандартов IEEE 802.X, содержащих рекомендации по проектированию нижних уровней локальных сетей. Позже результаты работы этого комитета легли в основу комплекса международных стандартов ISO 8802-1 – 8802-5.

Функциональные свойства систем технического диагностирования (СТД)

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

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

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

Основные этапы проектирования отказоустойчивой реконфигурируемой однородной сети: 1) определение класса неисправностей-дефектов, для которого обеспечивается свойство отказоустойчивости; 2) выбор алгоритмов и средств диагностирования, с помощью которых обнаруживается и локализуется определенный выше класс неисправностей; 3) выбор алгоритмов и средств автоматического восстановления работоспособности, которые осуществляют повтор отдельных участков управляющих программ, реконфигурацию системы и отключение НМ; 4) анализ и моделирование эффективности РВС с целью интерактивного улучшения проекта.

Известно, что затраты на генерацию тестов и моделирование неисправностей растут с увеличением размерности объектов диагностирования (ОД), рабочей частоты, числа выводов СБИС и печатных плат. Прогноз ряда ведущих фирм, занимающихся разработкой и производством современных СБИС, систем на одном кристалле или печатной плате, показывает, что к 2012 г. затраты на их проектирование и производство и стоимость средств технической диагностики (СТД) будут практически равны. Для СБИС с 1000 выводами стоимость СТД эквивалентна стоимости разработки кристалла [3].

Разнообразие ОД, их функциональные, структурные и конструктивные характеристики определяют особенности и специфику цифровых структур СТД, их форму и содержание, проектирование которых осуществляется на основе математических моделей ОД, выбора методов анализа моделей для определения работоспособности и контролируемых параметров ОД, класса обнаруживаемых и локализуемых дефектов. Наиболее ответственным и трудоемким этапом при проектировании и реализации СТД является построение математических моделей ОД, которые определяют состав информационно-измерительного оборудования, универсальных или специализированных систем, позволяющих реализовать достаточно сложные алгоритмы и процедуры диагностирования состояния ОД и восстановления работоспособности в соответствии с заданными характеристиками и параметрами отказоустойчивости ОД [4].

С целью снижения стоимости СТД и повышения эффективности современных вычислительных и информационно-управляющих систем ведущими зарубежными фирмами – производителями СОК, компьютеров и телекоммуникационных систем и сетей предложены рекомендации, которые представлены международными стандартами проектирования сложных систем: IEEE1149.1÷4 «Standard Test Access Port and Boundary-Scan Architecture» (стандартный тест-порт и архитектура граничного сканирования) и IEEE P1500 "Standard for Embedded Core Test» – стандарт встроенных средств ТД [5]. Введение этих стандартов проектирования сложных систем определяет новые подходы к построению и организации функциональных и тестовых средств диагностирования телекоммуникационных систем.

Под функциональным диагностированием (ФД) будем понимать диагностирование, осуществляемое во время функционирования ОД, на который поступают только рабочие воздействия, в отличие от тестового диагностирования (ТД), когда на ОД подаются тестовые воздействия, формируемые в процессе его проектирования с помощью специальных систем генерации тестов [6].

Издание журнала IEEE Design Test of Computers, December, 2004 посвящено проблеме верификации проектов сложных цифровых систем, создаваемых на основе современных субмикронных технологий. В публикациях ведущих специалистов крупнейших фирм производителей Synopsys, Intel, IBM Inc, Mentor Graphics и др., а также известных ученых в области технической диагностики R. Gupta, S. Malik, M. Hsiao, G. Micheli, I. Koren и др. обсуждается эффект синергизма при решении проблемы верификации цифровых систем. Эффект синергизма на этапе производства и эксплуатации достигается при создании ДО систем путем строгого соблюдения стандартов тестопригодного проектирования, сочетания функциональных и тестовых методов диагностирования неисправностей, использования статических и динамических методов верификации, встроенных средств диагностирования.

Можно выделить три типа задач, решаемых СТД: 1) проверка исправности ОД – ОД считается исправным, если в нем отсутствуют дефекты (неисправности). Диагностические эксперименты по проверке исправности являются наиболее сложными, так как включают полный комплекс испытаний для оценки исправности ОД; 2) работоспособности ОД – под работоспособностью ОД понимается возможность выполнять объектом заданные функции, сохраняя основные параметры в пределах, установленных нормативно-технической документацией. Проверка работоспособности ОД является также достаточно трудоемкой, так как правильность выполнения заданных функций необходимо определять во всех режимах работы ОД. При этом допускается наличие неисправностей, которые не приводят к потере основных функций ОД; 3) правильности функционирования – правильность функционирования ОД выполняется в режиме функционального диагностирования и оценивает работоспособность объекта в данный момент реального времени, на который поступают только рабочие воздействия. При этом возможно наличие дефектов в системе, не проявляющихся в данном режиме работы при выполнении данного алгоритма функционирования.

Проверка правильности функционирования является оперативной проверкой работоспособности систем при выполнении определенной функции в текущем режиме работы и применяется для динамических объектов, работающих длительное время, для которых недопустимо даже кратковременное прерывание режима функционирования.

Наиболее полная проверка исправности или работоспособности ОД проводится в режимах профилактических испытаний путем тестового диагностирования, при котором на объект подаются тестовые воздействия – проверяющие тесты, позволяющие обнаружить неисправности, или тесты поиска дефектов, позволяющие определить место дефекта.

Классификация дефектов в телекоммуникационных системах

Причиной возникновения отказов в телекоммуникационных системах могут быть дефекты, допущенные при проектировании, производстве и ремонте, нарушения норм эксплуатации, воздействие окружающей среды, а также естественные процессы старения и изнашивания. Следует отметить, что дефекты, возникающие в устройствах и системах, некоторые авторы называют неисправностями [7].

Анализ современных технологий проектирования телекоммуникационных систем показывает, что ключевым подходом является проектирование «сверху – вниз». Каждому этапу проектирования соответствует уровень детализации и модель поведения системы, упорядоченные в следующей последовательности:

- поведенческая модель, в соответствии с которой система представляется в виде «черного ящика» с заданными вход-выходными соотношениями, техническими параметрами и ограничениями, характеризующими его поведение и свойства;
- функциональная модель, которая представляет собой управляющие потоки, алгоритмы их обработки и функциональные блоки системы и связи между ними;
- структурно-аналитическая модель, которая связана непосредственно с аппаратно-вентильной реализацией функциональных блоков системы, аналитическим описанием их функционирования, системами логических функций, структурными конечно-автоматическими моделями.

Уровни описания системы определяют характер и терминологию дефектов, соответствующих каждому уровню. На поведенческом уровне для обозначения дефекта общепринятым термином является ошибка, например ошибка величины отклонения параметра, коэффициента передаточной функции объекта, программная ошибка, ошибка четности управляющего вектора, ошибка передачи данных и др. На функциональном уровне «неисправности» и «ошибки» обусловлены дефектами программной реализации управляющих алгоритмов, искажениями автоматных диаграмм и таблиц истинности иерархических конечно-автоматных моделей функциональных узлов системы. На структурно-вентильном уровне дефекты обусловлены физическими изменениями в электронных компонентах, параметров

сигналов логических элементов, которые приводят к появлению неисправностей типа «константа 0 и 1», перепутывание связей, замыкание соседних линий и др.

Для каждого уровня описания поведения системы дефекты в большинстве случаев соответствуют изменению функций этого уровня описания. Это позволяет для значительного числа дефектов определить их формализованные модели. Причем число таких моделей оказывается существенно меньше количества самих дефектов и повреждений. В дальнейшем при определении модели дефекта будем использовать термины «ошибка» и «неисправность» [8].

В соответствии с критерием длительности неисправности разделяются на устойчивые и неустойчивые. Устойчивые неисправности вызываются необратимыми изменениями физического состояния элементов и узлов системы. Неустойчивые неисправности, которые могут появляться и исчезать в определенные периоды времени, разделяются на перемежающиеся неисправности и сбои. Перемежающиеся неисправности возникают вследствие взаимного влияния элементов схемы, которое возможно только при определенной комбинации состояний логических переменных, взаимодействии логических переменных, предельных режимов временной синхронизации и тактирования логических схем внешними возмущениями.

Сбои представляют собой неустойчивую неисправность, действие которой ограничено определенным максимальным интервалом времени. Причинами сбоев являются внешние наводки и кратковременные помехи, воздействие радиоактивного излучения на ячейки памяти, кратковременное изменение параметров элементов под влиянием изменений температуры, синхронизации и паразитных емкостных связей.

В соответствии с критерием размерности неисправности разделяются на одиночные и кратные. Неисправность одной логической переменной является одиночной. Произвольное сочетание одиночных неисправностей образует кратную неисправность. Кратная неисправность может возникать в результате появления одиночных неисправностей в критических элементах схемы, например в элементах синхронизации, источниках питания и др.

Статистический анализ, а также опыт промышленного использования телекоммуникационных систем на основе микроконтроллеров (МК) и микропроцессоров (МП) показывает, что в большинстве случаев отказы в них обусловлены неустойчивыми неисправностями перемежающегося типа и сбоями, возникающими в результате помех по цепям питания и внешними электромагнитными наводками [9].

В многоуровневых распределенных телекоммуникационных системах часто появляющиеся отказы связаны с классом оверлейных ошибок. Эти ошибки являются подмножеством неустойчивых программно-аппаратных ошибок, появляющихся в результате сбоев в процессе выборки данных из ОЗУ. При оверлейной организации управляющая программа МК разбивается на сегменты, которые попеременно загружаются в оперативную память. Возрастающие объемы и сложности управляющих программ, а также тактовых частот до $1 - 2 \text{ ГГц}$, приводят к ошибкам доступа к ОЗУ, когда данные одного оверлейного сегмента считываются (записываются) для другого. Экспериментальные исследования показали, что при наличии внешних возмущающих воздействий ошибки оверлейного типа составляют 78% всех ошибок обработки данных [10]. Исследования системных сбоев сотрудниками фирмы IBM показали, что оверлейные ошибки составляют половину всех системных отказов. Эти результаты показывают, что ошибки доступа к данным являются важным типом программно-аппаратных ошибок и обнаружение их в процессе функционирования систем управления с последующим восстановлением работоспособности системы является актуальной проблемой, решение которой позволит повысить характеристики отказоустойчивости.

Для обнаружения этого типа ошибок в [11] было предложено использовать специальные «указатели безопасности» данных, которые позволяли фиксировать моменты неправильного доступа к данным. Этот подход эффективно использовался в процессе отладки сложных управляющих программ. Однако, как показали исследования, программная избыточность,

вводимая с целью обнаружения ошибок доступа, снижает производительность системы более чем на 300%.

В работе [12] были предложены специальные коммерчески доступные программы, позволяющие обнаружить ошибки доступа к данным, которые основаны на использовании двухбитовых меток для каждого слова данных, что также приводит к увеличению оперативной памяти и снижению производительности системы на ~200%.

Анализ причин отказов в этой системе показывает, что сбои и перемежающиеся неисправности случаются значительно чаще, чем устойчивые отказы. Количественные соотношения между различными видами сбоев и отказами в различных процессорных модулях системы характеризуются данными.

Экспериментальные оценки количественных соотношений между перемежающимися и устойчивыми отказами системы в условиях производства совпадают с оценками исследований, приведенных в работах [10 – 12], подтверждающих, что 90% неисправностей в телекоммуникационных системах составляют неустойчивые неисправности.

Функциональное (он-лайнное) диагностирование телекоммуникационных систем

Функциональное (он-лайнное) диагностирование (ФД) – это процесс идентификации исправного состояния во время функционирования объекта, на который поступают рабочие воздействия. Размыкание обратных связей в проверяемой системе или подача тестовых воздействий, которые могут нарушить режим функционирования, считаются недопустимыми. К достоинствам ФД относятся его непрерывность и оперативность получения информации о правильности функционирования объекта и возможность восстановления работоспособности путем реконфигурации структуры системы без останова процесса.

Задаче проверки исправности телекоммуникационных систем в рабочем режиме посвящено большое число работ отечественных и зарубежных авторов. Это связано, в первую очередь, с трудностью ее решения, что обусловлено сложностью математического описания (дифференциальные, интегральные и разностные уравнения) ОД, наличием обратных связей, требованиями непрерывности процесса. К ним относятся разнообразные системы автоматического управления реальными объектами и процессами, которые могут быть непрерывными, импульсными или цифровыми, стационарными и нестационарными, детерминированными и стохастическими, с сосредоточенными или распределенными параметрами.

Создание единой теории и регулярных методов ФД для столь широкого круга объектов и процессов, разнообразия целей диагностирования, представляет собой сложную проблему, которая охватывает, как правило, отдельные из названных выше классов систем управления.

Анализ известных методов проверки правильности функционирования телекоммуникационных систем позволяет выделить два основных подхода к контролю за техническим состоянием объекта: контроль в пространстве параметров и контроль в пространстве сигналов.

В первом случае определяются текущие значения параметров объекта (коэффициенты передаточных функций, постоянные времени и т.д.) и оценивается отклонение их от номинального значения.

Во втором случае проверяется отклонение выходных сигналов объекта и его блоков от теоретических значений. В обоих случаях объект считается функционирующим неправильно, если отклонение превышает допустимую величину. Основная трудность при первом подходе связана со сложностью измерения текущих значений параметров, тогда как их номинальные значения обычно бывают известны. При втором подходе, напротив, главная проблема состоит в необходимости непрерывного определения номинальных значений выходных сигналов для текущих значений входных сигналов.

Методы диагностирования в пространстве параметров можно разбить на две группы.

Первая группа методов ФД в пространстве параметров использует результаты одного из разделов современной теории автоматического управления – теории идентификации. Однако целесообразно по-возможности упрощать применяемые методы, используя дополнительную

априорную информацию о номинальных значениях параметров исправного объекта и модели дефектов.

Математической основой второй группы методов, которые могут применяться и при диагностировании в пространстве сигналов, является теория распознавания образов. Текущее состояние объекта характеризуется вектором в пространстве диагностических признаков, которые разбиты на кластеры, соответствующие тем или иным дефектам. Эти кластеры частично перекрываются, и задача состоит в том, чтобы по измеренному значению вектора диагностических признаков указать наиболее вероятный дефект [11 – 12].

ФД динамических объектов в пространстве сигналов более точно соответствует содержательной цели проверки правильности функционирования объекта. В первую очередь это касается тех случаев, когда основное назначение динамического объекта состоит в том, чтобы преобразовывать входные сигналы в выходные. При диагностировании в пространстве параметров выполнение этой основной функции проверяется косвенно по значениям параметров объекта. При диагностировании же в пространстве сигналов правильность выработки выходных сигналов проверяется непосредственно путем их анализа. Отмеченная особенность является достоинством методов диагностирования в пространстве сигналов.

В первой из них используются априорно известные сведения о характеристиках сигналов (амплитуде, частотных свойствах и др.). К недостаткам методов этой группы относится необходимость иметь априорную информацию о характеристиках выходных сигналов, неизбежная зависимость указанных характеристик от входных сигналов, поведение которых заранее чаще всего неизвестно, и недостаточная полнота контроля.

От указанных недостатков свободна вторая группа методов, основанная на использовании алгебраических инвариантов. В методах этой группы диагностирование осуществляется путем проверки некоторых алгебраических соотношений (контрольных условий), которым должна удовлетворять совокупность выходных сигналов объекта, дополненная при необходимости одним или несколькими избыточными сигналами. Инвариантность контрольных условий состоит в том, что при отсутствии дефектов они обязаны выполняться для любых входных сигналов и в любой момент времени.

Проблема проверки правильности функционирования ОД в рабочем режиме на основе алгебраических инвариантов представляет значительный практический и теоретический интерес в развитии методов сигнатурного мониторинга для телекоммуникационных систем.

Множество дефектов в таких системах приводит к ошибкам, которые на информационном уровне можно разделить на три класса: 1) ошибки данных (МК изменяет данные в процессе обработки, записи, считывания и передачи); 2) ошибки кода операций, что приводит к выполнению другой команды; 3) ошибки программного перехода.

Использование *кодов*, обнаруживающих и корректирующих ошибки, при построении модулей ЗУ и при передаче данных от одного функционального модуля к другому является развитием и реализацией методов использования избыточных переменных и позволяет в большинстве случаев обнаружить и исправить ошибки первого класса. Для обнаружения ошибок второго и третьего класса в современных МК используются специальные ДП, проверяющие контрольные суммы микрокоманд или время выполнения линейных участков управляющих программ [8 – 11]. Методы сигнатурного мониторинга для ФД микроконтроллерных устройств широко используют при создании отказоустойчивых систем [12].

Как следует из анализа методов и архитектуры устройств ФД, к одному из наиболее эффективных методов решения проблемы сигнатурного мониторинга относится время-адресный метод диагностирования, а актуальной проблемой при создании отказоустойчивых и надежных систем управления процессом является разработка унифицированных программно-аппаратных средств, позволяющих сократить сложность и стоимость ДП и повысить их обнаруживающую способность.

Тестовое диагностирование телекоммуникационных систем на функционально-структурном уровне

Тестовое диагностирование (ТД) составляет основу процессов проверки исправности и работоспособности телекоммуникационных систем в период их отладки, запуска и профилактических работ. ТД может быть статическим и динамическим. ТД является статическим, если частота тестовых воздействий намного меньше частоты реальных воздействий в процессе рабочего функционирования. Динамическим называют тестирование на рабочей частоте ОД. Проверяющие тесты формируются (генерируются) на этапах разработки, проектирования и производства ОД. Каждому уровню проектирования соответствует диагностическая процедура и множество тестов, проверяющих работоспособность и правильное функционирование ОД. Каждый уровень описания определяет модели неисправностей и методы генерации тестов.

Классифицированы модели неисправностей структурно-логического (вентильного) уровня описания ОД с учетом влияния современных субмикронных технологий.

Детерминированные методы генерации обеспечивают формирование множества тестовых наборов, позволяющих обнаружить определенный класс неисправностей, а моделирование схемы на полученном множестве тестов определяет полноту обнаружения (полноту покрытия) множества неисправностей вычисленными тестами.

Исчерпывающий и псевдоисчерпывающий метод генерации заключается в подаче на входы ОД всех возможных наборов (векторов).

Псевдослучайный метод генерации заключается в подаче на входы ОД псевдослучайных тестовых наборов, формируемых сдвиговыми регистрами с обратными связями или аналогичными программными реализациями.

Так как для хранения эталонных результатов исправной схемы требуются большие объемы памяти, при тестировании используются различные способы сжатия эталонных и реальных реакций, получаемых в процессе тестирования. ТД со сжатием реакций называется компактным. Соответственно различают *компактное детерминированное*, *компактное псевдоисчерпывающее* и *компактное псевдослучайное тестирование*. В области генерации детерминированных тестов главная проблема заключается в создании эффективной компьютерной системы генерации тестов, обеспечивающих проверку исправности ОД большой размерности. Попытки создания таких систем ведущими фирмами-производителями СБИС показали, что такую систему полностью автоматической сделать невозможно, если не ввести определенные ограничения на проектируемое изделие, чтобы уменьшить сложность решаемой задачи. Считается, что эта проблема разрешима, если генерировать тесты только для комбинационных схем.

Проектирование ДУ в соответствии со стандартом IEEE 1149.1 позволяет свести процедуру ТД к проверке исправности комбинационной логики, так как исправность внутренних элементов памяти проверяется в процессе сканирования данных.

Известны оценки трудоемкости генерации множества детерминированных тестов и их эффективности путем использования систем моделирования неисправностей в зависимости от числа N эквивалентных вентилей схемы:

- число тестов, обеспечивающих покрытие 100% одиночных константных неисправностей $\sim O(N)$;
- затраты на генерацию этих тестов $\sim O(N^2)$;
- затраты на моделирование покрытия неисправностей методом дедуктивного моделирования $\sim O(N^2)$;
- полное время тестирования для ДУ со стандартом граничного сканирования $\sim O(N^2)$.

В работах известных специалистов ведущих зарубежных фирм и корпораций – разработчиков и производителей СБИС была предложена идея совмещения концепции встроенного самотестирования и стандарта проектирования IEEE1449.1 [8].

Этот стандарт определяет структуру ОД, в которой входные регистры функционируют в двух режимах: рабочем и тестовом. В тестовом режиме входные регистры реконфигурируются в сдвиговые регистры, что позволяет осуществить внешнее ТД через стандартный порт JTAG.

Идее совмещения встроенного самотестирования с действующим стандартом заключается в том, что в режиме самотестирования входные регистры реконфигурируются в генераторы тестов, а выходные регистры в синдромно-сигнатурные анализаторы выходных реакций проверяемой схемы, что в большинстве случаев позволяет осуществить ТД на рабочей частоте ОД.

В качестве генераторов тестов используются СРЛОС и СРНОС, а также одномерные сети клеточных автоматов. В качестве синдромно-сигнатурных анализаторов используются счетчиковые структуры на СРНОС и сигнатурные анализаторы на СРЛОС.

Метод исчерпывающего ТД КС основан на приложении к проверяемой схеме с n входами всех 2^n входных наборов, генерируемых на выходах СРЛОС или СРНОС. Это позволяет обнаружить неисправности КС комбинационного класса, которые не приводят к преобразованию КС в последовательную схему.

Главным достоинством такого подхода является исключение дорогостоящих и трудоемких процедур генерации проверяющих тестов и моделирования неисправностей. Простота генерации тестовых последовательностей с помощью счетчиковых структур, сдвиговых регистров с линейной обратной связью и клеточных автоматов в сочетании с эффективными методами сигнатурного сжатия выходных реакций КС позволяет осуществить процедуру проверки КС с использованием простых схем диагностирования.

В настоящее время ограничения, связанные с экспоненциальным ростом числа тривиальных тестов с увеличением размерности КС и числа ее входов, преодолеваются применением псевдоисчерпывающего тестирования КС.

Заключение

Проанализированы работы в области отказоустойчивости и тестопригодности телекоммуникационных систем. Дана классификация дефектов в телекоммуникационных системах. Проведено функциональное (он-лайновое) и тестовое диагностирование телекоммуникационных систем на функционально-структурном уровне.

Список литературы: 1. Аладьев В.З. Однородные структуры / Аладьев В.З. – К.: Техника, 1990. – 272 с. 2. Евреинов Э.В. Однородные вычислительные системы, структуры и среды / Евреинова Э.В. – М.: Радио и связь, 1981. – 208 с. 3. Прангшвили И.В. Параллельные вычислительные системы с общим управлением / Прангшвили И.В., Виленкин С.Я., Медведев И.Л. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 312 с. 4. Палагин А.В. Реконфигурируемые вычислительные системы / А.В. Палагин, В.Н. Опанасенко. – К.: Просвіта, 2006. – 295 с. 5. Kaklamanis C.. Asymptotically Tight Bounds for Computing with Faulty Arrays of Processors (extended abstract) / C. Kaklamanis, A.R. Karlin // Proc. IEEE Symp. Foundations of Computer Science. – 1990. – P. 285-296. 6. Leighton F.T., Introduction to Parallel Algorithms and Architectures: Arrays, Trees, Hypercubes. San Mateo, Calif.: Morgan-Kaufmann. – 1992. 7. Leighton T. 'On the Fault Tolerance of Some Popular Bounded-Degree Networks' / T. Leighton, B. Maggs, R. Sitaraman // Proc. IEEE Symp. Foundations of Computer Science. – 1992. – P. 542 – 552. 8. Ajtai M. Fault Tolerant Graphs, Perfect Hash Functions and Disjoint Paths / M. Ajtai, N. // Proc. IEEE Symp. Foundations of Computer Science. – 1992. – P. 693 – 702. 9. Alon N. Explicit Construction of Linear Sized Tolerant Networks / N. Alon, F. Chung // Discrete Math. – 1988. – Vol. 72. – P. 15 – 19. 10. Bruck J. 'Wildcard Dimensions, Coding Theory and Fault-Tolerant Meshes and Hypercubes' / J. Bruck, R. Cypher, C. Ho // IEEE Trans. Computers – 1995. – Vol. 44. – P. 150 – 155. 11. Rosenberg A.L. 'The Diogenes Approach to Testable Fault-Tolerant Arrays of Processors' / A.L. Rosenberg // IEEE Trans. Computers. – 1983. – Vol. 32. – P. 480 – 489. 12. Rosenberg A.L. 'Fault-Tolerant Interconnection Networks: A Graph-Theoretic Approach' / A.L. Rosenberg // Proc. Ninth Workshop Graph-Theoretic Concepts in Computer Science. – 1983. – P. 286 – 297.с.

Харьковский национальный
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 02.02.2011

УДК 621.396:621.391.82

Алгоритм адаптации пространственно-временной селективной системы в условиях нестационарных помех / О.В. Сытник, В.М. Карташов, А.А. Супрун // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С.5 – 10.

Рассматривается алгоритм подавления коррелированных помех, возникающих при работе активных радиолокационных систем из-за отражений зондирующего сигнала от местных предметов. В основу метода положена идея предварительной декоррелирующей обработки с использованием весовых ортогональных матриц. Построена модель алгоритма обработки пространственно-временных коррелированных сигналов. Исследованы его характеристики, устойчивость и помехозащищенность. Показано, что в отличие от известных методов пространственно-временной обработки предложенный метод не снижает эффективности при быстром сканировании луча основной антенны.

Ил. 1. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.396:621.391.82

Алгоритм адаптації просторово-часової селективної системи в умовах нестационарних завад / О.В. Ситнік, В.М. Карташов, О.О. Супрун // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 5 – 10.

Розглядається алгоритм придушення корельованих завад, що виникають під час роботи активних радіолокаційних систем через відбиття зондуючого сигналу від місцевих предметів. В основу методу покладена ідея попередньої декорелюючої обробки з використанням вагових ортогональних матриць. Побудовано модель алгоритму обробки просторово-часових корельованих сигналів. Досліджено його характеристики, стійкість і завадозахищеність. Показано, що на відміну від відомих методів просторово-часової обробки запропонований метод не знижує ефективності при швидкому скануванні променя основної антени.

Ил. 1. Библиогр.: 9 назв

UDC 621.396:621.391.82

Algorithm of space-time selective system adaptation under the conditions of non-stationary noise / O.V. Sytnik, V.M.Kartashov, A.A. Saprun // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 5 – 10.

This paper focuses on the algorithm of suppression of correlated noise arising when using active radar systems due to the reflections of the probing signal from local objects. The need for quick scanning of the beam leads to the fact that the angular position of the reflectors is constantly changing, which makes impossible the use of algorithms based on the selective treatment of the spatial correlation matrix in such systems. The method is based on the idea of preceding decorrelative processing using the weight orthogonal matrices. The model for processing the algorithm of space-time correlated signals is suggested. Its characteristics, stability and noise immunity are described. It is shown that in contrast to the existing methods of space-time processing the suggested method does not reduce the efficiency of quick scanning of the main antenna beam.

1 fig., Ref.: 9 items.

УДК 621.391:519.2

Оптимальный прием сигналов в условиях полной априорной информации при использовании стохастических зондирующих сигналов / А. А. Могила // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С.11 – 20.

Рассмотрены вероятностные модели помехи, зондирующего и отраженного сигналов, оцениваются их плотности вероятности, выведена функция и отношение правдоподобия. Построен аналоговый и цифровой алгоритмы обнаружения сигналов в условиях полной априорной информации при использовании в качестве зондирующих стохастических сигналов, определены основные свойства этих алгоритмов.

Ил. 3. Библиогр.: 19 назв.

УДК 621.391:519.2

Оптимальний прийом сигналів в умовах повної апріорної інформації при використанні стохастичних зондуючих сигналів / А. А. Могіла // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 11 – 20.

Розглянуто імовірнісні моделі завади, зондуючого та відбитого сигналів, оцінюється їх щільність, виведена функція та відношення правдоподібності. Побудований аналоговий та цифровий алгорит-

ми виявлення сигналів в умовах повної апіорної інформації при використанні стохастичних зондуючих сигналів, визначені основні властивості цих алгоритмів.

Іл. 3. Бібліогр.: 19 назв.

UDC 621.391:519.2

Optimal reception of signals under conditions of a priori complete information when using the stochastic sounding signals / A. A. Moguyla // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 11 – 20.

The stochastic models of interference, sounding and reflected signals are considered, their probability densities are estimated, likelihood function and ratio are deduced. Analog and digital algorithms of signals detection under conditions of a priori complete information are built when using stochastic sounding signals, basic properties of these algorithms are examined.

3 fig. Ref.: 19 items.

УДК 621.371

Определение усредненной разности фаз и разности частот в ретрансляционных измерителях // А.Ф. Величко, Д.А. Величко, Е.И. Вдовиченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С.21 – 29.

Методом имитационного моделирования исследованы способы измерения, которые наиболее подходят для получения оценок начальной фазы, разности фаз и частоты в ретрансляционных измерителях. Установлено, что при методе прямоугольных волн могут появляться аномальные ошибки определения оценок разности фаз, которые отсутствуют при методе максимальной апостериорной вероятности. Показана состоятельность, несмещенность и эффективность получаемых оценок в условиях отсутствия аномальных ошибок. Делается вывод о предпочтительном использовании в ретрансляционных измерительных системах метода максимальной апостериорной вероятности.

Ил. 8. Табл.1. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.371

Визначення усередненої різниці фаз і різниці частот у ретрансляційних вимірниках // А.Ф. Величко, Д.А. Величко, Е.І. Вдовиченко // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 21 – 29.

Методом імітаційного моделювання досліджені способи вимірювання, які найбільш підходять для одержання оцінок початкової фази, різниці фаз і частоти у ретрансляційних вимірювачах. Встановлено, що при методі прямокутних хвиль можуть з'являтися аномальні помилки визначення оцінок різниці фаз, які відсутні при методі максимальної апостериорної ймовірності. Показана спроможність, незміщеність і ефективність одержуваних оцінок в умовах відсутності аномальних помилок. Робиться висновок про краще використання в ретрансляційних вимірювальних системах методу максимальної апостериорної ймовірності.

Іл. 8. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.371

Determination of averaged phase and frequency differences in retransmission meters / A.F. Velichko, D.A. Velichko, Y.I. Vdovychenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 21 – 29.

The measuring methods that most suitable for estimating the initial phase, the phase difference, and the frequency difference in retransmission meters are analyzed using the simulation technique. It is found that when using the method of rectangular waves, in contrast to the maximum posterior probability method, abnormal errors of phase difference estimates are detected. The consistency, unbiasedness, and efficiency of the estimates obtained in the absence of abnormal errors are shown. It is concluded that in the retransmission measuring systems the maximum posterior probability method is the preferable one.

8 figs. Ref.: 12 items.

УДК 621.396

Многоспектральная адаптивная система локационного мониторинга / А.Н. Зубков, А.В. Дьяков, С.А. Мартыненко, А.П. Красюк // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С.30 – 34.

Разработана методология построения и оценки эффективности многоспектральных систем локационного мониторинга с предельным разнесением парциальных спектральных каналов.

Ил. 1. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.396

Багатоспектральна адаптивна система локаційного моніторингу / А.М. Зубков, А.В. Д'яков, С.А. Мартиненко, О.П. Крasyк // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 30 – 34.

Розроблена методологія побудови та оцінки ефективності багатоспектральних систем локаційного моніторингу з граничним рознесенням парціальних спектральних каналів по частоті.

Іл. 1. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.396

Multispectral adaptive system of the location monitoring / A.N. Zubkov, A.V. Dyakov, S.A. Martynenko, A.P. Krasnyk // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 30 – 34.

The methodology for constructing and evaluating the effectiveness of multispectral location monitoring systems with the utmost diversity of the partial spectral channels of frequency is developed.

1 fig. Ref.: 10 items.

УДК 551.501.8:621.396.96

Алгоритм формирования оценок максимального правдоподобия параметров радиосигнала, рассеянного акустическим волновым пакетом / В.М. Карташов, С.В. Пащенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С.35 – 40.

Синтезирован алгоритм обработки сигналов систем радиоакустического зондирования атмосферы, формирующий оценки максимального правдоподобия информативных параметров колебаний, с учетом характерных для систем данного класса условий работы и имеющихся ограничений. Использование алгоритма на практике позволит существенно повысить оперативность зондирования и точность получаемых результатов измерений характеристик среды.

Библиогр.: 7 назв.

УДК 551.501.8:621.396.96

Алгоритм формування оцінок максимальної правдоподібності параметрів радіосигналу, розсіяного акустичним хвильовим пакетом / В.М. Карташов, С.В. Пащенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 35 – 40.

Синтезовано алгоритм обробки сигналів систем радіоакустичного зондування атмосфери, який формує оцінки максимальної правдоподібності інформативних параметрів коливань, з урахуванням характерних для систем даного класу умов роботи та наявних обмежень. Використання алгоритму на практиці дозволить істотно підвищити оперативність зондування і точність одержуваних результатів вимірювань характеристик середовища.

Бібліогр.: 7 назв

UDC 551.501.8:621.396.96

Algorithm for formation of maximum likelihood estimates of parameters of the radio signal scattered by the acoustic wave packet / V. M. Kartashov, S. V. Pashchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 35 – 40.

This article presents the algorithm synthesized for processing signals of the radio-acoustic atmosphere sounding systems. The algorithm forms the estimate of the informative parameters of oscillations maximum likelihood taking into account the operation conditions typical for the systems of this class and existing constraints. Practical use of the algorithm will greatly improve the speed of sounding and the accuracy of the results obtained for the medium characteristics measurements.

Ref.: 7 items.

УДК 551.590: 621.396.96

Обработка результатов метеорных радиолокационных исследований для изучения причин изменения климата // И. Е. Антипов, Набиль Оде Имнехир, А. И. Шкарлет // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С.41 – 45.

Проанализированы существующие гипотезы о причинах изменения климата на Земле и предложен путь проверки метеорных гипотез с использованием имеющейся в ХНУРЭ метеорной автоматизированной радиолокационной системы. Представлены технические характеристики и возможности этой системы, предложен алгоритм обработки результатов наблюдений, в том числе архивных. В связи с быстрым развитием технологий необходимо развивать и совершенствовать существующие комплексы.

Іл. 5.. Бібліогр.: 6 назв.

УДК 551.590 : 621.396.96

Обработка результатов метеорных радиолокационных исследований для изучения причин изменений климата / I. E. Antipov, N. O. Imnehir, A. I. Shkarlet // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 41 – 45.

Проаналізовано існуючі гіпотези про причини зміни клімату на Землі і запропонован шлях перевірки метеорних гіпотез з використанням наявної в ХНУРЕ метеорної автоматизованої системи радіолокації. Представлено технічні характеристики і можливості цієї системи, запропоновано алгоритм обробки результатів спостережень, у тому числі архівних. У зв'язку з швидким розвитком технологій необхідно розвивати і удосконалювати існуючі комплекси.

Л. 5. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 551.590 : 621.396.96

Processing of the meteor-burst radio researches results for study of climate change reasons / I. E. Antipov, Nabeel Oude Imnehir, A. I. Shkarlet // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 41 – 45.

The existing hypotheses about the causes of climate change on Earth and the proposed path of the meteor hypothesis testing using the meteor-burst automated radar system available in KNURE are analyzed. The technical characteristics and capabilities of this system, an algorithm for the analysis of observations, including archived ones, are presented. Due to the rapid development of the technologies it is necessary to develop and improve available facilities.

5 fig. Ref.: 6 items.

УДК 551.501.8:621.396.96

К вопросу о метрологической аттестации средств дистанционного зондирования атмосферы / С.И.Бабкин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вип. 164. – С.46 – 52.

Рассмотрены подходы к проведению метрологической аттестации средств дистанционного зондирования атмосферы, использующих электромагнитные и (или) акустические волны. На примере систем радиоакустического зондирования атмосферы показано, что достаточно объективной характеристикой точности таких средств могут стать метрологические характеристики составляющих их устройств, которые вносят наибольшие погрешности в результаты измерения метеорологических величин.

Библиогр.: 26 назв.

УДК 551.501.8:621.396.96

До питання про метрологічну атестацію засобів дистанційного зондування атмосфери / С.І.Бабкін // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 46 – 52.

Розглянуто підходи до проведення метрологічної атестації засобів дистанційного зондування атмосфери, які використовують електромагнітні і (або) акустичні хвилі. На прикладі систем радіоакустичного зондування показано, що достатньо об'єктивною характеристикою точності таких засобів можуть стати метрологічні характеристики складових їх пристроїв, які вносять найбільші похибки у результати вимірювань метеорологічних величин.

Бібліогр.: 26 назв

UDC 551.501.8:621.396.96

On the metrological certification of the atmosphere remote sensing / S.I. Babkin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 46 – 52.

The approaches to the metrological certification of the remote sensing of the atmosphere, using electromagnetic and (or) the acoustic waves are considered. Using radio acoustic sounding systems as an example it is shown that sufficiently objective characteristics of the accuracy of such means may be the metrological characteristics of their constituent units, which introduce the greatest errors in the meteorological variables measurements.

Ref.: 26 items.

УДК 534.23

К оценке интенсивности рассеянных акустических волн в АПС при отсутствии источников тепла на поверхности / А.Ю. Панченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вип. 164. – С.53 – 57.

Показан физический механизм, приводящий к образованию отраженного сигнала при акустическом зондировании турбулентного АПС и при температурно нейтральной подстилающей поверхности. Дана приближенная оценка величины сигнала. Высказано предположение о возможности полу-

чення інформації о состоянии АПС в условиях, которые обычно соответствуют циклональным синоптическим периодам.

Ил. 3. Библиогр. 16 назв.

УДК 534.23

До оцінки інтенсивності розсіяних акустичних хвиль у АПШ при відсутності джерел тепла на поверхні / О.Ю. Панченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 53 – 57.

Показано фізичний механізм, що призводить до створення відбитого сигналу при акустичному зондуванні турбулентного АПШ и при температурно нейтральної поверхні, яка підстилає потік. Дано наближену оцінку величини сигналу. Виказано припущення о можливості отримання інформації про стан АПШ в умовах, які у звичай відповідають циклональним синоптичним періодам.

Ил. 3. Библиогр. 16 назв.

UDC 534.23

On estimation of acoustic waves intensity in ABL in the absence of the heat sources on the surface / A.Yu. Panchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 53 – 57.

Physical mechanism resulting in formation of the reflected signal at acoustic sounding of the turbulent ABL and at the temperature neutral underlying surface is shown. The approximate estimate of the signal value is given. The assumption on the possibility to receive information about the ABL state under conditions accompanying generally the cyclonal synoptic periods is expressed.

3 fig. Ref.: 16 items.

УДК 621.371.34

Оценка дистанционных зависимостей УВЧ радиополя над морем для произвольных высотных профилей коэффициента преломления воздуха / Б.В. Жуков, А.Н. Ключева, В.А. Петров // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С.58 – 65.

Рассматривается применение метода эквивалентных источников для инженерной оценки множителя ослабления поля в области прямой видимости и в геометрической тени для произвольного высотного профиля индекса рефракции. Приведены результаты расчетов и экспериментальные данные для профилей, измеренных над морской поверхностью.

Ил. 9. Библиогр.: 14 назв.

УДК 621.371.34

Оцінка дистанційних залежностей УВЧ радіо поля над морем для довільних висотних профілів коефіцієнта заломлення повітря / Б.В. Жуков, А.М. Ключева, В.А. Петров // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 58 – 65.

Розглядається застосування методу еквівалентних джерел для інженерної оцінки множника ослаблення поля в області прямої видимості і в геометричній тіні для довільного висотного профілю індексу рефракції. Наведено результати розрахунків та експериментальні данні для профілів, виміряних над морською поверхнею.

Ил. 9. Библиогр.: 14 назв.

UDC 621.371.34

Evaluation of distance dependencies of UHF radio field over the sea for arbitrary vertical profiles of the air refractive index / B.V. Zhukov, A.N. Klyueva, V.A. Petrov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 58 – 65.

Application of the equivalent sources method to engineering evaluation of the factor weakening the field in the line of sight and in the geometric shadow for an arbitrary vertical profile of refractive index is considered. The results of calculations and experimental data for the profiles, measured over the sea surface, are presented.

9 fig. Ref.: 14 items.

УДК 621.391.7

Система передачи данных с использованием генераторов хаоса / Р. Л. Политанский, Л. Ф. Политанский, А. В. Гресь, С. Д. Галюк // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 66 – 71.

Основной причиной использования хаотических сигналов в системах защищенной связи является асимптотическая стабильность к возмущениям и присутствие сложной динамики бифуркаций и хаоса. В основу функционирования системы положено явление синхронизации генераторов Лоренца при условии одинаковых параметров. Используя результаты соответствующих теоретических исследова-

ний в данній роботі пропонується система передачі інформації з використанням генератора Лоренца для передачі і відновлення цифрового інформаційного сигналу.

Ил. 6. Библиогр.: 5 назв

УДК 621.391.7

Система передавання даних з використанням генераторів хаосу / Р. Л. Політанський, Л. Ф. Політанський, О. В. Гресь, С. Д. Галиук // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С.66 – 71.

Основною причиною використання хаотичних сигналів у системах захищеного зв'язку є асимптотична стабільність до збурень та наявність складної динаміки біфуркацій і хаосу. В основу функціонування системи покладено явище синхронізації генераторів Лоренца за умови однакових параметрів. Використовуючи результати відповідних теоретичних досліджень в даній роботі запропонована передача інформації з використанням генератора Лоренца для передавання і відновлення цифрового інформаційного сигналу

Ил. 6. Библиогр.: 5 назв

UDC 621.391.7

Data transmission system using chaos generators / R. L. Polytans'kyy, L.F. Polytans'kyy, A.V. Gres', S.D. Galiuk // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 66 – 71.

The main reason to use the chaotic signals for secure communications systems is asymptotically stable for the excitation and the presence of the complex dynamics of bifurcation and chaos. The phenomenon of Lorentz generators synchronization, provided the same parameters, makes the basis of the system operation. Using the results of the theoretical research the transmission system, using the Lorentz oscillator for transmission and recovery of digital data signal, is proposed.

6 fig. Ref.: 5 items

УДК 621.391.7

Приближенный анализ защищённости системы MIMO на основе кластерной модели отводного канала. Ч. I: модель / А.А. Кузнецов, А.И. Цопа // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С.72 – 76.

Рассмотрен вариант построения имитационной модели беспроводной системы MIMO с отводным каналом, основанной на рекомендациях стандарта IEEE.802.11n. Предложенная модель позволяет оценить защищённость беспроводного канала MIMO, а также прогнозировать производительность ведомственной системы связи для различных условий распространения в закрытых помещениях.

Ил. 5. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.391.7

Наближений аналіз захищеності системи MIMO на основі кластерної моделі відвідного каналу. Ч. I: модель / О.О. Кузнецов, О.І. Цопа // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 72 – 76.

Розглянуто варіант побудови імітаційної моделі бездротової системи MIMO з відвідним каналом оснований на рекомендаціях стандарту IEEE.802.11n. Запропоновано модель дає можливість оцінити захищеність бездротового каналу MIMO, та прогнозувати продуктивність каналу відомчої системи зв'язку для різних умов поширення в закритих приміщеннях.

Ил. 5. Библиогр.: 9 назв.

UDC 621.391.7

Approximate analysis of MIMO system security based on cluster model of wiretap channel. Part I: model / O. Kuznietsov, O. Tsopa // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 72 – 76.

The version of the simulation model of the wireless MIMO system with the wiretap channel, based on recommendations of the IEEE.802.11n standard, is reviewed. The proposed model makes it possible to estimate a security level of the wireless MIMO channel and predict the capacity of governmental indoor communication systems under various propagation conditions.

5 fig. Ref.: 9 items.

УДК 517.958:537.8

Математическое моделирование возбуждения резистивного конуса с продольной щелью монохроматическим источником / В.А. Дорошенко, Ю.Д. Шимук // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С.77 – 81.

Исследована модельная электродинамическая задача о возбуждении одиночного резистивного конуса с продольной щелью магнитным радиальным диполем. Данная задача сводится к начально-краевой математической физики при помощи введения потенциалов Дебая. Задача решена с использованием строгих методов, получены аналитические и численные решения задачи.

Ил. 5. Библиогр.: 10 назв.

УДК 517.958:537.8

Математичне моделювання збудження резистивного конуса із повздожньою щілиною / В.О.Дорошенко, Ю.Д. Шимук // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 77 – 81.

Досліджено модельну електродинамічну задачу про збудження поодинокого резистивного конуса із повздожньою щілиною магнітним радіальним диполем. Вихідна задача зводиться до початково-крайової задачі математичної фізики за допомогою потенціалів Дебая. Задачу розв'язано за допомогою чітких методів, отримано аналітичні та чисельні розв'язки.

Ил. 5. Библиогр.: 10 назв.

UDC 517.958:537.8

Mathematical modeling of a resistive cone with a longitudinal slot excitation by a monochromatic source / V. A. Doroshenko, Y.D. Shimuk // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 77 – 81.

The model electromagnetic problem of a single resistive cone with a longitudinal slot excitation by a magnetic radial dipole is investigated. The given problem is reduced to an initial boundary one of mathematical physics by means of the Debye's potentials introducing. The problem is solved by means of the rigorous methods. Both analytical and numerical solutions are obtained,

5 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.391: 519.246.8

Повышение разрешающей способности параметрических оценок спектров аддитивных процессов / В.А. Тихонов, Н.В. Кудрявцева // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С.82 – 86.

Рассмотрены новые параметрические аддитивные модели линейного предсказания. Найлены выражения для параметрических оценок спектров аддитивных процессов. Показаны преимущества аддитивных моделей для решения задачи повышения разрешающей способности.

Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391: 519.246.8

Підвищення роздільної здатності параметричних оцінок спектрів адитивних процесів / В.А. Тихонов, Н.В. Кудрявцева // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 82 – 86.

Розглянуто нові параметричні спектральні адитивні моделі лінійного передбачення. Знайдено вирази для парметричних оцінок спектрів адитивних процесів. Показані переваги адитивних моделей для розв'язання задач підвищення роздільної здатності.

Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.391: 519.246.8

The upgrading of resolving ability of spectral parametrical estimates of additive processes / V.A. Tykhonov, N.V. Kudryavtseva // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 82 – 86.

The new parametrical spectral additive linear prediction models are examined. The expressions for parametrical spectral estimates of additive processes were found. Advantages of additive models for the resolving ability problems solution are shown.

Ref.: 4 items.

УДК 621.373.072.9

Синхронизированный автогенератор с фазовой обратной связью, пропорциональной сдвигу фазы / В. В. Рапин, В.С. Сулима // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С.87 – 91.

Представлен метод формирования фазовой обратной связи, обеспечивающий не только плавное изменение степени ее влияния, но и переход от положительной фазовой обратной связи к отрицательной. В отличие от других методов аппаратная реализация данного не зависит от вида обратной связи и ее порядка. Получена математическая модель синхронизированного автогенератора при дан-

ном способе введення фазової зворотної зв'язки. Исследование проведено методом линейной аппроксимации.

Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.373.072.9

Синхронизований автогенератор з фазовим зворотним зв'язком, пропорційним зрушенню фази / В.В. Рипин, В.С. Суліма // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 87 – 91.

Представлено метод формування фазового зворотного зв'язку, що забезпечує не лише плавну зміну міри її впливу, але і перехід від позитивного фазового зворотного зв'язку до негативного. У відношенні до інших методів апаратна реалізація даного не залежить від вигляду зворотного зв'язку та її порядку. Отримана математична модель синхронізованого автогенератора при даному способі введення зворотного зв'язку. Дослідження проведено методом лінійної апроксимації.

Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.373.072.9

The synchronized oscillator with phase feedback proportional to phase shift / V.V.Rapin, V.S.Sulima // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 87 – 91.

The method for formation of the phase feedback, which provides not only smooth change of the degree of its influence, but also transition from the positive phase feedback to the negative one, is presented. As distinguished from other hardware realization methods the given one does not depend on the feedback kind and its order. The model of the synchronized oscillator is developed using the phase feedback introduction. The investigation was performed using the linear approximation method.

Ref.: 7 items.

УДК 616-073.7:616-07

Проблеми впровадження методів термометрії для рішення медичних задач / С.Н. Сакало // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С.92 – 96.

Рассмотрены эффективные методы неинвазивной термометрии – радиотермометрия и акустотермометрия, каждый из которых имеет свои достоинства и ограничения. Показано, что наибольшими перспективами обладает двух- и многочастотный радиометрический метод, внедрение которого возможно при решении ряда теоретических и технических задач: определения теплофизических показателей биологических тканей в области измерения; корректное решение обратной задачи нахождения глубинного распределения температуры по интенсивности регистрируемого излучения; создание адаптированных к живой материи антенн-апликаторов работающих на нескольких (как минимум двух) длинах волн; разработка методики калибровки радиотермометров.

Библиогр.: 12 назв.

УДК 616-073.7:616-07

Проблеми впровадження методів термометрії для вирішення медичних задач / С.М. Сакало // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 92 – 96.

Розглянуто ефективні методи неінвазивної термометрії – радіотермометрії й акустотермометрії, кожний з яких має свої переваги й обмеження. Показано, що найкращі перспективи у двох- і багаточастотного радіометричного методу, впровадження якого можливо при вирішенні ряду теоретичних і технічних задач: визначення теплофізичних показників біологічних тканин в області де ведуться вимірювання; коректне рішення зворотної задачі знаходження глибинного розподілу температури по інтенсивності випромінювання яке реєструється; створення адаптованих до живої матерії антен-апликаторів які працюють на декількох (як мінімум двох) довжинах хвиль; розробка методики калібрування радіотермометрів.

Бібліогр.: 12 назв.

UDC 616-073.7:616-07

Problems of introducing thermometry methods for the medical tasks solution / S.N. Sakalo // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 92 – 96.

Effective methods of noninvasive thermometry have been considered – radio-thermometry and acoustic thermometry, each of them having its own advantages and limitations. It has been demonstrated that the most perspective are the bi-frequency and multi-frequency radiometric methods. Their introduction is possible after solution of a number of theoretical and technical issues: determining thermo-physical values of bio-tissues in the area of measurement; correct solution of a reverse task of determining in-depth temperature distribution by intensity of recorded radiation; creation of applicator-antennas operating at different (at least two) wavelengths; developing methods of radio thermometers calibration.

Ref.: 12 items

УДК 615.849.1

Анализ физических и радиобиологических аспектов современной дистанционной лучевой терапии / В.П. Старенький, Л.А. Аверьянова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С.97 – 101.

Рассматриваются физические характеристики и особенности применения ионизирующих излучений в современной дистанционной радиотерапии. Приведен сравнительный анализ пространственного распределения излучений и их биологической эффективности при воздействии на опухолевые клетки.

Табл. 4. Ил. 1. Библиогр.: 9 назв.

УДК 615.849.1

Аналіз фізичних та радіобіологічних аспектів сучасної дистанційної променевої терапії / В.П. Старенький, Л.О. Авер'янова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 97 – 101.

Розглядаються фізичні характеристики та особливості застосування іонізуючих випромінень у сучасній дистанційній радіотерапії. Наведений порівняльний аналіз просторового розподілу випромінень та їх біологічної ефективності при дії на пухлинні клітини.

Табл. 4. Іл. 1. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 615.849.1

The Analysis of Physical and Radiobiological Aspects of the Current Radiotherapy / V.P. Starenkiy, L.O. Averyanova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 97 – 101.

The ionizing radiation physical characteristics and features for current radio therapeutic use are considered. The comparative analysis of radiation spatial distribution and biological performance for tumor cells is given.

4 tab. 1 fig. Ref.: 9 items.

УДК 658.562; 621.38

Сравнение дискриминантных характеристик риноманометрических методов диагностики / О.Г. Аврунин, П.Ф. Шапов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С.102 – 107.

Проведено сравнение дискриминантных свойств риноманометрических методов диагностики верхних дыхательных путей человека. Показано, что риноманометрический метод исследования при форсированном дыхании обладает более высокими диагностическими характеристиками.

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр.: 11 назв.

УДК 658.562; 621.38

Порівняння дискримінантних характеристик риноманометричних методів діагностики / О.Г. Аврунин, П.Ф. Шапов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 102 – 107.

Виконано порівняння дискримінантних властивостей риноманометричних методів діагностики верхніх дихальних шляхів людини. Наведено, що риноманометричний метод обстеження при форсованому диханні має більш високі діагностичні характеристики.

Табл. 1. Іл. 1. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 658.562; 621.38

Comparison discriminant characteristics for rhinomanometrical diagnostic methods of human nasal airways / O.G. Avrunin, P.F. Shapov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 102 – 107.

Discriminant characteristics for rhinomanometrical diagnostic methods of human nasal airways are described. Discriminant characteristics of rhinomanometrical diagnostic method with high power inspiration have a high diagnostics precision.

1 tab. 1 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.372; 616.12:073.7

Методы локально-адаптивной нелинейной фильтрации электрокардиограммы / В.М. Колодяжный, Н.О. Тулякова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С.108 – 119.

Предлагаются методы локально-адаптивной нелинейной устойчивой фильтрации биомедицинского сигнала электрокардиограммы (ЭКГ). Для тестовых сигналов ЭКГ, регистрируемых с частотой дискретизации 400 и 200 Гц, по интегральным показателям критериев среднеквадратической ошибки и соотношения сигнал-шум исследуется эффективность предложенных локально-адаптивных филь-

ров. Показано высокое качество обработки сигнала ЭКГ в условиях априорной неопределенности локального поведения информационной составляющей и воздействия различного уровня гауссовых аддитивных и смешанных аддитивных и мультипликативных помех с неизвестной дисперсией.

Табл.2. Ил. 4. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.372; 616.12:073.7

Методи локально-адаптивної нелінійної фільтрації електрокардіограми / В.М. Колодяжний, Н.О. Тулякова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 108 – 119.

Пропонуються методи локально-адаптивної нелінійної стійкої фільтрації біомедичного сигналу електрокардіограми (ЕКГ). Для тестових сигналів ЕКГ, що реєструються з частотою дискретизації 400 та 200 Гц, за інтегральними показниками критеріїв середньоквадратичної помилки та співвідношення сигнал-шум досліджується ефективність запропонованих локально-адаптивних фільтрів. Показана висока якість обробки сигналу ЕКГ в умовах априорної невизначеності локальної поведінки інформаційної складової та впливу різного рівня гаусових адитивних і змішаних адитивних та мультипликативних завад з невідомою дисперсією.

Табл. 2. Іл. 4. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.372; 616.12:073.7

The locally adaptive methods of nonlinear filtering for electrocardiogram signal / V.M. Kolodyazhny, N.O. Tulyakova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 108 – 119.

The locally adaptive methods of nonlinear stable filtering for biomedical ECG signal are proposed. Efficiency of the proposed filters is analyzed according to integral criteria as mean square error and signal-to-noise ratio for test ECG signals recorded with sampling rate of 400 and 200 Hz. High quality of ECG signal processing under a priori uncertainty of signal component local behavior and presence of additive and mixed additive and multiplicative noise with unknown variances is demonstrated.

2 tab. 4 fig. Ref.: 10 items.

УДК 681.3.016

Применение акустической модели для управления мобильным роботом / И.Ш. Невлюдов, А.М. Цымбал, С.С. Милютина, В.Ю. Шарковский // Радіотехніка: Всеукр. межвід. науч.-техн. сб. – 2011. – Вип. 164. – С.120 – 125.

Рассматривается применение акустической модели для создания программы управления мобильным роботом. Приводится описание метода создания независимой от диктора акустической модели. Созданное программное обеспечение позволяет распознавать управляющие команды произнесенные голосом для дальнейшего формирования задания системе управления мобильным роботом. Применение данной программы для управления роботом позволит в значительной степени сократить время необходимое для формулировки задания системе управления, а также обеспечивает возможность управления роботом без необходимости в специализированных технических средствах и длительном обучении оператора.

Ил. 6. Библиогр.: 4 назв.

УДК 681.3.016

Використання акустичної моделі для керування мобільним роботом / І.Ш. Невлюдов, О.М. Цимбал, С.С. Мільотіна, В.Ю. Шарковський // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 120 – 125.

Розглядається застосування акустичної моделі для створення програми управління мобільним роботом. Наводиться опис методу свідомості незалежної від диктора акустичної моделі. Розроблене програмне забезпечення дозволяє розпізнавати керуючі команди вимовлені голосом для подальшого формування завдання системі керування мобільним роботом. Застосування даної програми для керування роботом дозволить значною мірою скоротити час, необхідний для формулювання завдання системі управління, а також забезпечує можливість керування роботом без необхідності в спеціалізованих технічних засобах і тривалому навчанні оператора.

Іл. 6. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 681.3.016

Application of acoustic model for mobile robot control / I.Sh. Nevlyudov, A.M. Tsimbal, S.S. Milyutina, V.Yu. Sharkovsky // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 120 – 125.

This article discusses the use of the acoustic model for voice control of mobile robot. The method for development of a speaker-independent acoustic model is described. The developed software makes it possible to recognize the control commands set by voice for the following task set in mobile robot control system. Such program application significantly reduces the time, need to formulate robot's control task, it also supplies the ability to control robot without specialized technical tools and long-term operator training.

6 fig. Ref.: 4 items.

УДК.621.372.828

До питання про моделювання мікрохвильових технологічних установок сушіння деревини з хвилею, що біжить / М.А. Омаров, Р.І. Цехмістро, С.Д. Орехова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С.126 – 132.

Представлено фізичні аспекти моделювання розподілу потужності електромагнітного поля у камері СВЧ сушіння деревини при проходженні хвилі, що біжить. Представлені уточнення до існуючих електродинамічних моделей, які дозволяють усунути наявні недоліки.

Проведено чисельний аналіз розподілу потужності електромагнітного поля в еквідистантній решітці випромінювачів Герца. Представлений аналіз фазових характеристик електромагнітного поля електричного диполя Герца в провідному середовищі, яка фізично еквівалентна штабелю деревини.

УДК.621.372.828

К вопросу о моделировании микроволновых технологических установок сушки древесины с бегущей волной / М.А. Омаров, Р.И. Цехмистро, С.Д. Орехова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С. 126 – 132.

Представлены физические аспекты моделирования распределения мощности электромагнитного поля в камере СВЧ сушки древесины при прохождении бегущей волны. Представлены уточнения к существующим электродинамическим моделям, которые позволяют устранить имеющиеся недостатки.

Проведен численный анализ распределения мощности электромагнитного поля в эквидистантной решетке излучателей Герца. Представлен анализ фазовых характеристик электромагнитного поля электрического диполя Герца в проводящей среде, которая физически эквивалентна штабелю древесины.

UDC.621.372.828

On the problem of microwave technological chambers modeling for timber drying with the running wave / M.A. Omarov, R.I. Tsekhmistro, S.D. Orekhova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 126 – 132.

Physical aspects of modeling of the electromagnetic field capacity distribution in the microwave chamber for wood drying submitted to the passage of the running wave are presented. Refinements of the available electrodynamic models which make it possible to remove existing shortages are given.

The numerical analysis of the electromagnetic field capacity distribution in equidistant array of Hertz radiators is carried out. The analysis of the Hertz electric dipole electromagnetic phase characteristics is given for the conducting medium equivalent to the timber pile is given.

УДК 681.536.53

Локализация носителей в многослойных наноструктурах обусловленная интерференционной передислокацией волновых функций / А.Г. Пащенко, В.М. Ванцан // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вип. 164. – С.133 – 138.

Рассмотрены вопросы формирования энергетического спектра многослойных наноструктур и его адекватное модельное описание с помощью метода малых возмущений. Показан немонотонный характер изменения собственных значений энергии и собственных функций частиц в зависимости от параметров структуры. В несимметричных наноструктурах показана интерференционная передислокация волновых функций, определяющая пространственное разделение - локализацию носителей по областям наноструктуры.

Ил. 6. Библиогр.: 3 назв.

УДК 681.536.53

Локалізація носіїв в багатошарових наноструктурах обумовлена інтерференційною передислокацією хвильових функцій / О.Г. Пащенко, В.М. Ванцан // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 133 – 138.

Розглянуто питання формування енергетичного спектру багатошарових наноструктур та його адекватне модельне описання за допомогою методу малих збурень. Показаний немонотонний характер зміни власних значень енергії та власних функцій частинок в залежності від параметрів структури. У несиметричних наноструктурах показана інтерференційна передислокація хвильових функцій яка визначає просторове розділення – локалізацію носіїв по областям наноструктури.

Іл. 6. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 681.536.53

Localization of carriers in multilayer nanostructures stipulated by interference redislocation of wave functions / A.G. Pashchenko, V.M. Vantsan // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 133 – 138.

The problems of formation of the multilayer nanostructures energy spectrum and its adequate model description with the small perturbations method are considered. Non-monotonous nature of the energy eigenvalues and the particle eigenfunctions variations depending on the structure parameter is shown. The interference redislocation of wave functions defining the spatial separation – carriers localization over the nanostructure field is shown in asymmetrical nanostructures.

6 fig. Ref.: 3 items.

УДК 681.324

Исследование методов многоагентного управления участком сборки РЭА / С. П. Новосёлов, И. Ю. Лобанова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С.139 – 143.

Рассмотрены вопросы, связанные с анализом методов многоагентного управления автоматизированным участком сборки РЭА, на котором установлены манипуляторы для перемещения и установки радиоэлементов на печатные платы. Исследованы основные свойства агентов. Рассмотрен вопрос постановки задачи группового управления роботами.

УДК 681.324

Дослідження методів многоагентного керування ділянкою збирання РЕА / С. П. Новоселов, І. Ю. Лобанова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 139 – 143.

Розглянуто питання, пов'язані з аналізом методів багатоагентного керування автоматизованою ділянкою зборки РЕА, на якому встановлені маніпулятори для переміщення та встановлення радіоелементів на друковані плати. Досліджено основні властивості агентів. Розглянуто питання постановки задачі групового керування роботами.

UDC 681.

The investigation of methods of REA assembly areas multiagent control / S. P. Novoselov, I. U. Lobanova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 139 – 143.

The problems associated with analysis of methods for multiagent control over REA automated assembly areas, where cranes are installed to move and install the radio components on printed circuit boards. The basic properties of agents are studied. The statement of the robots group control problem is considered.

УДК 621.3.049.77

Исследование отражательной способности поверхностей зеркал МЭМС оптических переключателей / А.И. Филипенко, Е.Л. Дьяченко, В.Н. Казимирова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С.144 – 149.

Представлены результаты исследований возможности улучшения передаточных характеристик МЭМС оптических переключателей по средствам моделирования отражательной способности зеркал при использовании различных металлов и комбинации толщины отражательного слоя; зависимости этих параметров от длины световой волны. Приведены результаты экспериментальных исследований свойств различных металлов для получения максимальной отражательной способности зеркал.

Табл. 3. Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.3.049.77

Дослідження відбивної здатності поверхонь дзеркал МЕМС оптичних перемикачів / А.І. Филипенко, Е.Л. Дьяченко, В.М. Казимирова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 144 – 149.

Представлено результати досліджень можливості поліпшення передавальних характеристик МЕМС оптичних перемикачів по засобах моделювання відбивної здатності дзеркал при використанні різних металів і комбінації товщини відбивного шару. А також, залежності цих параметрів від довжини світлової хвилі. Наведено результати експериментальних досліджень властивостей різних металів для здобуття максимальної відбивної здатності дзеркал.

Табл. 3. Ил. 3. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.3.049.77

Research of reflectivity of surfaces mirrors for MEMS optical switches / A.I. Filipenko, E.L. Dyachenko, V.N. Kazimirova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 144 – 149.

The results of researches of the possibility to improve the transmission characteristics of MEMS for optical switches are in-process presented on facilities of design of reflectivity of mirrors when using different metals and combination of the reflecting layer thickness. And also, dependences of these parameters on light wave length. Results of experimental researches into properties of different metals are brought for obtaining the maximal reflectivity of mirrors.

3 tab. 3 fig. Ref.: 5 items.

УДК 004.31:004.22:534:621.382

Моделирование фоторефрактивного изменения показателя преломления в кристалле LiNbO_3 / А.Ю. Липинский, А.Н. Рудякова // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С.150 – 154.

Проведено моделювання зміни показателя преломлення в кристалі LiNbO_3 під впливом просторово модульованого падаючого світлового потоку з дискретним характером розподілу інтенсивності. Представлені результати моделювання, демонструючі можливість збереження дискретної структури сигналу при його записі, зроблені висновки про подальший напрямок досліджень з метою збільшення контрастності записаного транспаранта, а також о виборі методів моделювання процесу запису в часовій області.

Ил. 6. Библиогр.: 11 назв.

УДК 004.31:004.22:534:621.382

Моделювання фоторефрактивної зміни показника заломлення в кристалі LiNbO_3 / О.Ю. Липинський, Г.М. Рудякова // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 150 – 154.

Проведене моделювання зміни показника заломлення в кристалі LiNbO_3 під впливом просторово модульованого падаючого світлового потоку з дискретним характером розподілу інтенсивності. Представлені результати моделювання, які демонструють можливість збереження дискретної структури сигналу в процесі запису, зроблені висновки про подальший напрямок досліджень з метою збільшення контрастності сформованого транспаранта, а також про вибір методів моделювання процесу запису в часовій області.

Ил. 6. Библиогр.: 11 назв.

UDC 004.31:004.22:534:621.382

Modeling of refraction index photorefractive variation in LiNbO_3 crystal / A.Y. Lipinski, A.N. Rudiakova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 150 – 154.

The modeling of refraction index variation in the LiNbO_3 crystal due the influence of the space-modulated incident light beam with the discrete case of intensity distribution was conducted. The results of modeling were presented. The possibility to save the discrete structure of the incident signal during the writing procedure was shown. The conclusions about the further direction of investigations for the improvement of the written transparency contrast ratio were made. The modeling methods for the time-domain modeling of the photorefractive writing process were highlighted.

6 fig. Ref.: 11 items.

УДК 681.3.016

Експериментальна перевірка теоретичних основ, положених в основу технології автоматизованого контролю шерохватості поверхні підкладки / І.Ш. Невлюдов, С.П. Новоселов, А.Г. Резниченко // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С.155 – 162.

Розглядаються результати експериментальної перевірки запропонованого методу розпізнавання і відновлення інтерференційного сигналу відбитого від функціональної поверхні підкладки, виконаної моделюванням на ПЕОМ.

УДК 681.3.016

Експериментальна перевірка теоретичних основ, покладаєних в основу технології автоматизованого контролю шерохватості поверхні підкладки / І.Ш. Невлюдов, С.П. Новоселов, А.Г. Резниченко // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 155 – 162.

Розглядаються результати експериментальної перевірки запропонованого методу розпізнавання і відновлення інтерференційного сигналу відбитого від функціональної поверхні підкладки, виконаної моделюванням на ПЕОМ.

UDC 681.3.016

Experimental verification of theoretical foundations making basis of the substrate roughness surface automated control technology / I.Sh. Nevlyudov, S.P. Novoselov, A.G. Reznichenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 155 – 162.

The results of experimental verification of the proposed method for recognition and restoration of the interference signal reflected from the functional surface of the substrate made by simulation on PC are considered.

УДК 621.382.232; 621.382.3

Температурная зависимость сопротивления канала МОП-транзисторных структур в открытом состоянии / Л.Ф. Политанский, В.В. Лесинский // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С.163 – 167.

Приведены теоретические и экспериментальные исследования температурной зависимости сопротивления канала МОП-транзисторов в открытом состоянии в области криогенных и предельно допустимых повышенных рабочих температур. Показано, что при значениях отпирающих напряжений соизмеримых с пороговыми напряжениями на сопротивление канала существенное влияние оказывает как механизм рассеивания носителей тока, так и температурная зависимость их порогового напряжения.

Ил. 3. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.382.232; 621.382.3

Температурна залежність опору каналу МОП-транзисторних структур у відкритому стані / Л.Ф. Політанський, В.В. Лесінський // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 163 – 167.

Наведено теоретичні та експериментальні дослідження температурної залежності опору каналу МОП-транзисторів у відкритому стані в області криогенних та гранично допустимих підвищених робочих температур. Показано, що при значеннях відпираючих напруг співрозмірних з пороговими напругами на опір каналу істотно впливає як механізм розсіювання носіїв струму, так і температурна залежність їх порогової напруги.

Ил. 3. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.382.232; 621.382.3

Temperature dependence of MOS transistor structures channel resistance in oncondition / L.F. Polytans'kyu, V.V. Lesins'kyu // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 163 – 167.

Theoretical and experimental study of temperature dependence of MOS transistor channel resistance in on condition in the range of cryogenic and maximum permissible raised operating temperatures are carried out. It is shown that by values of trigger voltage comparable with threshold voltage considerable influence on channel resistance is made both by current carrier scattering mechanism and temperature dependence of their threshold voltage.

3 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.362:621.383:629.7.017.1

Исследование и разработка высокоэффективных фотопреобразователей на основе монокристаллического кремния / В.Н. Борцов, Н.И. Слипченко, А.М. Листратенко, В.А. Антонова, И.Т. Тымчук, М.А. Проценко, Я.Я. Костышин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С.168 – 173.

Представлены результаты теоретического и экспериментального исследования усовершенствованной технологии изготовления радиационно стойких фотопреобразователей космического назначения со специфическим концентрационным профилем примеси вблизи фронтальной поверхности и с повышенной эффективностью преобразования солнечного излучения. Рассмотрены пути дальнейшего улучшения параметров фотопреобразователей.

Ил.1 . Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.362:621.383:629.7.017.1

Дослідження і розробка високоефективних фотоперетворювачів на основі монокристалічного кремнію / В.М. Борцов, М.І. Слипченко, О.М. Листратенко, В.А. Антонова, І.Т. Тимчук, М.А. Проценко, Я.Я. Костышин // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 168 – 173.

Представлено результати теоретичного і експериментального дослідження вдосконаленої технології виготовлення радіаційностійких фотоперетворювачів космічного призначення із специфічним концентраційним профілем домішок поблизу фронтальної поверхні і з підвищеною ефективністю перетворення сонячного випромінювання. Розглянуто шляхи подальшого покращення параметрів фотоперетворювачів.

Ил. 1. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.362:621.383:629.7.017.1

Research and development of high-efficiency single-crystal silicon solar cells / V. Borshchov, M. Slipchenko, A. Listratenko, V. Antonova, I. Tymchuk, M. Protsenko, Ya. Kostyshyn // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 168 – 173.

The results of theoretical and experimental research of the improved technology of radiation-resistant solar cells of the space setting are presented with the specific impurity distribution profile near-by a front surface and with higher efficiency of sun light conversion. The ways of solar cells parameters further improvement are considered.

Fig.1. Ref.: 7 items.

УДК 386.2+521.2:629.705:391.26

Рассеяние электромагнитных волн малым деформирующимся во времени эллипсоидом / Т.Е.Ремаева, А.Г.Нерух, А.В. Ружицкий // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С.174 – 179.

Рассеяние электромагнитных волн эллипсоидом с изменяющимися во времени размерами рассмотрено в приближении квазистатики с помощью метода интегральных уравнений. Рассмотрен случай, когда размеры эллипсоида намного меньше длины волны. Исследованы зависимости поперечников рассеяния от времени для случаев возмущений, вызванных деформацией поверхностей сферы, вытянутого и вогнутого эллипсоидов.

Ил. 4.

УДК 386.2+521.2:629.705:391.26

Розсіяння електромагнітних хвиль малим еліпсоїдом, що деформується у часі / Т.Є.Ремаєва, О.Г.Нерух, А.В. Ружицький // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 174 – 179.

Розсіяння електромагнітних хвиль еліпсоїдом з розмірами, що змінюються в часі, розглянуто в наближенні квазистатики за допомогою методу інтегральних рівнянь. Розглянуто випадок, коли розміри еліпсоїда набагато менше довжини хвилі. Досліджено залежності поперечників розсіяння від часу для випадків обурень, викликаних деформацією поверхонь сфери, витягнутого й увігнутого еліпсоїдів.

Іл. 4.

UDC 386.2+521.2:629.705:391.26

Scattering electromagnetic waves by a small ellipsoid that deforms in time / T.Ye.Remayeva, A.G. Nerukh, A.V. Ruzhytskyi // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 174 – 179.

Scattering of electromagnetic waves by an ellipsoid with time-changing dimensions is considered in the approximation of quasi-statics using the method of integral equations. The case is considered when the dimensions of the ellipsoid are much smaller than the wavelength. Time dependences of the scattering cross sections for the surface disturbances of a sphere, prolate and oblate ellipsoids are examined.

4 fig.

УДК 621.385.6

Радиационные эффекты в ближнеполевой микроволновой микроскопии полупроводников / Ю.Е. Гордиенко, С.Ю. Ларкин, А.С. Сорока // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С.180 – 189.

Обоснованы особенности построения адекватной численной электродинамической модели перспективных конструкций резонаторных сенсоров с коаксиальной измерительной апертурой для микроволновой микроскопии полупроводниковых структур. Учет излучения из измерительной апертуры и связанных с ним радиационных эффектов при обработке первичных измерительных сигналов позволяет корректно формулировать требования к конструкциям и параметрам сенсоров, снижать систематические погрешности при интерпретации ближнеполевых измерений поверхностных и объемных микроструктур различной природы.

Ил. 6. Библиогр.: 25 назв.

УДК 621.385.6

Радіаційні ефекти в ближньополевої мікрохвильовій мікроскопії напівпровідників / Ю.О. Гордієнко, С.Ю. Ларкін, О.С. Сорока // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 180 – 189.

Обґрунтовано особливості побудови адекватної числової електродинамічної моделі перспективних конструкцій резонаторних сенсорів з коаксіальною вимірювальною апертурою для мікрохвильової мікроскопії напівпровідникових структур. Врахування випромінювання з вимірювальної апертури та пов'язаних з ним радіаційних ефектів при обробці первинних вимірювальних сигналів дозволяє коректно формулювати вимоги до конструкцій і параметрів сенсорів, знижувати систематичні похибки при інтерпретації ближньополевих вимірювань поверхневих та об'ємних микроструктур різної природи.

Лл. 6. Бібліогр.: 25 назви.

UDC 621.385.6

Radiating effects in near field microwave microscopy of semiconductors / Yu.Ye. Gordiyenko, S.Yu. Larkin, A.S. Soroka // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 180 – 189.

The features of construction of adequate numerical electrodynamic model of perspective designs of resonator sensors with the coaxial measuring aperture for microwave microscopy of semiconductor structures are proved. Taking into account radiation from the measuring aperture and radiating effects, associated with it, at processing primary measuring signals makes it possible to formulate correctly requirements to designs and parameters of sensor controls, to reduce regular errors of near field measurements of surface and bulk microstructures of a various nature.

6 fig. Ref.: 25 items.

УДК 681.32

Разработка методов повышения отказоустойчивости и надежности функционирования компонентов телекоммуникационных систем и сетей / В.Г. Котух, М.А. Мирошник // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 164. – С.190 – 197.

Дана класифікація дефектів в телекомунікаційних системах. Проведено функціональне (он-лайн) і тестове діагностування телекомунікаційних систем на функціонально-структурному рівні.

Бібліогр.: 12 назв.

УДК 681.32

Разработка методов підвищення відмовостійкості та надійності функціонування компонентів телекомунікаційних систем і мереж / В.Г. Котух, М.А. Мирошник // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 164. – С. 190 – 197.

Дана класифікація дефектів в телекомунікаційних системах. Проведено функціональне (он-лайн) і тестове діагностування телекомунікаційних систем на функціонально-структурному рівні.

Бібліогр.: 12 назв.

UDC 681.32

Develop methods to increase resiliency and reliability of the components of telecommunications systems and networks / V.G. Kotuh, M.A. Miroshnik // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 164. – P. 190 – 197.

The classification of defects in telecommunication systems. A functional (On-line) and test diagnosis of telecommunication systems on a functional-structural level.

Ref.: 12 items.