

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

**Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник**

Основан в 1965 г.

В Ы П У С К 1 7 3

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2013

УДК 621.3

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

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

Ответственность за содержание статей несут авторы.

Редакционная коллегия

Н.И. Слипченко, *д-р физ.-мат наук, проф. (главный редактор)*
Ю.Б. Гимпилевич, *д-р физ.-мат. наук, проф.*
И.Д. Горбенко, *д-р техн. наук, проф.*
Ю.Е. Гордиенко, *д-р физ.-мат. наук, проф.*
А.Н. Довбня, *чл.-кор. НАНУ, д-р физ.-мат. наук., проф.*
В.М. Карташов, *д-р техн. наук, проф.*
А.А. Коноваленко, *академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук*
В.М. Кузмичев, *д-р физ.-мат. наук, проф.*
Л.М. Литвиненко, *академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук*
А.И. Лучанинов, *д-р физ.-мат. наук, проф. (зам. главного редактора)*
И.М. Неклюдов, *академик НАНУ, д-р физ.-мат. наук*
А.Г. Пащенко, *канд. физ.-мат. наук, доц. (ответственный секретарь)*
В.В. Поповский, *д-р техн. наук, проф.*
Э.Д. Прохоров, *д-р физ.-мат. наук, проф.*
А.И. Стрелков, *д-р техн. наук, проф.*
К.С. Сундучков, *д-р техн. наук, проф.*
П.Л. Токарский, *д-р физ.-мат. наук, проф.*
А.И. Фисун, *д-р физ.-мат. наук, проф.*
Г.И. Хлопов, *д-р техн. наук*
Я.С. Шифрин, *д-р техн. наук, проф.*

Международная редакционная коллегия

A.G. Karabanov, USA
S.E. Sandström, Sveden
N. Chichkov, Germany

*Ответственный за выпуск А.И. Лучанинов, д-р физ.-мат. наук, проф.
Технический секретарь Е.С. Полякова*

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол № 20 от 29.03. 2013.

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

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

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА
Випуск 173
Російською, українською та англійською мовами

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА
Выпуск 173
На русском, украинском и английском языках

Коректор Л.І. Сащенко

Підп. до друку 29. 06. 2013. Формат 60x90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.
Ум. друк. арк. 11,2. Обл.-вид. арк. 10,4. Тираж 300 прим. Зам. № 132. Ціна договір.

Харківський національний університет радіоелектроніки (ХНУРЕ)
Просп. Леніна, 14, Харків, 61166.

Оригінал-макет підготовлено і збірник надруковано у ПФ „Колегіум”, тел. (057) 703-53-74.
Свідоцтво про внесення суб’єкта видавничої діяльності до Державного реєстру видавців.

Сер. ДК №1722 від 23.03.2004.

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОДИНАМИКА, АНТЕННЫ И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА, РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

<i>В.В. Должигов</i> Корреляционные характеристики поля антенны с круглой сфокусированной апертурой	5
<i>С.Н. Ерин, П.Л. Токарский</i> Взаимные связи между антеннами, используемыми в качестве элементов фазированной антенной решетки для радиотелескопа декаметрового диапазона волн	23
<i>Н. Н. Горбеев, А. А. Елизаренко</i> Многодиапазонные пирамидальные рупорные антенны с одинаковой шириной главного лепестка диаграммы направленности	31
<i>В. А. Швец</i> Расчет антенной решетки спутниковых аэронавигационных систем	38
<i>Д.В. Грецих, А.В. Гомозов, Ш.Ф.А. Аль-Самарай, Д.Ю. Горелов, А.А. Сторожев</i> Исследование приемно-выпрямительных элементов ректенн систем беспроводной передачи энергии к труднодоступным объектам	42
<i>В.В. Щербак</i> Конверсия ТЕМ-волны в высшие ТМ-волны на каскадах разнопериодных ленточных диафрагм	48
<i>М. В. Мищенко, А. Ю. Фарафонов, С. Н. Романенко, Н. И. Фурманова</i> Исследование влияния отверстия в экранирующем слое на значение емкостей неоднородностей топологии в устройствах на связанных микрополосковых линиях	53
<i>О.Л. Шляева, В.А. Петров</i> Структура зон многолучевости и каустик при распространении радиоволн за радиогоризонт	57
<i>В.М. Карташов, Д.Н. Куля, М.В. Кушир, Е.Г. Толстых</i> Выбор модели изменения скорости звука для оптимального линейного фильтра систем радиоакустического зондирования атмосферы	63

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

<i>Ю.Б. Гимплевич, Э.А. Левин, Д.А. Савочкин</i> Современное состояние и перспективы развития методов пространственной локализации объектов на основе технологий радиочастотной идентификации	69
<i>Ю.А. Коваль, В.Ю. Приймак, А.А. Костыря, Б.А. Ал-Твежри, А.Ф. Хуссейн</i> Экспериментальные исследования потенциальной точности сличения шкал времени с применением сигналов системы SBAS	81
<i>А. А. Костыря, С.А. Плехно, В.Н. Науменко, А.А. Сомов, Х.Х. Асаад</i> Применение интерполирующих алгоритмов для получения оценок сдвига шкал эталонов времени и частоты при синхронизации по общему источнику сигналов	88
<i>В. А. Ливнов, Ю. А. Коваль</i> Анализ погрешностей и неопределенностей системы позиционирования с ультразвуковым измерительным и электромагнитным информационными каналами	96
<i>Н.М. Калюжный, А.М. Попов, В.А. Ковшарь</i> Методика оценивания эффективности функционирования системы мониторинга общих пользователей радиочастотного ресурса на основе пространственно-частотно-временного подхода. Часть 2	101
<i>А.В. Воргуль, Ю.Х. Сулейман</i> Цифровая метеорная система передачи информации. Идентификация параметров модели	110
<i>А.В. Ивженко, А.И. Цона</i> Оценка эффективности работы механизма адаптации на основе метрики PSNR беспроводной системы связи WiMAX в многолучевых каналах	122
<i>Х. Д. Ал-Джанаби, Н. Т. Насиф, В.С. Вовченко</i> Сравнение технологий беспроводного доступа WiMAX и LTE	131
<i>В.С. Тюрин, С.В. Тюрин, И.С. Морозов</i> Формирование корректировочных поправок для лазерного измерителя расстояний	137
<i>Е.А. Бессонов, И.В. Дицкий</i> Оценка и интерполяция зенитных тропосферных задержек с использованием ГНСС-наблюдений сети референчных станций	145
<i>А.Н. Олейников, Ю.В. Лыков, А.И. Шкарлет, Р.К. Стародубов</i> Результаты радиолокационных исследований метеорной активности по сигналам телевизионного вещания	153
<i>Б.В. Жуков, А.В. Одновол</i> Акустический уровень с высокой разрешающей способностью для контроля жидких сред	158

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

<i>В.М. Безрук</i> Селекция и распознавание заданных случайных сигналов	164
<i>А. А. Могила, Г. И. Хлопов</i> Решающая статистика обнаружения сигналов с неизвестной начальной фазой при использовании стохастических зондирующих радиосигналов	171
<i>А.И. Литвин-Попович</i> Обнаружение узкополосных сигналов	183

ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИИ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

<i>Г.З. Халимов</i> Высокоскоростное универсальное хеширование по алгебраическим кривым	189
<i>Д.Г. Ганишин, В.В. Маслий, А.И. Цона</i> Исследование защищенности системы связи с многочастотными сигналами	195
<i>И. Е. Антипов, Т. А. Василенко, В.С. Вовченко</i> Применение теории игр для защиты беспроводных Wi-Fi сетей	204

СИСТЕМЫ ТЕХНИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

<i>Ю.В. Лыков, О.А. Сягаева</i> Концепция построения защищенных видеосистем	208
<i>Ю.В. Лыков, К.С. Колесник, М.С. Колесник, А.В. Белущенко</i> Выбор порогового значения отношения	216

сигнал/шум для расчета дальности составного акусто-радиоэлектронного канала утечки информации
А.Н. Олейников, А.О. Войтенко Сравнительная характеристика параметров узконаправленных микрофонов

224

РЕФЕРАТЫ

232

CONTENT

ELECTRODYNAMICS, ANTENNAS AND MICROWAVE DEVICES, PROPAGATION OF RADIO WAVES

<i>V.V. Dolzhikov</i> Correlation characteristics of the circular focused aperture field	5
<i>S.N. Yerin, P.L. Tokarsky</i> Mutual couplings between antennas used as elements of a phased antenna array for the radio telescope of decameter wave band	23
<i>N. N. Gorobets, A. A. Elizarenko</i> Multiband pyramidal horn antennas with the same width of the main directional lobe	31
<i>V. A. Shvets</i> Calculation of the array of satellite aeronautical systems	38
<i>D.V. Gretsikh, A.V. Gomozov, Sh.F.A. Al – Sammarai, D.Yu. Gorelov, A.A. Storojev</i> Researches of receiving-rectifying elements of the rectennas for wireless power transmission systems to remote objects	42
<i>V.V. Shcherbak</i> Conversion of the TEM-wave to higher TM –waves on a cascade of unequally-period strip diaphragms	48
<i>M. Mishchenko, A. Farafonov, S Romanenko, N.Furmanova</i> Investigation of the defected ground plane influence on the value of the discontinuity capacitance topology for coupled microstrip lines	53
<i>O.L. Shylyayeva, V.A. Petrov</i> Structure of multi rays regions and caustics at propagation beyond the radio horizon	57
<i>V.M.Kartashov, D.M.Kulia, M.V.Kushnir, E.G.Tolstyh</i> Choice of the model of the sound velocity change for the optimal linear filter of the atmospheric radio acoustic sounding systems	63

THEORY AND TECHNOLOGY OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS

<i>Yu.B. Gimpilevich, E.A. Levin, D.A. Savochkin</i> Current state and development prospects of spatial object localization methods based on technologies of radio frequency identification	69
<i>Y. Koval, V. Pryimak, A. Kostyrya, B. Al-Tvezhri, A. Khusseyn</i> Experimental research into potential exactness of time-scales collation using of the SBAS system signals	81
<i>A. A. Kostyria, S.A. Plehno, V.N. Naumenko, A.A. Somov, Khalid-H-Asaad</i> Application of the interpolation algorithms to the shift count scales of time and frequency synchronization signal from the general source	88
<i>V.A. Livnov, U.A. Koval</i> Analysis of errors and uncertainties of the positioning system with ultrasonic measuring and electromagnetic information channels	96
<i>N.M. Kalyuzhny, A.M. Popov, V.A. Kovshar</i> Methods for evaluation of efficiency of the monitoring system functioning of general users of radio frequency resource based on the space-time-frequency approach. Part 2	101
<i>A. Vorgul, Yu. Sulaiman</i> Digital meteor data communication system. Fitting of the model	110
<i>O. Ivzhenko, O. Tsopa</i> Evaluation of efficiency of the adaptation mechanism based on the metrics of the PSNR wireless system WiMAX	122
<i>H.D. Al-Janabi, N. T. Nasif, V.S. Vovchenko</i> Comparison of WiMAX and LTE wireless access technologies	131
<i>V.S. Tyurin, S.V. Tyurin, I.S.Morozov</i> Forming of corrective proofs for laser distance meter	137
<i>E.A.Bessonov, I.V. Ditskiy</i> Estimation and interpolation of zenith tropospheric delay with the use of GNSS observations reference network	145
<i>A.N. Oleynikov, Y.V. Lykov, A.I. Shkarlet, R.K.Starodubov</i> Results of radiolocation investigations of meteor activity using television broadcasting signals	153
<i>B.V. Zhukov, A.V.Odnovol</i> Acoustic level meter with a high resolving power for the liquid media control	158

SIGNAL PROCESSING

<i>V.M. Bezruk</i> Selection and recognition of predetermined random signals	164
<i>A. A. Mogyla, G. I. Khlopov</i> Solving statistics of signals detection with unknown initial phase when using random sounding radio-frequency signals	171
<i>A.I. Lytvyn-Popovych</i> Narrowband signals detection	183

INFORMATION SECURITY IN RADIO ENGINEERING AND TELECOMMUNICATION SYSTEMS

<i>G.Z. Khalimov</i> High-speed universal hashing on the algebraic curves	189
<i>D. Hanshyn, V. Masliy, O.Tsopa</i> Research into protection of communication systems with multi-carrier signals	195
<i>I. E. Antipov, T. A. Vasilenko, V.S. Vovchenko</i> The game theory application to wireless Wi-Fi networks protection	204

INFORMATION TECHNICAL PROTECTION SYSTEMS

<i>Y.V. Lykov, O.A. Syagaeva</i> Concept of secure video systems creation	208
<i>Y.V. Lykov, K.S. Kolesnik, M.S.Kolesnik, A.V.Bilushenko</i> The choice of the value threshold of the signal/noise attitude for calculation of composition acoustic-radioelectronics channel of the information leakage distance	216
<i>A. Oleynikov, A. Voitenko</i> Comparative characteristics of narrowly focused microphones' parameters	224

КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЯ АНТЕННЫ
С КРУГЛОЙ СФОКУСИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

Введение

К настоящему времени поле ряда излучающих систем (ИС) в их зоне Френеля изучено довольно обстоятельно. Однако имеющаяся в литературе информация не в полной мере удовлетворяет потребности практики. Связано это с тем, что в реальных ИС распределение источников всегда в той или иной мере случайно. Наличие случайностей в распределении источников существенно ухудшает характеристики ИС, ограничивает их потенциальные возможности. При этом, с увеличением электрических размеров ИС и усложнением их конструкции, роль различных факторов, порождающих «случайности» в амплитудно-фазовом распределении и положении источников, значительно возрастает. Это проявляется особенно заметно в крупных, сложных, дорогостоящих антеннах. В 80 – 90-х годах Я.С. Шифриным и его сотрудниками был выполнен цикл работ по построению статистической теории ИС (теории антенн со случайными источниками) в зоне Френеля применительно к линейным излучающим системам, результаты которых в обобщенном виде приведены в [1].

Изучение статистики поля ИС в их зоне Френеля на примере линейной излучающей системы (ЛИС) позволило выявить присущие этой зоне основные статистические эффекты и закономерности их изменения. Однако, с практической точки зрения, более важное значение имеют исследования для ИС с двумерными апертурами, в частности для широко распространенного типа антенн – антенны с круглой апертурой. Результаты изучения средних и флуктуационных характеристик приведены в [2, 3].

Цель работы – изучение корреляционных характеристик поля на фокальной сфере сфокусированных в зону Френеля антенн с круглой апертурой, при наличии в их раскрыве фазовых флуктуаций.

1. Исходные соотношения

Рассмотрим плоскую синфазную равномерно возбужденную круглую апертуру S радиуса R , сфокусированную в зону Френеля. Поле данной антенны в приближении Френеля с

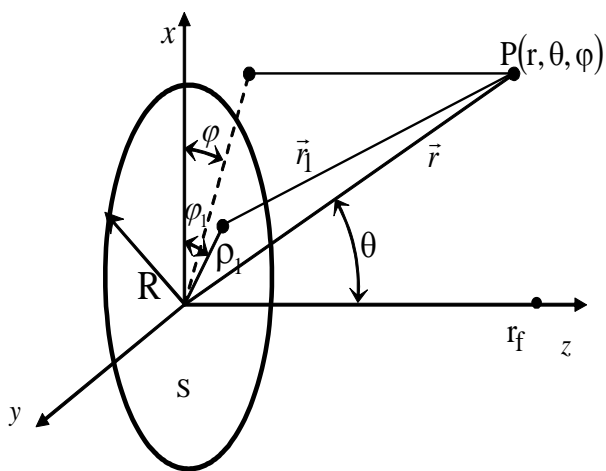


Рис. 1

точностью до несущественного множителя $(ikE_A\pi e^{-ikr}/8)$, где E_A – амплитуда поля на апертуре, $k = 2\pi/\lambda$, λ – длина волны в свободном пространстве, можно представить в виде [1]:

$$E_0(\zeta, \psi) = \frac{2}{\chi(\zeta)_0} \int_0^1 e^{i2\zeta u^2} J_0(u\psi) u du, \quad (1)$$

Входящие в (1) безразмерные переменные ψ, u и ζ связаны с реальными координатами системы (см. рис.1) следующими соотношениями:

$$\psi = kR \sin \theta, \quad u = \rho_1 / R,$$

$$\zeta = \pi r_{дз} (1 - r_f / r) / 16 r_f;$$

где $\chi(\zeta) = \pi\chi_0 / (1 - 16\chi_0\zeta/\pi) = r/r_{\text{дз}}$, $r_{\text{дз}} = 8R^2/\lambda$ – расстояние до границы дальней зоны, $\chi_0 = r_f/r_{\text{дз}}$, r_f – фокусное расстояние.

Множитель $1/\chi(\zeta)$ в выражении (1) можно далее отбросить, так как в окончательных выражениях для коэффициентов корреляции (нормированных корреляционных функций) он исчезает. Соответственно, далее вместо (1) будем использовать для поля выражение

$$E_0(\zeta, \psi) = 2 \int_0^1 e^{i2\zeta u^2} J_0(u\psi) u du. \quad (2)$$

Если на апертуре имеются фазовые флуктуации $\Phi(u, \varphi_1)$, то вместо (2) имеем для поля отдельной реализации выражение [1]

$$E(\zeta, \psi, \varphi) = \frac{1}{\pi} \int_S e^{i\Phi(u, \varphi_1)} e^{i2\zeta u^2} e^{i\psi u \cos(\varphi - \varphi_1)} ds. \quad (3)$$

Будем считать, что функция $\Phi(u, \varphi_1)$ нормальная однородная по раскрытию случайная функция с нулевым средним значением, дисперсией $\overline{\Phi^2(u, \varphi_1)} = \sigma^2(u, \varphi_1) = \alpha = \text{const}$ и коэффициентом корреляции гауссовского вида

$$r = \frac{\overline{\Phi(u, \varphi_1) \cdot \Phi(u', \varphi_1')}}{\alpha} = e^{-\frac{u^2 + u'^2 - 2uu' \cos(\varphi_1 - \varphi_1')}{c^2}}, \quad (4)$$

где числитель дроби в показателе экспоненты – квадрат расстояния между точками с координатами u, φ_1 и u', φ_1' , а знаменатель – квадрат радиуса корреляции c в относительных единицах, связанного с реальным радиусом корреляции фазовых флуктуаций ρ_0 соотношением $c = \rho_0 / R$.

Тогда, усредняя соотношение (3), получим [1]:

$$\overline{E(\zeta, \psi, \varphi)} = e^{-\frac{\alpha}{2}} E_0(\zeta, \psi), \quad (5)$$

Флуктуации поля

$$\begin{aligned} \delta E(\zeta, \psi, \varphi) &= E(\zeta, \psi, \varphi) - \overline{E(\zeta, \psi, \varphi)} = \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^1 \int_0^1 e^{i[2\zeta u^2 + \psi u \cos(\varphi - \varphi_1)]} \left[e^{i\Phi(u, \varphi_1)} - e^{-\frac{\alpha}{2}} \right] d\varphi_1 u du = A(\zeta, \psi, \varphi) + iB(\zeta, \psi, \varphi), \end{aligned} \quad (6)$$

где $A(\zeta, \psi, \varphi) = \text{Re} \delta E(\zeta, \psi, \varphi)$ и $B(\zeta, \psi, \varphi) = \text{Im} \delta E(\zeta, \psi, \varphi)$ характеризуются корреляционной функцией

$$\begin{aligned} K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) &= \overline{\delta E(\zeta, \psi, \varphi) \delta E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} = \\ &= \overline{E(\zeta, \psi, \varphi) E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} - \overline{E(\zeta, \psi, \varphi)} \overline{E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} \end{aligned} \quad (7)$$

Здесь * – знак комплексного сопряжения.

Значение функции $K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ при $\zeta_1 = \zeta, \psi_1 = \psi, \varphi_1 = \varphi$ определяет дисперсию флуктуаций комплексного поля:

$$K_1(\zeta, \psi, \varphi) = \overline{|\delta E(\zeta, \psi, \varphi)|^2} = \overline{|E(\zeta, \psi, \varphi)|^2} - \left| \overline{E(\zeta, \psi, \varphi)} \right|^2, \quad (8)$$

где первое слагаемое есть средняя интенсивность поля, а второе – квадрат модуля среднего поля.

Функция $K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ является исходной при изучении корреляций комплексного поля. При изучении корреляционных характеристик амплитуды и фазы поля наряду с функцией $K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ нам потребуется также вспомогательная функции $K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$, определяемая соотношением

$$K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = \frac{\overline{\delta E(\zeta, \psi, \varphi) \delta E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)}}{\overline{E(\zeta, \psi, \varphi) E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} - \overline{E(\zeta, \psi, \varphi)} \overline{E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)}}. \quad (9)$$

Величины $\overline{E(\zeta, \psi, \varphi) E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)}$ и $\overline{E(\zeta, \psi, \varphi) E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)}$, входящие в (7) и (9), при принятой в данной работе статистике фазовых флуктуаций описываются выражениями:

$$\overline{E(\zeta, \psi, \varphi) E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} = e^{-\alpha} \left\{ E_0(\zeta, \psi) E_0^*(\zeta_1, \psi_1) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) \right\}, \quad (10)$$

$$\overline{E(\zeta, \psi, \varphi) E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} = e^{-\alpha} \left\{ E_0(\zeta, \psi) E_0(\zeta_1, \psi_1) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n \alpha^n}{n!} T_n^{(2)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) \right\}. \quad (11)$$

Здесь $c_n = c/\sqrt{n}$, $\Delta\varphi = \varphi - \varphi_1$ и согласно формуле (П1.7)

$$T_n^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) = 4 \sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m}) (\pm 1)^m \cos(m\Delta\varphi) S_m^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1), \quad (12)$$

где

$$S_m^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1) = \int_0^1 \int_0^1 e^{-\frac{u^2 + u_1^2}{c_n^2}} e^{i2(\zeta u^2 \mp \zeta_1 u_1^2)} I_m \left(\frac{2uu_1}{c_n^2} \right) J_m(\psi u) J_m(\psi_1 u_1) uu_1 du du_1.$$

Подставляя (10), (11) в (7), (9) и учитывая (5), получаем:

$$K_{1,2}(\zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) = e^{-\alpha} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(\pm 1)^n \alpha^n}{n!} T_n^{(1),(2)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi). \quad (13)$$

Так как, согласно (7), (9) и (6)

$$K_1 = (A + iB) \cdot (A_1 + iB_1)^* = (K_{AA_1} + K_{BB_1}) + i(K_{BA_1} - K_{AB_1}),$$

и

$$K_2 = \overline{(A + iB) \cdot (A_1 + iB_1)} = (K_{AA_1} + K_{BB_1}) + i(K_{BA_1} + K_{AB_1}),$$

корреляционные функции реальной и мнимой частей флуктуаций поля $K_{AA_1}(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$, $K_{BB_1}(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ и взаимные корреляционные функции $K_{AB_1}(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$, $K_{BA_1}(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ выражаются через введенные функции $K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ и $K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ следующим образом:

$$K_{AA_1, BB_1} = \frac{\operatorname{Re} K_1 \pm \operatorname{Re} K_2}{2}, \quad K_{BA_1, AB_1} = \frac{\operatorname{Im} K_2 \pm \operatorname{Im} K_1}{2}. \quad (14)$$

Полученные соотношения справедливы при произвольных значениях дисперсии α и радиуса корреляции c фазовых флуктуаций на апертуре.

2. Корреляция флуктуаций комплексного поля

В общем случае корреляция флуктуаций комплексного поля описывается соотношением (8) для функции $K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$.

Коэффициент корреляции флуктуаций комплексного поля (ККФП)

$$R(\zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) = \frac{K_1(\zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi)}{\sigma(\zeta, \psi)\sigma(\zeta_1, \psi_1)}, \quad (15)$$

где $\sigma(\zeta, \psi) = \sqrt{K_1(\zeta, \psi, \zeta, \psi, \Delta\varphi = 0)}$.

Ограничимся далее рассмотрением случая, когда точки наблюдения принадлежат фокальной сфере.

2.1. Корреляция флуктуаций комплексного поля

Для точек на фокальной сфере ($\zeta = \zeta_1 = 0$) поперечные¹ корреляционные функции будем записывать с верхним индексом “ \perp ” – например, $K_1^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi)$, $R^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi)$.

Полагая $\zeta = \zeta_1 = 0$, на основании (13) имеем

$$K_1^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = e^{-\alpha} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c_n, \psi, \psi_1, \Delta\varphi), \quad (16)$$

где $T_n^{(1)}(c_n, \psi, \psi_1, \Delta\varphi)$ определяется выражением (П1.8).

Соответственно

$$R^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c_n, \psi, \psi_1, \Delta\varphi)}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c_n, \psi, \psi, 0) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c_n, \psi_1, \psi_1, 0)}}, \quad (17)$$

Как видно из (17) поперечный ККФП зависит от ψ и ψ_1 для двух точек на фокальной сфере и разности их азимутальных углов $\Delta\varphi$. Изучение корреляционных свойств флуктуаций поля на фокальной сфере, при разных значениях ψ , ψ_1 и $\Delta\varphi$, является достаточно громоздким и к тому же с плохо интерпретируемыми результатами. Более интересным представляется изучение корреляции флуктуаций поля по ψ и $\Delta\varphi$ порознь, с соответственно фиксированными $\Delta\varphi$ и ψ . Соответствующие коэффициенты корреляции будем обозначать R_ψ^\perp и $R_{\Delta\varphi}^\perp$.

2.1.1. Анализ R_ψ^\perp при $\Delta\varphi = 0$.

При $\Delta\varphi = 0$ точки наблюдения лежат в полуплоскости $\varphi = \text{const}$.

Флуктуации фазы на апертуре малы ($\alpha \ll 1$). В этом случае, при выяснении характера изменения коэффициента корреляции по мере изменения параметра c , в (17) достаточно ограничиться членами первого порядка малости по α . Тогда

$$R_\psi^\perp(\psi, \psi_1, 0) = T_1^{(1)}(c, \psi, \psi_1, 0) / \left[T_1^{(1)}(c, \psi, \psi, 0) T_1^{(1)}(c, \psi_1, \psi_1, 0) \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (18)$$

¹ Здесь и далее вместо терминов «корреляционные функции и коэффициент корреляции в поперечном направлении» будем использовать термины «поперечные корреляционные функции и поперечный коэффициент корреляции».

При $c \ll 1$, учитывая, что функция $T_1^{(1)}(c, \psi, \psi_1, 0)$ определяется выражением (П1.14) $T_1^{(1)}(c, \psi, \psi_1, 0) = 2c^2 J_1(\psi - \psi_1) / (\psi - \psi_1)$, получаем

$$R_{\psi}^{\perp}(\psi, \psi_1, 0) = 2 J_1(\psi - \psi_1) / (\psi - \psi_1). \quad (19)$$

Из (19) следует, что при малых c поперечный ККФП, с точностью до величин порядка c^2 , не зависит от радиуса корреляции фазовых флуктуаций на апертуре.

При $c \gg 1$ в (18) необходимо подставить $T_1^{(1)}(c, \psi, \psi_1, 0)$, определяемое формулой (П1.19):

$$T_1^{(1)}(c, \psi, \psi_1, 0) = 4 \frac{J_1(\psi) J_1(\psi_1)}{\psi \psi_1} \left\{ 1 - \frac{1}{c^2} \left[1 - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi_1)}{J_1(\psi_1)} - \frac{2 J_2(\psi) J_2(\psi_1)}{J_1(\psi) J_1(\psi_1)} \right] \right\}.$$

Соответственно

$$R_{\psi}^{\perp}(\psi, \psi_1, 0) = \frac{1 - \frac{1}{c^2} \left[1 - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi_1)}{J_1(\psi_1)} - \frac{2 J_2(\psi) J_2(\psi_1)}{J_1(\psi) J_1(\psi_1)} \right]}{\left\{ 1 - \frac{2}{c^2} \left[1 - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi_1)}{J_1(\psi_1)} - \frac{J_2^2(\psi)}{J_1^2(\psi)} - \frac{J_2^2(\psi_1)}{J_1^2(\psi_1)} \right] \right\}^{\frac{1}{2}}} \frac{1}{\psi \psi_1} \text{sign}[J_1(\psi) J_1(\psi_1)]. \quad (20)$$

Результаты расчета величины $R_{\psi}^{\perp}(\psi, \psi_1, 0)$ по (18) для ряда значений параметра c приведены на рис. 2, а. На рис. 2, б приведены аналогичные кривые для ЛИС, построенные по соотношениям из [3].

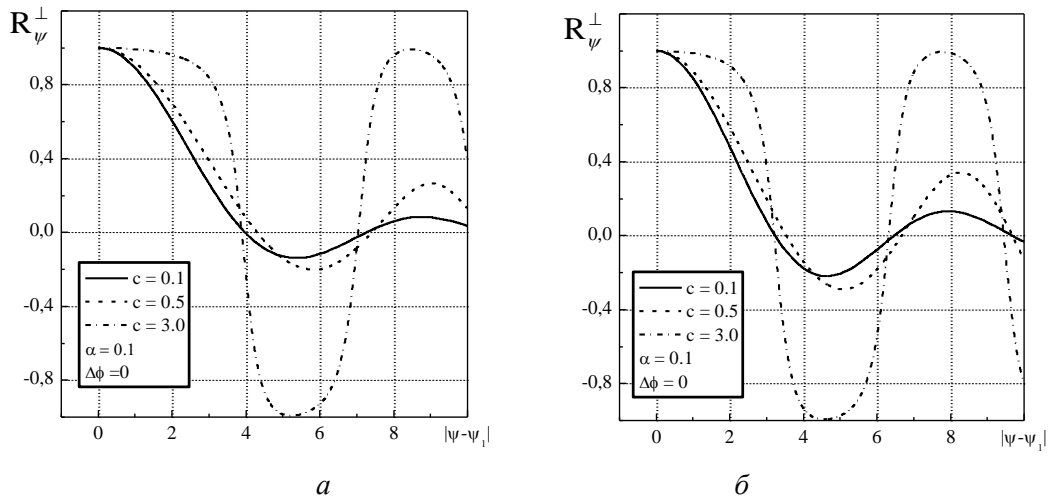


Рис. 2

При $c \ll 1$ (сплошная кривая) угловой интервал корреляции комплексного поля равен примерно 3.3. Так как при малых c поле распределено по нормальному закону, то это означает, что поля в точках, разнесенных по ψ более чем на 3.3 независимы. Видно далее, что уже при значениях c порядка трех, ситуация близка к случаю детерминированной антенны.

При любом значении $|\psi - \psi_1|$ коэффициент корреляции по модулю близок к единице, меняя знак при изменении $|\psi - \psi_1|$ на величину порядка 3.3^2 . Картина, показанная на

² Как известно, картина поля на фокальной сфере сфокусированной антенны подобна картине поля в дальней зоне обычной (несфокусированной) антенны. Ширина главного лепестка ДН антенны с круглой апертурой в единицах ψ составляет ≈ 3.3 . Соответственно результаты рис. 2, а означают, что при малых c поля в сосед-

рис. 2, а качественно присуща (см. рис. 2, б) и линейной излучающей системе. При этом случае $c \ll 1$ (сплошная кривая) соответствует функция $\sin \psi / \psi$, где $\psi = (kL/2) \sin \theta$ и L – длина ЛИС, а θ – угол, отсчитываемый от нормали к оси антенны.

Флуктуации фазы на апертуре велики ($\alpha \gg 1$). В этом случае, согласно (П2.5)

$$K_1^\perp(\psi, \psi_1, 0) = T_1^{(1)}(c_\alpha, \psi, \psi_1, 0), \quad (21)$$

где $c_\alpha = c/\sqrt{\alpha}$.

Учитывая (21), из выражения (15) придем к соотношению типа (18) с заменой в нем величины c на c_α . Соответственно при $c \ll 1$ и при $c \gg 1$ имеем соотношения (19) и (20) с той же заменой c на c_α .

Радиус корреляции мал. При $c \ll 1$, подставляя выражение (П1.14) для $T_n^{(1)}(c_n, \psi, \psi_1, 0)$ в (17), для коэффициента корреляции $R_\psi^\perp(\psi, \psi_1, 0)$ получим:

$$R_\psi^\perp(\psi, \psi_1, 0) = 2J_1(\psi - \psi_1)/(\psi - \psi_1).$$

Таким образом, при малых c поперечный ККФП описывается выражением, совпадающим с (19) и сплошной кривой на рис. 2, а, и не зависит от величины дисперсии фазовых флуктуаций на апертуре.

2.1.2. Анализ R_ψ^\perp в симметричных точках ($\Delta\varphi = \pi$).

Симметричные точки на фокальной сфере определяются условиями $\psi = \psi_1$ и $\Delta\varphi = \pi$

При этих условиях согласно (15)

$$R_\psi^\perp(\psi, \psi, \pi) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c, \psi, \psi, \pi) / \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c, \psi, \psi, 0). \quad (22)$$

Соотношение (22) определяет ККФП при любых значениях дисперсии α и радиусов корреляции c флуктуаций фазы на апертуре.

Флуктуации фазы на апертуре малы ($\alpha \ll 1$). С точностью до членов первого порядка малости по α из (22) имеем

$$R_\psi^\perp(\psi, \psi, \pi) = T_1^{(1)}(c, \psi, \psi, \pi) / T_1^{(1)}(c, \psi, \psi, 0). \quad (23)$$

Используя далее (П1.14) и (П1.19), из (23) получим:

при $c \ll 1$

$$R_\psi^\perp(\psi, \psi, \pi) = J_1(2\psi)/\psi, \quad (24)$$

при $c \gg 1$

$$R_\psi^\perp(\psi, \psi, \pi) = \left\{ 1 - \frac{1}{c^2} \left[1 - \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} + 2 \frac{J_2^2(\psi)}{J_1^2(\psi)} \right] \right\} / \left\{ 1 - \frac{1}{c^2} \left[1 - \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} - 2 \frac{J_2^2(\psi)}{J_1^2(\psi)} \right] \right\}. \quad (25)$$

Соотношение (24) совпадает с (19), если учесть, что для симметрично расположенных точек величина 2ψ играет роль величины $|\psi - \psi_1|$ для случая, когда точки наблюдения расположены по одну сторону от фокальной оси ($\Delta\varphi = 0$).

них лепестках ДН антенны с круглой апертурой независимы, а уже при c порядка трех при любом разное точек наблюдения ККФП по модулю близок к единице, меняя знак при переходе от одного лепестка ДН к другому.

На рис. 3, а приведены построенные по формуле (23) зависимости ККФП от величины 2ψ при малых флуктуациях фазы на апертуре. Аналогичные кривые для ЛИС в дальней зоне, построенные по соотношениям из [3], приведены на рис. 3, б.

Из сравнения рис. 2, а и 3, а следует, что при малых радиусах корреляции, вплоть до $c = 0.5$, корреляционный интервал практически не зависит от того, расположены ли точки наблюдения с одной стороны от фокальной оси ($\Delta\varphi = 0$) или симметрично ($\Delta\varphi = \pi$) относительно её (см. также (19) и (24)). Аналогичное имеет место и для ЛИС (рис. 2, б и 3, б).

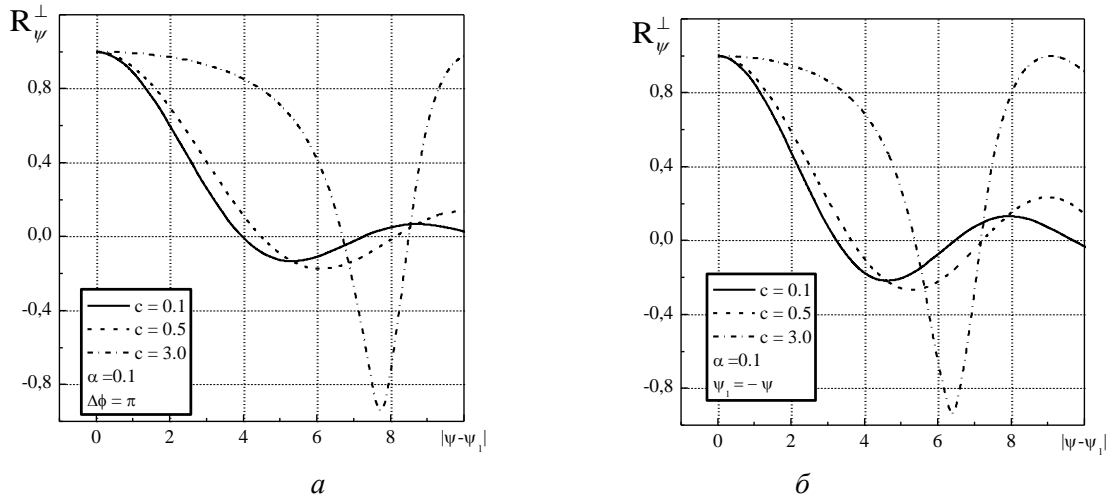


Рис. 3

Флуктуации фазы на апертуре велики ($\alpha \gg 1$). Согласно (П2.5) при $\zeta = \zeta_1$ и $\Delta\varphi = \pi$ $K_1^\perp(\psi, \psi_1, \pi) = T_1^{(1)}(c_\alpha, \psi, \psi_1, \pi)$ и ККФП при произвольных радиусах корреляции описывается выражением (23), а при $c_\alpha \ll 1$ и $c_\alpha \gg 1$ соотношениями (24) и (25) соответственно с заменой c на c_α .

Радиус корреляции мал. При малых радиусах корреляции ($c \ll 1$) и произвольных значениях дисперсии α из (23) и (П1.14) для ККФП получаем выражение

$$R_{\psi}^\perp(\psi, \psi, \pi) = J_1(2\psi)/\psi,$$

совпадающее с (24), из которого следует, что коэффициент корреляции при малых c не зависит от α .

2.1.3. Анализ $R_{\Delta\varphi}^\perp$ (корреляция поля по азимуту при $\psi = \psi_1$).

При $\psi = \psi_1$ на основании (17) имеем:

$$R_{\Delta\varphi}^\perp(\psi, \psi, \Delta\varphi) = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi)}{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c, \psi, \psi, 0)}, \quad (26)$$

где $T_n^{(1)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi)$ определяется формулой (П1.8).

Флуктуации фазы на апертуре малы ($\alpha \ll 1$). В этом случае в (26) достаточно ограничиться слагаемыми с $n = 1$. Соответственно имеем

$$R_{\Delta\varphi}^\perp(\psi, \psi, \Delta\varphi) = T_1^{(1)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi) / T_1^{(1)}(c, \psi, \psi, 0). \quad (27)$$

Учитывая (П1.14) и (П1.19), для малых и больших значений радиусов корреляции фазовых ошибок на апертуре получаем следующие выражения:

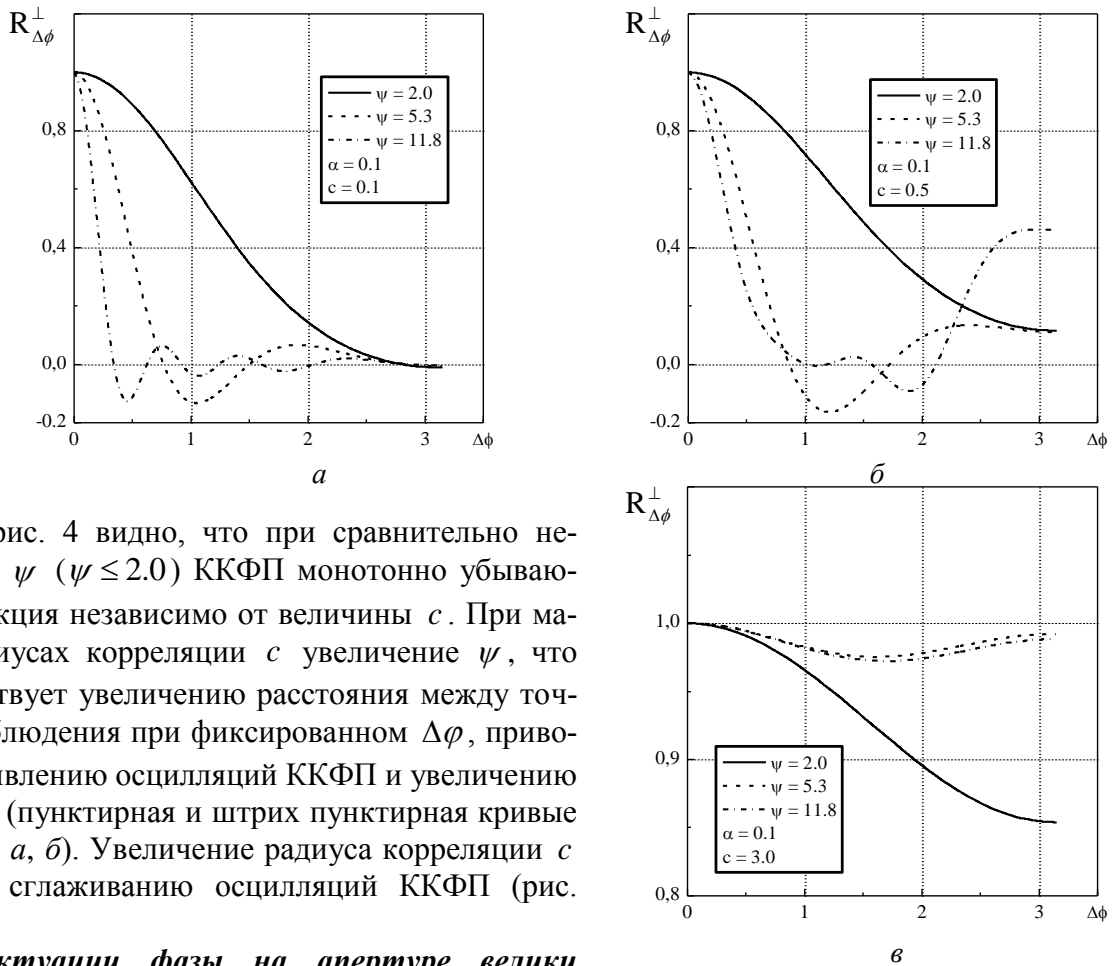
для $c \ll 1$

$$R_{\Delta\varphi}^{\perp}(\psi, \psi, \Delta\varphi) = \sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m}) \cos(m\Delta\varphi) \left[J_m^2(\psi) - J_{m-1}(\psi)J_{m+1}(\psi) \right], \quad (28)$$

для $c \gg 1$

$$R_{\Delta\varphi}^{\perp}(\psi, \psi, \Delta\varphi) = \frac{\left[1 - \frac{1}{c^2} \left(1 - \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} \right) \right] + \frac{2}{c^2} \frac{J_2^2(\psi)}{J_1^2(\psi)} \cos(\Delta\varphi)}{\left[1 - \frac{1}{c^2} \left(1 - \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} \right) \right] + \frac{2}{c^2} \frac{J_2^2(\psi)}{J_1^2(\psi)}}. \quad (29)$$

На рис. 4 приведены кривые $R_{\Delta\varphi}^{\perp}$ при $c = 0.1, 0.5, 3.0$ для ряда значений ψ (значение $\psi = 2.0$ примерно соответствует координате $0.5|E_0|_{\max}^2$ углового распределения (по ψ) распределения интенсивности невозмущенного поля на фокальной сфере, а значения $\psi = 5.3$ и 11.8 — максимумам первого и третьего боковых лепестков этого распределения).



Из рис. 4 видно, что при сравнительно небольших ψ ($\psi \leq 2.0$) ККФП монотонно убывающая функция независимо от величины c . При малых радиусах корреляции c увеличение ψ , что соответствует увеличению расстояния между точками наблюдения при фиксированном $\Delta\varphi$, приводит к появлению осцилляций ККФП и увеличению их числа (пунктирная и штрих пунктирная кривые на рис 4, а, б). Увеличение радиуса корреляции c ведет к сглаживанию осцилляций ККФП (рис. 4, в).

Флуктуации фазы на апертуре велики ($\alpha \gg 1$).

Согласно (П2.5)

$$K_{\Gamma}^{\perp}(\psi, \psi, \Delta\varphi) = T_{\Gamma}^{(1)}(c_{\alpha}, \psi, \psi, \Delta\varphi)$$

и коэффициент корреляции при $c \ll 1$ и $c \gg 1$ описывается соотношениями (28) и (29) и кривыми, приведенными на рис. 4 с заменой c на c_{α} .

Рис. 4

Радиус корреляции мал ($\epsilon \ll 1$). В этом случае ККФП определяется выражением (28)

и не зависит от уровня фазовых флуктуаций на апертуре, зависимость его от $\Delta\varphi$ показана на рис. 4, а

3. Корреляция амплитуд и фаз поля

При изучении этого вопроса ограничимся случаем малых фазовых флуктуаций в апертуре ($\alpha \ll 1$). При этом флуктуации амплитуды δP и фазы $\delta\Psi$ комплексного поля сфокусированной в зону Френеля круглой апертуры в предположении, что $|E_0(\zeta, \psi)| \gg \delta P(\zeta, \psi)$ описываются следующими выражениями [2]:

$$\delta P(\zeta, \psi, \varphi) = \cos \Psi_0 \operatorname{Re}(\delta E) + \sin \Psi_0 \operatorname{Im}(\delta E), \quad (30)$$

$$\delta\Psi(\zeta, \psi, \varphi) = \frac{1}{|E_0(\zeta, \psi)|} [\cos \Psi_0 \operatorname{Im}(\delta E) - \sin \Psi_0 \operatorname{Re}(\delta E)], \quad (31)$$

где величины с нижним нулевым индексом относятся к случаю, когда флуктуации фазы на апертуре отсутствуют.

Введем величины $C_0(\zeta, \psi) = \operatorname{Re} E_0(\zeta, \psi)$, $D_0(\zeta, \psi) = \operatorname{Im} E_0(\zeta, \psi)$ и учтем, что $\cos \Psi_0 = C_0(\zeta, \psi)/|E_0(\zeta, \psi)|$, $\sin \Psi_0 = D_0(\zeta, \psi)/|E_0(\zeta, \psi)|$. Тогда, учитывая (7), получим

$$\delta P(\zeta, \psi, \varphi) = \frac{1}{|E_0(\zeta, \psi)|} [C_0(\zeta, \psi)A(\zeta, \psi, \varphi) + D_0(\zeta, \psi)B(\zeta, \psi, \varphi)],$$

$$\delta\Psi(\zeta, \psi, \varphi) = \frac{1}{|E_0(\zeta, \psi)|^2} [C_0(\zeta, \psi)B(\zeta, \psi, \varphi) - D_0(\zeta, \psi)A(\zeta, \psi, \varphi)].$$

Корреляционные функции флуктуаций амплитуды K_{PP_1} , фазы $K_{\Psi\Psi_1}$ и их взаимные корреляционные функции $K_{P\Psi_1}$, $K_{\Psi P_1}$ запишутся следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} &K_{PP_1}(\zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) \\ &|E_0(\zeta, \psi)||E_0(\zeta_1, \psi_1)|K_{\Psi\Psi_1}(\zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) \end{aligned} \right\} = \frac{1}{|E_0(\zeta, \psi)||E_0(\zeta_1, \psi_1)|} \times, \quad (32)$$

$$\times [C_0C_{01}K_{AA_1, BB_1} + D_0D_{01}K_{BB_1, AA} \pm C_0D_{01}K_{AB_1, BA_1} \pm D_0C_{01}K_{BA_1, AB_1}]$$

$$K_{P\Psi_1, \Psi P_1}(\zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) = \frac{1}{|E_0(\zeta, \psi)||E_0(\zeta_1, \psi_1)|^2} \times, \quad (33)$$

$$\times [C_0C_{01}K_{AB_1, BA_1} - D_0D_{01}K_{BA_1, AB_1} \mp C_0D_{01}K_{AA_1, BB_1} \pm D_0C_{10}K_{BB_1, AA_1}]$$

где K_{AA_1, BB_1} и K_{AB_1, BA_1} определены соотношением (14).

Коэффициент корреляции флуктуаций амплитуды (ККФА) R_{PP_1} и фазы (ККФФ) $R_{\Psi\Psi_1}$, а также коэффициенты взаимной корреляции $R_{P\Psi_1}$, $R_{\Psi P_1}$ определяются выражениями:

$$R_{PP_1, \Psi\Psi_1}(\zeta, \psi; \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) = \frac{K_{PP_1, \Psi\Psi_1}(\zeta, \psi; \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi)}{\sigma_{P, \Psi}(\zeta, \psi)\sigma_{P_1, \Psi_1}(\zeta_1, \psi_1)}, \quad (34)$$

$$R_{P\Psi_1, \Psi P_1}(\zeta, \psi; \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) = \frac{K_{P\Psi_1, \Psi P_1}(\zeta, \psi; \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi)}{\sigma_{P, \Psi}(\zeta, \psi)\sigma_{\Psi_1, P_1}(\zeta_1, \psi_1)}. \quad (35)$$

Рассмотрим далее случай, когда точки наблюдения находятся на фокальной сфере.

3.1. Корреляция амплитуд и фаз поля на фокальной сфере

На фокальной сфере ($\zeta = \zeta_1 = 0$).

Согласно (2) $E_0(0, \psi) = 2J_1(\psi)/\psi$, $C_0(0, \psi) = 2J_1(\psi)/\psi$, $D_0(0, \psi) = 0$ и, соответственно, $\Psi_0(\psi)$ равно 0 или π .

Из (14), учитывая, что на основании (13) и (П1.8) для точек на фокальной сфере при малых флуктуациях $K_{1,2}^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = \pm \alpha T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, \Delta\varphi)$ вещественные функции, получим:

$$K_{AA_1, BB_1}^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = \frac{1}{2} \left[K_1^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) \pm K_2^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) \right], \quad (36)$$

$$K_{AB_1, BA_1}^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = 0.$$

Для корреляционных и взаимных корреляционных функций амплитуды и фазы из (32), (33) и (14) имеем

$$\left. \begin{array}{l} K_{PP_1}^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) \\ \left| \frac{8J_1(\psi)J_1(\psi_1)}{\psi\psi_1} \right| K_{\Psi\Psi_1}^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) \end{array} \right\} = \alpha \left[\begin{array}{l} T_1^{(1)}(c, \psi, \psi_1, \Delta\varphi) \mp \\ \mp T_1^{(2)}(c, \psi, \psi_1, \Delta\varphi) \end{array} \right] \text{sign}[J_1(\psi)J_1(\psi_1)], \quad (37)$$

$$K_{P\Psi_1}^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = K_{\Psi P_1}^\perp(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = 0. \quad (38)$$

Из (38) следует, что на фокальной сфере флуктуации амплитуд и фаз не коррелированы. Аналогичное имеет место и для ЛИС [3] в дальней зоне.

3.1.1. Анализ $R_{PP, \psi}^\perp$ и $R_{\Psi\Psi, \psi}^\perp$ при $\Delta\varphi = 0$.

Для точек наблюдения, лежащих в плоскости $\varphi = const$, с учетом того, что $\Delta\varphi = 0$, для произвольных c $T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, 0)$ определено выражением (П1.8).

Выясним характер изменения коэффициентов корреляций по мере изменения параметра c . При $c \ll 1$, учитывая (П1.14) для $T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, 0)$, из (37):

$$R_{PP_1, \Psi\Psi_1}^\perp(\psi, \psi_1, 0) = 2 \frac{\frac{J_1(\psi - \psi_1)}{\psi - \psi_1} \mp \frac{J_1(\psi + \psi_1)}{\psi + \psi_1}}{\sqrt{1 \mp J_1(2\psi)/\psi} \sqrt{1 \mp J_1(2\psi_1)/\psi_1}} \text{sign}[J_1(\psi)J_1(\psi_1)], \quad (39)$$

при $c \gg 1$ функция $T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, 0)$ описывается формулой (П1.19) при $n = 1$ и, соответственно, для ККФА и ККФФ получаем:

$$R_{PP_1, \Psi\Psi_1}^\perp(\psi, \psi_1, 0) = 1 - O(1/c^4). \quad (40)$$

Последнее означает, что при $c \square 1$, с точностью до величин третьего порядка малости по $(1/c)$ включительно флуктуации амплитуд и фаз поля на фокальной сфере коррелированы.

На рис. 5 приведены графики поперечных коэффициентов корреляции флуктуаций амплитуды и фазы поля на фокальной сфере при различных значениях радиуса корреляции

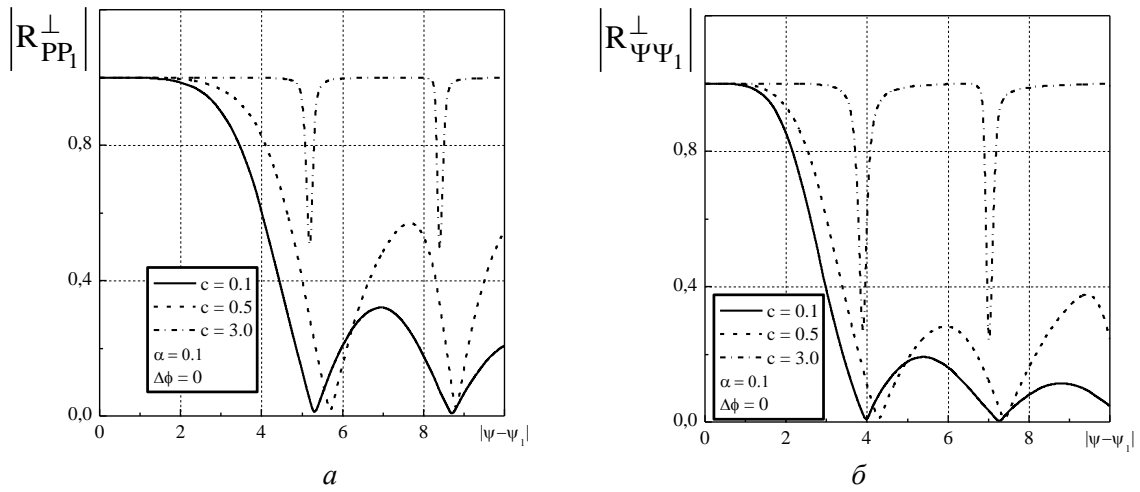


Рис. 5

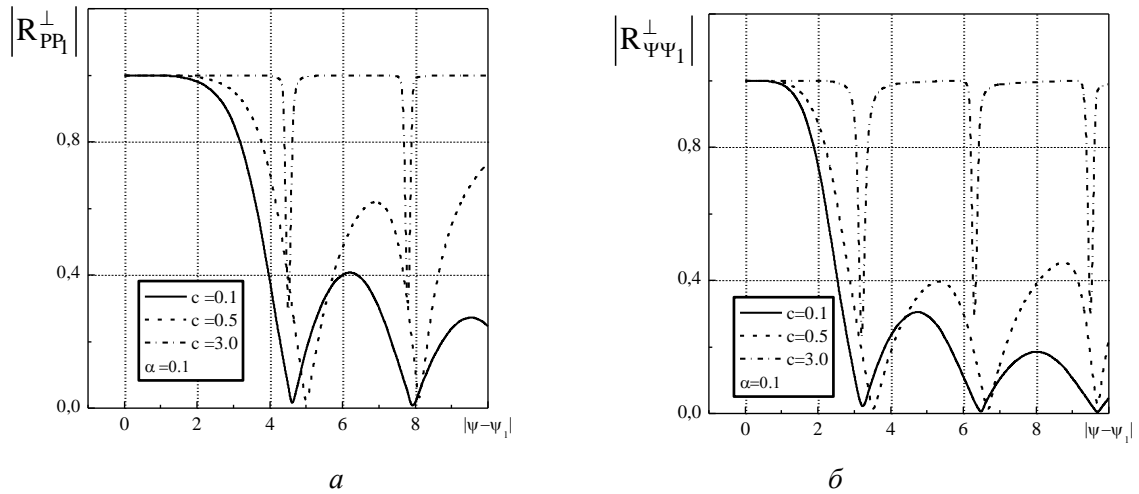


Рис. 6

флуктуаций фазы на апертуре, а на рис. 6 – аналогичные графики для ЛИС, построенные по соотношениям из [3].

Видно, что интервал корреляции растет с увеличением радиуса корреляции флуктуаций фазы на апертуре. При этом интервал корреляции флуктуаций амплитуды $\Delta\psi_P^\perp$ больше, чем интервал корреляции флуктуаций фазы $\Delta\psi_\Psi^\perp$. Расчеты показали, что отношение $\Delta\psi_P^\perp / \Delta\psi_\Psi^\perp \approx 1.5$. Такое же значение $\Delta\psi_P^\perp / \Delta\psi_\Psi^\perp$ имеет место и для ЛИС.

3.1.2. Анализ $R_{PP,\psi}^\perp$ и $R_{\Psi\Psi,\psi}^\perp$ в симметричных точках ($\Delta\varphi = \pi$).

В симметричных точках $\Delta\varphi = \pi$, $\psi = \psi_1$ и согласно (12)

$$T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi, \pi) = T_1^{(2),(1)}(c, \psi, \psi, 0)$$

при любых значениях радиуса корреляции флуктуаций фазы на апертуре c .

Соответственно для поперечных ККФА и ККФФ из (34) с учетом (37) имеем:

$$R_{PP_1}^\perp(\psi, \psi, \pi) = -1, \quad R_{\Psi\Psi_1}^\perp(\psi, \psi, \pi) = 1. \quad (41)$$

На фокальной сфере в симметричных точках (равно как и в точках дальней зоны, симметричных относительно направления главного максимума ДН) флуктуации амплитуды и

фазы жестко коррелированы при любых ψ и c . Однако при этом ККФА и ККФФ имеют противоположные знаки. Аналогичное имеет место и для ЛИС [3].

3.1.3. Анализ $R_{PP,\Delta\varphi}^\perp$ и $R_{\Psi\Psi,\Delta\varphi}^\perp$ (корреляции поля по азимуту, $\psi = \psi_1$)

Из соотношений (37) при $\psi_1 = \psi$ имеем

$$\left. \begin{aligned} &K_{PP,\Delta\varphi}^\perp(\psi, \psi, \Delta\varphi) \\ &\left[8J_1^2(\psi)/\psi^2 \right] K_{\Psi\Psi,\Delta\varphi}^\perp(\psi, \psi, \Delta\varphi) \end{aligned} \right\} = \alpha \left[T_1^{(1)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi) \mp T_1^{(2)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi) \right], \quad (42)$$

где $T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi)$ определяются выражением (П1.8).

Так как, согласно (П1.9) $T_1^{(1)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi = \pi/2) = T_1^{(2)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi = \pi/2)$, то из (42) следует, что при малых флуктуациях фазы поля на апертуре и любых значениях их радиусов корреляции c , флуктуации амплитуды в любых двух точках, разность азимутальных углов которых равна $\pi/2$, не коррелированы. При этом ККФФ определяется соотношением

$$\left[8J_1^2(\psi)/\psi^2 \right] K_{\Psi\Psi,\Delta\varphi}^\perp(\psi, \psi, \pi/2) = T_1^{(1)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi) / T_1^{(1)}(c, \psi, \psi, 0).$$

Применительно к дальней зоне синфазной круглой апертуры это означает, что в любых двух ортогональных главных плоскостях ДН флуктуации амплитуд поля не коррелированы.

Рассмотрим последовательно случаи малых и больших радиусов корреляции.

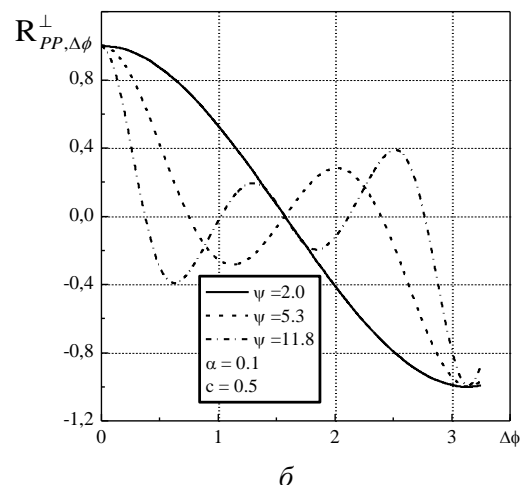
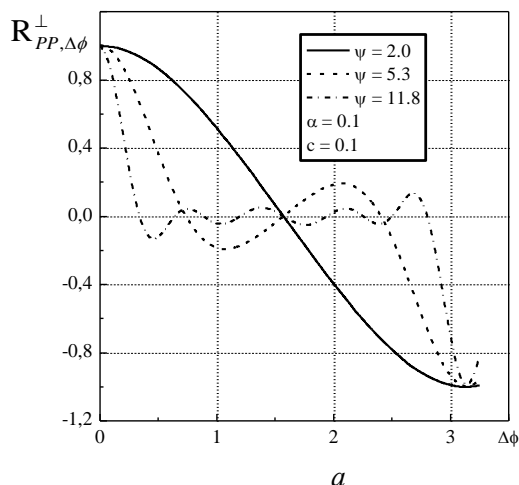
Радиусы корреляции малы ($c \ll 1$). Подставив в (42) выражение (П1.13) для $T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi)$ и учитывая (34), получим

$$R_{PP,\Delta\varphi}^\perp(\psi, \psi, \Delta\varphi) = \frac{\sum_{m=0}^{\infty} \cos[(2m+1)\Delta\varphi] \left[J_{2m+1}^2(\psi) - J_{2k}(\psi)J_{2m+2}(\psi) \right]}{1 + [J_0(2\psi) + J_2(2\psi)]}, \quad (43)$$

$$R_{\Psi\Psi,\Delta\varphi}^\perp(\psi, \psi, \Delta\varphi) = \frac{\sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m}) \cos(2m\Delta\varphi) \left[J_{2m}^2(\psi) - J_{2m-1}(\psi)J_{2m+1}(\psi) \right]}{1 - [J_0(2\psi) + J_2(2\psi)]}. \quad (44)$$

Радиусы корреляции велики ($c \gg 1$). В этом случае для $T_1^{(1),(2)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi)$ воспользуемся выражением (П1.19), тогда

$$R_{PP,\Delta\varphi}^\perp(\psi, \psi, \Delta\varphi) = \cos \Delta\varphi, \quad (45)$$



$$R_{\Psi\Psi,\Delta\varphi}^{\perp}(\psi,\psi,\Delta\varphi)=1. \quad (46)$$

На рис. 7 и 8 приведены поперечные ККФА и ККФФ для нескольких значений радиуса корреляции и различных значений угла ψ , построенные по формулам (36).

Из (43), (44) и рис. 7, а, б; 8, а, б видно, что при малых радиусах корреляции флуктуаций фазы на апертуре c азимутальная зависимость поперечных ККФА и ККФФ различна для различных ψ . С увеличением ψ при фиксированном $\Delta\varphi$ увеличивается расстояние между точками наблюдения, что приводит к появлению

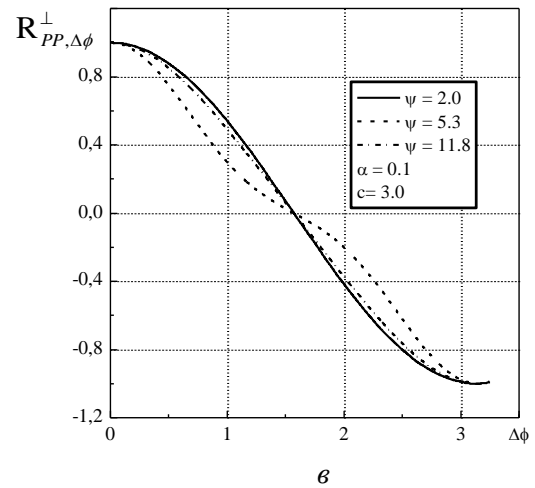
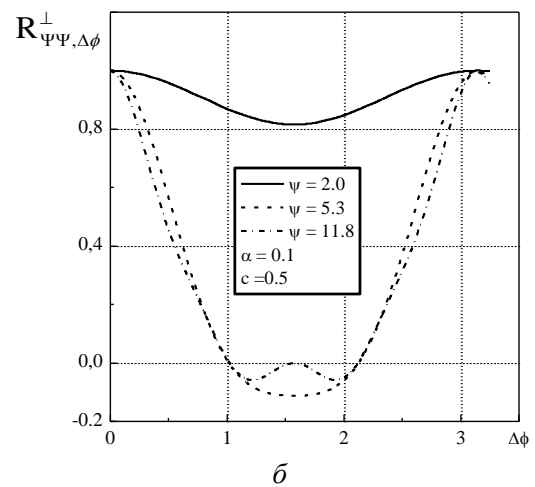
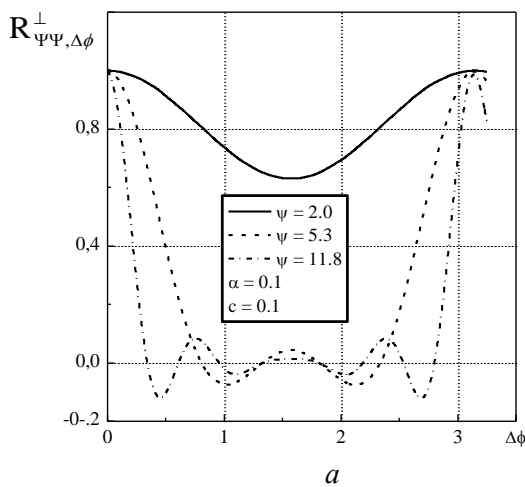


Рис. 7



осцилляций и росту их числа. При этом $R_{PP,\Delta\varphi}^{\perp}$ – несимметричная функция относительно точки $\Delta\varphi = \pi/2$, в которой она обращается в нуль, а ККФФ – симметричная функция относительно $\Delta\varphi = \pi/2$ и имеет в ней локальный минимум или максимум (44). С ростом c осцилляции ККФА и ККФФ сглаживаются (рис. 7, б, в; 8, б, в).

Заключение

В работе получены выражения для корреляционных и взаимных корреляционных функций вещественной и мнимой компонент поля, а также для амплитуды и фазы этого поля в зоне Френеля. Проанализированы зависимости указанных характеристик от параметров фазовых флуктуаций – их дисперсии и радиуса корреляции. Полученные результаты будут полезны при оценке разброса случайной ДН (амплитудной, фазовой, поляризационной в определенном угловом секторе), необходимого при решении ряда важных прикладных задач. К числу таковых можно, в частности, отнести задачу анализа потенциальной точности моноимпульсных РЛС или фазовых пеленгаторов, работающих в неоднородной среде, расчет надежности систем углового разнесенного приема.

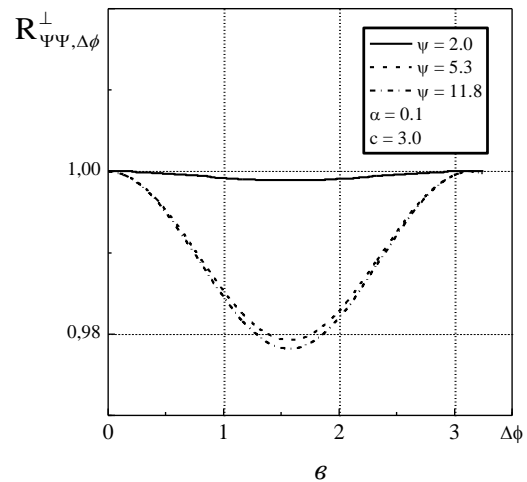


Рис. 8

Вычисление функций $T_n^{(1),(2)}(c, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi)$.

П1.1. Общие выражения

Исходные выражения для $T_n^{(1),(2)}(c, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi)$ имеют вид:

$$T_n^{(1),(2)}(c, \zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = \int_S \int_{S'} e^{-\frac{u^2+u_1^2}{c_n^2}} e^{i2(\zeta u^2 \mp \zeta_1 u_1^2)} F^{(1),(2)}(u, u_1, \psi, \varphi, \psi_1, \varphi_1) u u_1 du du_1, \quad (\text{П1.1})$$

где $c_n = c/\sqrt{n}$ и

$$F^{(1),(2)}(u, u_1, \psi, \varphi, \psi_1, \varphi_1) = \frac{1}{\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{\frac{2uu_1}{c_n^2} \cos(\varphi' - \varphi_1')} e^{i[u\psi \cos(\varphi - \varphi') \mp u_1\psi_1 \cos(\varphi_1 - \varphi_1')]} d\varphi' d\varphi_1'. \quad (\text{П1.2})$$

Введем ряд переменных: $\eta' = \varphi - \varphi'$, $\eta_1' = \varphi - \varphi_1'$, $\theta = \varphi_1' - \varphi'$, $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi$, и заметим, что $\eta_1' - \eta' = \theta + \Delta\varphi$.

С учётом новых переменных экспоненциальные множители в (П1.2) запишутся следующим образом:

$$e^{\frac{2uu_1}{c_n^2} \cos(\varphi' - \varphi_1')} = e^{x \cos \theta}, \quad e^{i\psi u \cos(\varphi - \varphi')} = e^{iy \cos \eta'}, \quad e^{\mp i\psi_1 u_1 \cos(\varphi_1 - \varphi_1')} = e^{\mp iy_1 \cos \eta_1'},$$

где $x = 2uu_1/c_n^2$, $y = \psi u$, $y_1 = \psi_1 u_1$.

Воспользуемся формулами Якоби-Ангера для производящих функций [5]:

$$e^{\mp iz \cos \varphi} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (\mp i)^n e^{in\varphi} J_n(z), \quad e^{z \cos \varphi} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{in\varphi} I_n(z). \quad (\text{П1.3})$$

где $J_n(z)$ и $I_n(z)$ – функции Бесселя первого рода и модифицированные функции Бесселя n -го порядка соответственно.

С учетом (П1.3) и введенных обозначений будем иметь:

$$e^{iy \cos \eta'} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} i^n J_n(\psi u), \quad e^{\mp iy_1 \cos \eta_1'} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (\mp 1)^n i^n e^{im\eta_1'} J_n(\psi_1 u_1),$$

$$e^{i[\psi u \cos(\varphi - \varphi') \mp \psi_1 u_1 \cos(\varphi_1 - \varphi_1')]} = \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} (\mp 1)^n i^{n+m} e^{i(n\eta' + m\eta_1')} J_n(\psi u) J_m(\psi_1 u_1),$$

$$e^{\frac{2uu_1}{c_n^2} \cos(\varphi' - \varphi_1')} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{ik\theta} I_k\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right).$$

Тогда (П1.2) принимает вид

$$F^{(1),(2)}(u, u_1, \psi, \varphi, \psi_1, \varphi_1) = \sum_{n,m,k=-\infty}^{\infty} (\mp 1)^m i^{n+m} I_k\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right) J_n(\psi u) J_m(\psi_1 u_1) \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{ik\theta} e^{i(n\eta' + m\eta_1')} d\eta' d\eta_1'. \quad (\text{П1.4})$$

Интегрирование по η' и η_1' дает следующий результат:

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{ik\theta} e^{i(n\eta' + m\eta_1')} d\eta' d\eta_1' = 4\pi^2 \delta_{n,k} \delta_{n,(-m)}, \quad (\text{П1.5})$$

где $\delta_{n,k}$ – символ Кронекера.

Подставив (П1.5) в (П1.4), после ряда преобразований получим:

$$F^{(1),(2)}(u, u_1, \psi, \psi_1, \Delta\varphi) = 4 \sum_{m=-\infty}^{\infty} (2 - \delta_{0m})(\pm 1)^m \cos(m\Delta\varphi) I_m \left(\frac{2uu_1}{c_n^2} \right) J_m(\psi u) J_m(\psi_1 u_1), \quad (\text{П1.6})$$

и для $T_n^{(1),(2)}(c, u, u_1, \psi, \psi_1, \Delta\varphi)$ соответственно имеем

$$T_n^{(1),(2)}(c, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) = 4 \sum_{m=-\infty}^{\infty} (2 - \delta_{0m})(\pm 1)^m \cos(m\Delta\varphi) \times \\ \times \int_0^1 \int_0^1 e^{-\frac{u^2+u_1^2}{c_n^2}} e^{i2(\zeta u^2 \mp \zeta_1 u_1^2)} I_m \left(\frac{2uu_1}{c_n^2} \right) J_m(\psi u) J_m(\psi_1 u_1) uu_1 dud u_1 \quad (\text{П1.7})$$

П1.2. Асимптотические выражения для $T_n^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, \Delta\varphi)$ при $c \ll 1$ и $c \gg 1$.

При произвольных c из (П1.7), полагая $\zeta = \zeta_1 = 0$ и опуская эти нулевые значения из перечня аргументов, имеем:

$$T_n^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, \Delta\varphi) = 4 \sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m})(\pm 1)^m \cos(m\Delta\varphi) S_m(c_n, \psi, \psi_1), \quad (\text{П1.8})$$

где

$$S_m(c_n, \psi, \psi_1) = \int_0^1 \int_0^1 e^{-\frac{u^2+u_1^2}{c_n^2}} I_m \left(\frac{2uu_1}{c_n^2} \right) J_m(\psi u) J_m(\psi_1 u_1) uu_1 dud u_1.$$

Заметим, что при $\Delta\varphi = \pi/2$ в (П1.8) будут отличны от нуля слагаемые только с четным значением m . Тогда, полагая $m = 2k$, получим

$$T_n^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, \pi/2) = 4 \sum_{k=0}^{\infty} (2 - \delta_{0,2k})(-1)^k S_{2k}(c_n, \psi, \psi_1), \quad (\text{П1.9})$$

то есть $T_n^{(1)}(c, \psi, \psi_1, \pi/2) = T_n^{(2)}(c, \psi, \psi_1, \pi/2)$.

Рассмотрим случай $c \ll 1$. Введем следующие обозначения:

$$f_m(u, u_1) = e^{-\frac{2uu_1}{c_n^2}} I_m \left(\frac{2uu_1}{c_n^2} \right) J_m(\psi u) J_m(\psi_1 u_1) uu_1, \quad s(u_1) = -(u - u_1)^2$$

Тогда $S_m(c_n, \psi, \psi_1)$ в (П1.8) примет вид:

$$S_m(c_n, \psi, \psi_1) = \int_0^1 \int_0^1 e^{-\frac{s(u_1)}{c_n^2}} f_m(u, u_1) du_1 du \quad (\text{П1.10})$$

Внутренний интеграл по u_1 в (П1.10) является интегралом Лапласа и для вычисления его асимптотического (при $c \rightarrow 0$) значения воспользуемся следующим разложением [7]:

$$\int_0^1 e^{-\frac{s(u_1)}{c_n^2}} f_m(u, u_1) du_1 \approx e^{-\frac{s(u=u_1)}{c_n^2}} \sum_{k=0}^{\infty} b_k c^{2(k+\frac{1}{2})},$$

где

$$b_k = \frac{\Gamma(k + \frac{1}{2})}{(2k)!} \left(\frac{d}{du_1} \right)^k \left\{ f_m(u_1, u) \left[\frac{2(s(u_1 = u) - S(u_1, u))}{(u_1 - u)^2} \right]^{-k - \frac{1}{2}} \right\} \Big|_{u_1 = u}$$

и ограничимся в нем главным членом. Тогда для $S_m(c_n, \psi, \psi_1)$ имеем:

$$S_m(c_n, \psi, \psi_1) = c_n \sqrt{\pi} \int_0^1 e^{-\frac{2u^2}{c_n^2}} I_m\left(\frac{2u^2}{c_n^2}\right) J_m(\psi u) J_m(\psi_1 u) u^2 du.$$

При вычислении интеграла при $c \rightarrow 0$, используем асимптотическое разложение $\exp(-2u^2/c_n^2) I_m(-2u^2/c_n^2)$ при больших значениях аргумента [7] и, ограничившись в нем членами второго порядка малости по c_n , для $S_m(c_n, \psi, \psi_1)$ имеем:

$$S_m(c_n, \psi, \psi_1) = \frac{c_n^2}{2} \frac{\psi J_{m+1}(\psi) J_m(\psi_1) - \psi_1 J_m(\psi) J_{m+1}(\psi_1)}{\psi^2 - \psi_1^2}. \quad (\text{П1.11})$$

Подставив (П1.11) в (П1.8), получим окончательное выражение при $c \ll 1$

$$T_n^{(1),(2)}(c_n, \psi, \psi_1, \Delta\varphi) = 2c_n^2 \sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m})(\pm 1)^m \cos(m\Delta\varphi) \frac{\psi J_{m+1}(\psi u) J_m(\psi_1) - \psi_1 J_m(\psi) J_{m+1}(\psi_1)}{\psi^2 - \psi_1^2}. \quad (\text{П1.12})$$

Для $\psi_1 = \psi$ с учетом того, что

$$\lim_{\psi_1 \rightarrow \psi} \frac{\psi J_{m+1}(\psi) J_m(\psi_1) - \psi_1 J_m(\psi) J_{m+1}(\psi_1)}{\psi^2 - \psi_1^2} = \frac{1}{2} \left[J_m^2(\psi) - J_{m-1}(\psi) J_{m+1}(\psi) \right],$$

получим

$$T_n^{(1),(2)}(c, \psi, \psi, \Delta\varphi) = c_n^2 \sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m})(\pm 1)^m \cos(m\Delta\varphi) \left[J_m^2(\psi) - J_{m-1}(\psi) J_{m+1}(\psi) \right]. \quad (\text{П1.13})$$

В частных случаях, когда $\Delta\varphi = 0$ или $\Delta\varphi = \pi$, учитывая, что [6]

$$\sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m})(\pm 1)^m \frac{\psi J_{m+1}(\psi u) J_m(\psi_1) - \psi_1 J_m(\psi) J_{m+1}(\psi_1)}{\psi^2 - \psi_1^2} = \frac{J_1(\psi \mp \psi_1)}{\psi \mp \psi_1}$$

для $T_n^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, 0)$ и $T_n^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, \pi)$ имеем

$$T_n^{(1),(2)}(c_n, \psi, \psi_1, 0) = T_n^{(2),(1)}(c_n, \psi, \psi_1, \pi) = 2c_n^2 \frac{J_1(\psi \mp \psi_1)}{\psi \mp \psi_1}. \quad (\text{П1.14})$$

Рассмотрим теперь случай $c \gg 1$. Для получения асимптотического выражения для $T_n^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, \Delta\varphi)$ воспользуемся разложением $I_m(2uu_1/c_n^2)$ [6]:

$$I_m\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!(m+k)!} \frac{u^{2k+m} u_1^{m+2k}}{c_n^{2(m+2k)}}.$$

Тогда $S_m(c_n, \psi, \psi_1)$ в (П1.8) запишется в виде

$$S_m(c_n, \psi, \psi_1) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!(m+k)!} \frac{1}{c_n^{2(m+2k)}} \left\{ \int_0^1 e^{-\frac{u^2}{c_n^2}} u^{m+2k} J_m(\psi u) u du \int_0^1 e^{-\frac{u_1^2}{c_n^2}} u_1^{m+2k} J_m(\psi_1 u_1) u_1 du_1 \right\}.$$

Интегралы в фигурных скобках после разложения $\exp(-u^2/c_n^2)$ в степенной ряд сводятся к сумме стандартных интегралов от произведения степенной и бесселевой функций [6]. Опуская простые, но громоздкие преобразования, получим:

$$S_m(c_n, \psi, \psi_1) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!(m+k)!} \frac{1}{c_n^{2(m+2k)}} F_{m,k}(\psi) F_{m,k}(\psi_1), \quad (\text{П1.15})$$

где

$$F_{m,k}(\psi) = \sum_{p=0}^{\infty} (-1)^p \frac{(m+p+k)!(p+k)!}{p!c_n^{2p}} \sum_{t=0}^{p+k} (-1)^t \frac{(m+2t+1)}{(m+p+k+t)!(p+k-t)!} \frac{J_{m+2t+1}(\psi)}{\psi}. \quad (\text{П1.16})$$

Из выражений (П1.15) и (П1.16) видно, что если ограничиваться членами второго порядка малости по $(1/c_n)$, то необходимо найти только $S_0(c_n, \psi, \psi_1)$ и $S_1(c_n, \psi, \psi_1)$. Соответствующие выражения имеют вид:

$$S_0(c_n, \psi, \psi_1) = \frac{J_1(\psi)J_1(\psi_1)}{\psi\psi_1} \left\{ 1 - \frac{1}{c_n^2} \left[1 - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi_1)}{J_1(\psi_1)} \right] \right\}, \quad (\text{П1.17})$$

$$S_1(c_n, \psi, \psi_1) = \frac{1}{c_n^2} \frac{J_2(\psi)J_2(\psi_1)}{\psi\psi_1}. \quad (\text{П1.18})$$

Выражения (П1.8), (П1.17) и (П1.18) позволяют получить в явном виде $T_n^{(1),(2)}$ при $c \gg 1$:

$$T_n^{(1),(2)}(c, \psi, \psi_1, \Delta\varphi) = 4 \left\{ \frac{J_1(\psi)J_1(\psi_1)}{\psi\psi_1} \left[1 - \frac{1}{c_n^2} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)} - \frac{1}{2} \frac{J_3(\psi_1)}{J_1(\psi_1)} \right) \right] \pm \right. \\ \left. \pm \frac{2}{c_n^2} \cos(\Delta\varphi) \frac{J_2(\psi)J_2(\psi_1)}{\psi\psi_1} \right\}. \quad (\text{П1.19})$$

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Вычисление функций $K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ и $K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$ при $\alpha \gg 1$

Согласно (6), (7) и (5) выражения для $K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = \overline{\delta E(\zeta, \psi, \varphi) \delta E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)}$ и $K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = \overline{\delta E(\zeta, \psi, \varphi) \delta E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)}$ с учетом того, что

$$\overline{e^{i\Phi(u, \phi)}} = e^{-\frac{\alpha}{2}}, \quad \overline{e^{i[\Phi(u, \phi) - \Phi(u_1, \phi_1)]}} = e^{-\alpha(1-r)}, \quad \overline{e^{i[\Phi(u, \phi) + \Phi(u_1, \phi_1)]}} = e^{-\alpha(1+r)}$$

имеют вид

$$K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = \frac{1}{\pi^2} \int_0^1 \int_0^1 \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{i2(\zeta u^2 - \zeta_1 u_1^2)} e^{i[\psi u \cos(\varphi - \phi) - \psi_1 u_1 \cos(\varphi_1 - \phi_1)]} \times \\ \times \left[e^{\alpha(r-1)} - e^{-\alpha} \right] u u_1 d u d u_1 d \phi d \phi_1, \quad (\text{П2.1})$$

$$K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = \frac{1}{\pi^2} \int_0^1 \int_0^1 \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{i2(\zeta u^2 + \zeta_1 u_1^2)} e^{i[\psi u \cos(\varphi - \phi) + \psi_1 u_1 \cos(\varphi_1 - \phi_1)]} \times \\ \times \left[e^{-\alpha(1+r)} - e^{-\alpha} \right] u u_1 d u d u_1 d \phi d \phi_1, \quad (\text{П2.2})$$

где

$$r = \exp \left[- \left(u^2 + u_1^2 \right) - 2 u u_1 \cos(\phi - \phi_1) / c^2 \right] \quad (\text{П2.3})$$

коэффициент корреляции фазовых флуктуаций на апертуре.

Функция, стоящая в квадратной скобке подынтегрального выражения в (П2.1) принимает максимальное значение при $r=1$. Следовательно, основной вклад при интегрировании в (П2.1) даст область значений переменных, для которой $r \approx 1$. Тогда, учитывая, что $\ln r = (r-1) + \frac{(r-1)^2}{2} + \dots$ для $(r-1) < 1$ и ограничиваясь в этом разложении первым членом, имеем

$$\left[e^{\alpha(r-1)} - e^{-\alpha} \right] \approx e^{\alpha \ln r} (1 - e^{-\alpha r}) \approx e^{\alpha \ln r} = -\frac{u^2 + u_1^2 - 2uu_1 \cos(\phi - \phi_1)}{c_\alpha^2}, \quad (\text{П2.4})$$

где $c_\alpha = c/\sqrt{\alpha}$.

Подставляя (П2.4) в (П2.1) и сравнивая с (П1.1) получаем, что

$$K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = T_1^{(1)}(c_\alpha, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi). \quad (\text{П2.5})$$

где $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi$.

Функция, стоящая в квадратной скобке подынтегрального выражения для $K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$, также достигает максимального значения при $r = 1$ и для $\alpha \gg 1$ может быть преобразована следующим образом:

$$\left[e^{-\alpha(1+r)} - e^{-\alpha} \right] = e^{-\alpha} (e^{-\alpha r} - 1) \approx -e^{-\alpha}. \quad (\text{П2.6})$$

Тогда

$$K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) \approx e^{-\alpha} \frac{1}{\pi} \left[\int_0^1 \int_0^{2\pi} e^{i[2\zeta u^2 c \cos(\varphi - \phi)]} u du d\phi \right]^2.$$

Так как интеграл, стоящий в квадратной скобке, есть ограниченная величина, то при $\alpha \gg 1$ модуль $K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) \ll 1$ и можно считать, что

$$K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) \approx 0. \quad (\text{П2.7})$$

Список литературы: 1. Шифрин Я.С., Должиков В.В. Статистика поля антенны с круглой апертурой сфокусированной в зону Френеля, часть 1. Средние характеристики поля // Электромагнитные волны и электронные системы. – Т.15. № 9. – 2010. – С. 15-31. 2. Шифрин Я.С., Должиков В.В. Статистика поля антенны с круглой апертурой сфокусированной в зону Френеля. Ч. 2. Флуктуационные характеристики поля // Электромагнитные волны и электронные системы. – Т.15. № 10. – 2010. – С. 6-23. 3. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. – М. : Сов. радио, 1970. Англ. пер. Y.S. Shifrin. Statistical Antenna Theory. Golem Press, 1971. – 370 p. 4. Шифрин Я.С. Статистическая теория антенн // Справочник по антенной технике. В 5 т. ; под ред. Л.Д. Бахраха и Е.Г. Зелкина. – М. : ИПРЖР, 1997. – Т. 1. – С. 148 – 206. Англ. пер. Y.S. Shifrin. Statistical Antenna Theory (Theory Foundation, State-of-the-Art, Basic Applications) // Telecommunications and Radio Engineering. – 2001. – vol. 55, N 6–7. – P 1– 68. 5. Абрамовиц А., Стиган И. Справочник по специальным функциям. – М. : Наука, 1979. 6. Ватсон Г.Н. Теория бесселевых функций. – М. : ИЛ, 1949. 7. Федорюк М.В. Метод перевала. – М. : Наука, 1977.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.02.2013

**ВЗАИМНЫЕ СВЯЗИ МЕЖДУ АНТЕННАМИ,
ИСПОЛЬЗУЕМЫМИ В КАЧЕСТВЕ ЭЛЕМЕНТОВ
ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ РАДИОТЕЛЕСКОПА
ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН**

Введение

В формировании характеристик фазированных антенных решеток (ФАР) большую роль играют взаимные связи между их элементами, поэтому в литературе их исследованию уделяется очень большое внимание [1, 2]. Основные свойства взаимных связей между излучателями, наиболее часто применяемых в качестве элементов ФАР, достаточно хорошо изучены. К ним относятся линейные вибраторы и щели, рупорные антенны и открытые концы волноводов, микрополосковые патч-антенны и др. [2]. Однако в связи с быстрым развитием техники сверхширокополосной связи, радиолокации, радиоастрономии появилась потребность в новых излучателях с улучшенными параметрами, которые могли бы служить элементами ФАР, работающих в широком диапазоне частот, и удовлетворять новым условиям эксплуатации. Одной из областей приложения новейших разработок антенн в последнее десятилетие стала низкочастотная радиоастрономия, занимающаяся изучением свойств радиоисточников внеземного происхождения в диапазоне частот 10 – 100 МГц [3]. Мощным стимулом для ее стремительного развития стало появление новых высокочувствительных приемных устройств [4, 5] и высокопроизводительной компьютерной техники для цифровой обработки сигналов. В целом ряде стран начали проектировать и строить новые гигантские радиотелескопы для работы в этом диапазоне частот, среди которых следует назвать LOFAR [6] (Европейский Союз), LWA [7] (США), LSS [8] (Франция), ГУРТ (Украина) [9]. В качестве сенсоров в них предполагается использовать многоэлементные ФАР, сектор сканирования луча которых будет охватывать почти всю небесную полусферу. Уже разработаны новые типы антенн – элементов этих ФАР, которые смогут эффективно функционировать в диапазоне частот с коэффициентом перекрытия 7-8 и обеспечивать широкий угол обзора радиотелескопа, находясь в непосредственной близости от поверхности земли. Хотя в процессе проектирования были проведены многочисленные исследования их параметров и характеристик, некоторые их свойства оказались еще недостаточно изучены. Это касается, в первую очередь, взаимных связей между ними, которые непременно возникнут при объединении их в решетку. В настоящей работе сделаны первые шаги по заполнению этого пробела. Она посвящена изучению взаимных сопротивлений между антеннами, используемых в качестве элементов ФАР нового перспективного радиотелескопа ГУРТ, предназначенного для работы в диапазоне частот 10 – 70 МГц.

Постановка задачи

На рис. 1, *a* схематически изображен чертеж антенны, которая используется в качестве элемента решетки радиотелескопа ГУРТ [14]. Она представляет собой плоский симметричный вибратор с наклонными плечами, изготовленный из тонкостенных медных трубок диаметром 12 мм. Точка его питания А расположена в центре проводника, соединяющего плечи, и находится на высоте $h = 1,6$ м над поверхностью земли. Полная длина плеча вибратора вдоль средней трубки (ломаная линия ABC на рис.1, *a*) равна 1,4 м, а угол γ ее наклона по отношению к горизонту составляет 45° .

Секция ФАР ГУРТ представляет собой регулярную квадратную решетку из 5×5 крестообразных элементов (рис. 1, *b*), каждый из которых состоит из двух ортогональных плоских вибраторов (рис. 1, *a*) с независимыми входами, закрепленных на общей стойке. Всего, таким

образом, в секции используются 50 плоских вибраторов, 25 из которых принимают электромагнитные волны одной линейной поляризации, а остальные 25 – ортогональной поляризации. Поскольку сигналы, принимаемые каждой из этих двух групп вибраторов, собираются с помощью собственной схемы суммирования и подаются на вход своего приемника для дальнейшей обработки, секцию ФАР можно рассматривать как совокупность двух отдельных совмещенных решеток, предназначенных для приема электромагнитных волн двух ортогональных поляризаций. Шаг этих решеток вдоль обеих осей одинаков $d_x = d_y$ и равен 3,75 м.

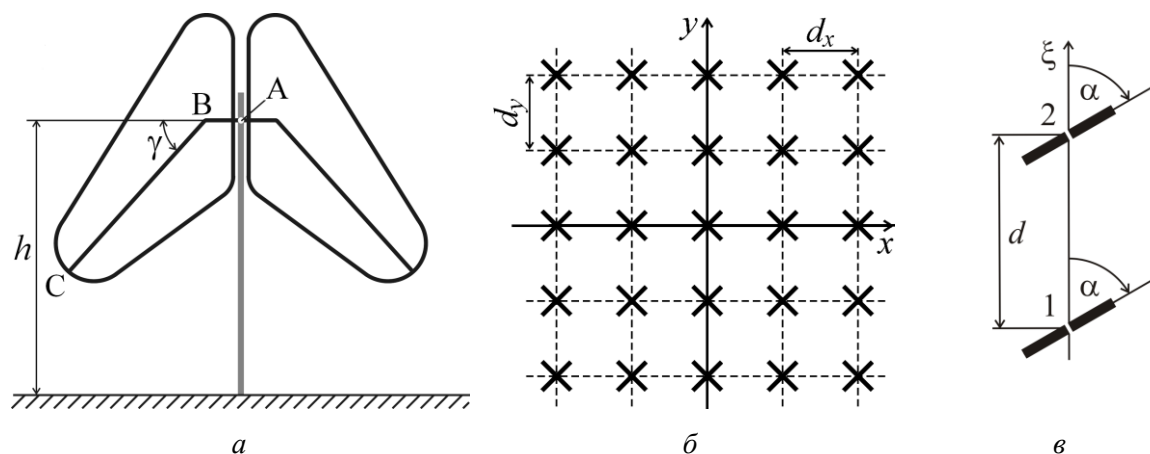


Рис. 1

Поставим себе задачу исследовать зависимости собственных и взаимных сопротивлений между двумя одинаково поляризованными плоскими вибраторами (рис.1, а) от их взаимной ориентации, расстояния между ними и частоты. На рис.1, в схематически показана пара исследуемых вибраторов, где угол α задает их поворот относительно оси ξ , проходящей через их фазовые центры. Исследование взаимодействия ортогонально поляризованных вибраторов выходит за рамки настоящей работы.

Методика исследования

Токи и напряжения на клеммах двух произвольных излучателей можно связать системой линейных уравнений:

$$\dot{U}_1 = Z_{11}\dot{I}_1 + Z_{12}\dot{I}_2, \quad (1)$$

$$\dot{U}_2 = Z_{21}\dot{I}_1 + Z_{22}\dot{I}_2, \quad (2)$$

где $\dot{U}_{1,2}$, $\dot{I}_{1,2}$ – комплексные амплитуды напряжений и токов на клеммах первого и второго излучателей соответственно; Z_{11} и Z_{22} – собственные сопротивления 1-го и 2-го излучателей, Z_{12} , Z_{21} – взаимные сопротивления между излучателями.

Если излучатели идентичны, а материал, из которого они изготовлены, и окружающая среда изотропны, то соблюдаются равенства $Z_{21} = Z_{12}$ и $Z_{22} = Z_{11}$. В этом случае уравнения (1) и (2) эквивалентны, и для определения собственных и взаимных сопротивлений можно использовать равенства:

$$Z_{22} = Z_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{I}_2=0} \quad \text{и} \quad Z_{12} = Z_{21} = \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{I}_2=0}. \quad (3)$$

Собственное сопротивление излучателя численно равно его входному сопротивлению в присутствии второго с разомкнутыми входными клеммами, а взаимное – наведенному сопротивлению из одного излучателя в другой при одинаковых токах на их клеммах.

Если взаимодействующие излучатели имеют джоулевы потери, то для полного описания их свойств необходимо знать еще собственные $R_{\Sigma 11}$ и взаимные $R_{\Sigma 21}$ сопротивления излучения [10], которые являются мерой излучаемой мощности и определяются как [11, 12]:

$$R_{\Sigma 11} = \frac{Z_0}{4} \frac{\ell_{д1}^2}{\lambda^2} \int_{\Omega} |\bar{F}_1(\theta, \varphi)|^2 \cdot \sin \theta d\theta d\varphi, \quad R_{\Sigma 21} = \frac{Z_0}{4} \frac{\ell_{д2} \ell_{д1}}{\lambda^2} \int_{\Omega} (\bar{F}_2^*(\theta, \varphi) \cdot \bar{F}_1(\theta, \varphi)) \cdot \sin \theta d\theta d\varphi, \quad (4)$$

где $\ell_{дn}$ и $\bar{F}_n(\theta, \varphi)$ – действующая длина и нормированная ($\max |\bar{F}_n(\theta, \varphi)| = 1$) диаграмма направленности (ДН) одного из излучателей ($n = 1, 2$), которые определяются в присутствии другого с разомкнутыми входными клеммами; Z_0 – характеристическое сопротивление свободного пространства; λ – длина волны в свободном пространстве; $\Omega = 4\pi$, если решетка расположена в свободном пространстве, и $\Omega = 2\pi$, если она находится над экраном.

Таким образом, для нахождения собственных взаимных сопротивлений пары связанных вибраторов необходимо решить две электродинамические задачи о поочередном возбуждении их токами \dot{I}_1 и \dot{I}_2 в присутствии другого с разомкнутыми входными клеммами, каждый раз определяя напряжения на обоих входах \dot{U}_1 и \dot{U}_2 , а также соответствующие таким возбуждениям ненормированные ДН $\bar{\Phi}_{1,2}(\theta, \varphi) = (\ell_{д1,2}/\lambda) F_{1,2}(\theta, \varphi)$. В настоящее время для их решения можно воспользоваться специализированными компьютерными программами численного электродинамического моделирования антенн. Среди них можно выделить программу NEC2 [13], основанную на методе моментов и разработанную специально для численного анализа проволочных антенн произвольной геометрии. Эта программа хорошо зарекомендовала себя при моделировании проволочных антенн разнообразных конфигураций и, что очень важно в нашем случае, позволяет корректно учитывать влияние реальной земли на их параметры. Кроме того, она является некоммерческой программой, доступной для широкого круга пользователей, так как имеет открытые исходные коды и свободно распространяется в Интернете [14, 15].

Результатом моделирования проволочной антенны в программе NEC2 является распределение токов на всех ее сегментах, входные сопротивления относительно возбужденных клемм, а также ненормированная векторная ДН $\bar{\Phi}(\theta, \varphi)$, соответствующая выбранному способу возбуждения. К сожалению, эта программа не позволяет рассчитывать ЭДС, наводимые на разомкнутых клеммах антенны, однако режим холостого хода на выбранном входе можно имитировать, подключая к нему сопротивление R_L , на несколько порядков большие, чем ее входное сопротивление. Такой прием позволяет находить ток I_R в сопротивлении R_L и, следовательно, рассчитывать падения напряжения на нем $U_R = R_L I_R$, которое практически не отличается от значений ЭДС, наведенной на разомкнутом входе.

Результаты моделирования

Анализ взаимных сопротивлений между исследуемыми вибраторами выполнялся в диапазоне частот от 10 до 80 МГц, где их электрические длины изменяются от $0,09\lambda$ до $0,65\lambda$. На рис.2, а, б сплошной линией показана зависимость входного сопротивления $Z_{11}(f)$ одиночного вибратора от частоты, где наблюдаются его два резонанса: на 45 МГц – последовательный, а в окрестности 77 МГц – параллельный. В связи с этим данный частотный диапазон можно условно разбить на три отрезка: нижний – от 10 до 45 МГц, средний – от 45 до 60 МГц и верхний – от 60 до 80 МГц.

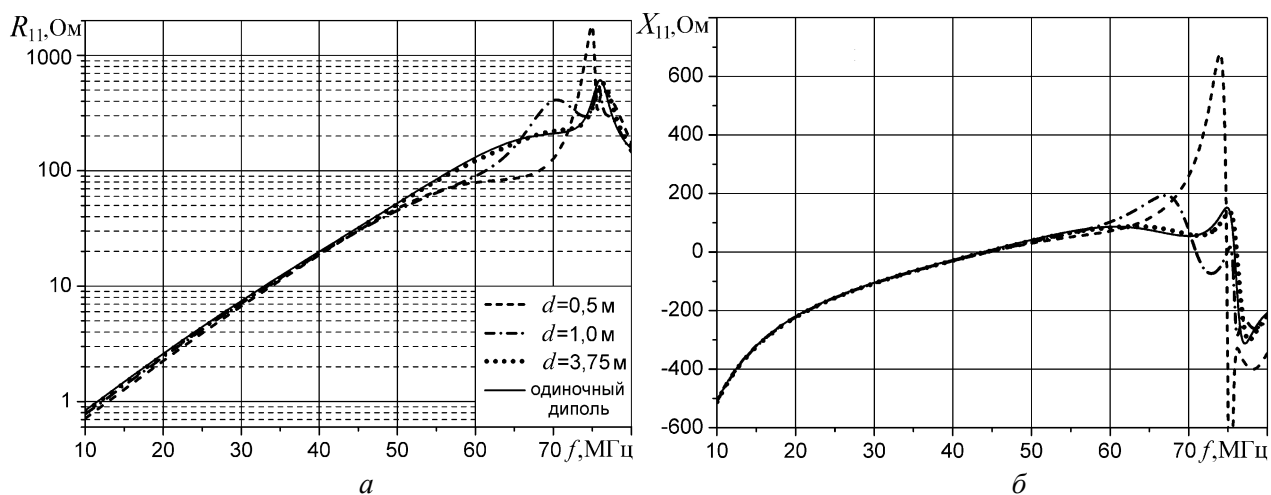


Рис. 2

Появление вблизи одиночного вибратора любого предмета, рассеивающего электромагнитные волны, неизбежно должно приводить к изменению его входного сопротивления. Такое явление наблюдаем на рис.2, где показаны частотные характеристики исследуемого вибратора в присутствии второго такого же вибратора с разомкнутыми входными клеммами, расположенного параллельно ему ($\alpha = 90^\circ$, см. рис.1, *a*) на расстояниях $d = 0,5$ м; $d = 1,0$ м и $d = 3,75$ м. На нижнем частотном отрезке эти вибраторы по своим свойствам близки к каноническим минимально рассеивающим антеннам [16], которые при размыкании их клемм совсем не рассеивают электромагнитное поле. Поэтому приближение к исследуемому вибратору второго разомкнутого (вплоть до расстояний в несколько сотых длины волны) практически не изменяет его характеристики, что хорошо видно на рис. 2, *a*, *б*. На верхнем частотном отрезке поведение собственных сопротивлений вибраторов резко контрастирует с тем, что наблюдалось на нижнем. Здесь длины плеч вибраторов приближаются к резонансным, поэтому они интенсивно рассеивают волны даже в режиме холостого хода. Однако на расстояниях, больших одной длины волны, связь между ними невелика, поэтому их сопротивления Z_{11} и Z_{22} остаются практически не отличимыми от входного сопротивления одиночного вибратора. Об этом свидетельствует пунктирная кривая на рис.2, построенная для расстояния $d = 3,75$ м, равного шагу решетки секции ГУРТ (рис.1, *б*). Если же вибраторы сближаются до расстояний, меньших 2 м (вблизи параллельного резонанса это не более $0,5\lambda$), то связь между ними на верхнем частотном отрезке оказывается настолько сильной, что величины их сопротивлений Z_{11} и Z_{22} могут изменяться в несколько раз. Средний частотный отрезок является переходным, поэтому в его начале изменения кривой $Z_{11}(f)$ при сближении вибраторов практически незаметны, а ближе к его концу сопротивление R_{11} может падать даже вдвое. Необходимо отметить, что участок частот от 70 до 80 МГц, где наблюдаются наибольшие изменения частотной характеристики собственных сопротивлений вибраторов при их сближении, выходит за рамки рабочего диапазона радиотелескопа ГУРТ, а рассмотрен здесь исключительно для того, чтобы понять поведение параметров исследуемых вибраторов на верхних частотах.

Поскольку на большей части рабочего диапазона исследуемый вибратор по своим свойствам близок к каноническим минимально рассеивающим антеннам, классическим представителем которых является элементарный электрический излучатель (диполь Герца), последний мы будем рассматривать как некий эталон для сравнения. На рис. 3 показаны зависимости полного взаимного сопротивления $z_{21}(d) = r_{21}(d) + jx_{21}(d)$ и взаимного сопротивления

излучения $r_{\Sigma 21}(d)$ между двумя идентичными горизонтальными диполями Герца от расстояния между ними, нормированные к реальной части сопротивления Z_{11} .

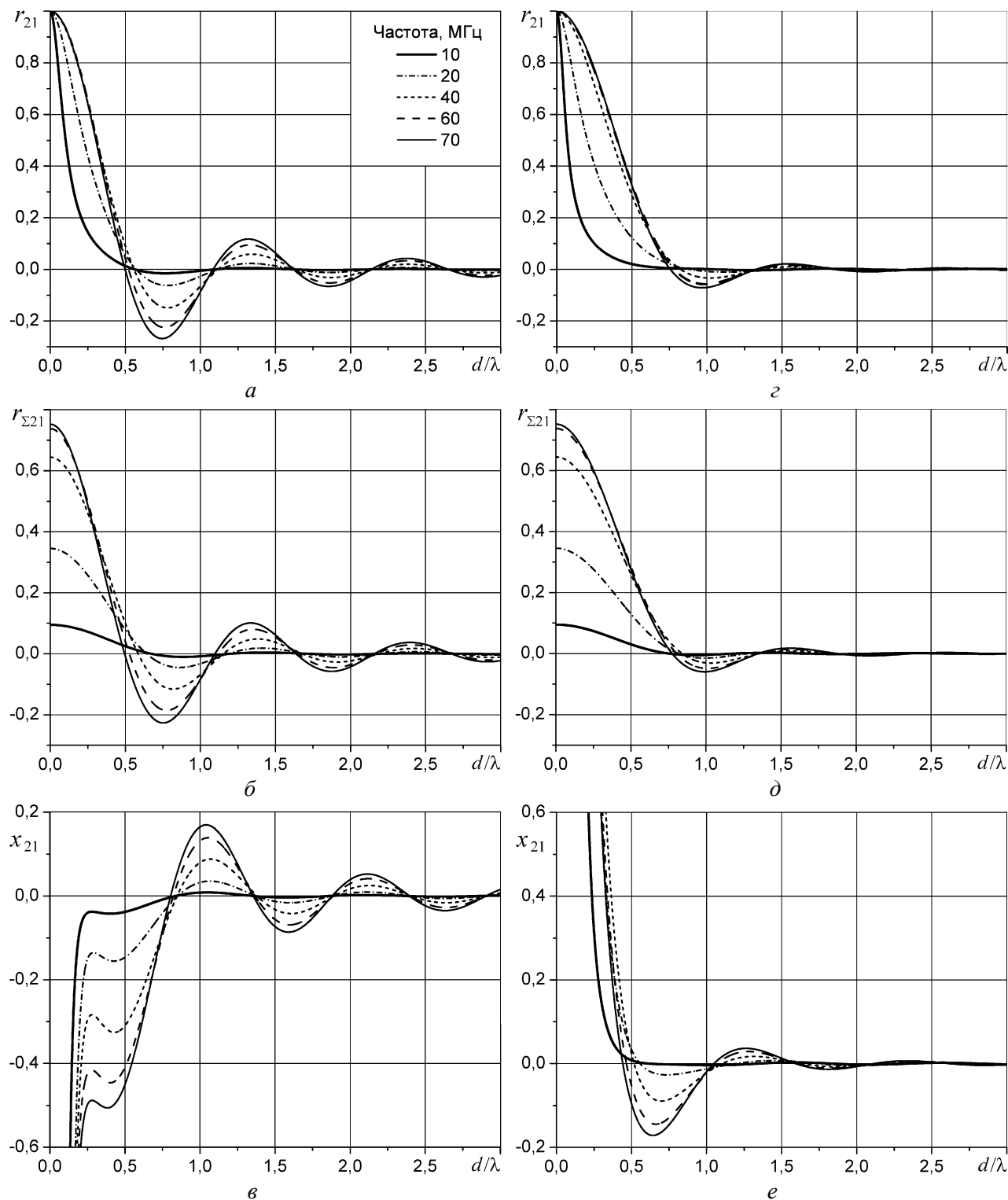


Рис. 3

Представленные здесь графики рассчитаны для двух вариантов ориентации (рис.1, *в*) диполей Герца: на рис.3, *а*, *б*, *в* – для параллельных диполей ($\alpha = 90^\circ$) и на рис.3, *г*, *д*, *е* – для коллинеарных ($\alpha = 0$). Высота подвеса диполей Герца была выбрана равной $h = 1,33$ м, что

примерно совпадает с расположением фазового центра исследуемого плоского вибратора, а параметры земли, были приняты равными: $\epsilon_r = 10$ – относительная диэлектрическая проницаемость и $\sigma = 0,025$ С/м – удельная электрическая проводимость, что соответствует средним их значениям в месте строительства радиотелескопа ГУРТ. Расчет выполнялся по методике, изложенной в работе [17], которая сводится к численному интегрированию интегралов Зоммерфельда, из которых предварительно выделяются сингулярные части.

Кривые $z_{21}(d)$ на рис.3 легко объяснимы, поскольку отражают известные зависимости горизонтальных составляющих напряженности электрического поля диполя Герца (поперечной для параллельной ориентации и продольной для коллинеарной) над частично поводящим полупространством от расстояния и частоты. Чем ниже частота, тем меньше электрическая высота подвеса диполя и тем быстрее убывает его поле с расстоянием. Взаимные сопротивления между коллинеарными диполями Герца с расстоянием убывают намного быстрее, чем между параллельными, поскольку радиальная компонента напряженности электрического поля диполя уменьшается с расстоянием быстрее, чем поперечная. Особо следует остановиться на взаимных сопротивлениях излучения между диполями. По внешнему виду зависимости $r_{\Sigma 21}(d)$ похожи на кривые, отражающие аналогичную зависимость вещественной части полного взаимного сопротивления $r_{21}(d)$. Однако, если сопротивление $r_{21}(d)$ при $d \rightarrow 0$ стремится к единице (т.е. собственному сопротивлению), то $r_{\Sigma 21}(d)$ стремится к величине КПД диполя Герца. Потерянной мощностью в данном случае традиционно считается мощность, рассеянная в неидеальной земле [22].

Теперь проанализируем аналогичные зависимости, рассчитанные для исследуемых вибраторов и представленные в виде графиков: на рис.4, а – для параллельных и рис.4, б – для коллинеарных. Здесь, как на рис.3, вдоль осей ординат отложены значения нормированных сопротивлений $r_{21}, r_{\Sigma 21}$ и x_{21} , для перехода к которым от ненормированных сопротивлений $R_{21}, R_{\Sigma 21}$ и R_{21} с размерностью (Ом) использовалось следующее правило:

$$r_{21}(d) = R_{21}(d)/R_{11}(d); x_{21}(d) = X_{21}(d)/R_{11}(d); r_{\Sigma 21}(d) = R_{\Sigma 21}(d)/R_{11}(d),$$

Сравнивая эту серию графиков (рис.4) с рассмотренной выше серией для диполей Герца (рис.3), можно отметить целый ряд совпадений. Как и следовало ожидать, в обоих случаях наблюдаются общие тенденции изменения взаимного сопротивления с ростом частоты и увеличением дистанции между вибраторами, а также при смене их ориентации от параллельной к коллинеарной. Более того, кривые $r_{21}(d)$, $x_{21}(d)$ и $r_{\Sigma 21}(d)$, показывающие зависимости взаимных сопротивлений между плоскими вибраторами от расстояния d на частотах до 40 МГц, практически совпадают с аналогичными кривыми для диполей Герца, построенными здесь пунктирными линиями. Однако ближе к области параллельного резонанса (от 60 до 70 МГц) в характеристиках сравниваемых излучателей наблюдаются существенные различия, что объясняется заметным отличием исследуемых плоских вибраторов от минимально рассеивающих антенн. Причем эти различия не исчезают даже при их разnose на несколько длин волн. Кривые для этих частот не сравниваются здесь с аналогичными для диполей Герца ввиду их заметного различия, что легко увидеть, сравнив рис.3 и 4.

Глядя на графики, приведенные на рис.4, может создаться ложное впечатление, что в антенной решетке (рис.1, б), работающей в сверхшироком диапазоне частот 10 – 70 МГц, взаимные связи на низких частотах имеют намного меньший вес, чем на высоких, поскольку они более быстро убывают с увеличением дистанции между элементами. На самом деле, это не так, поскольку шаг решетки $d = 3,75$ м (рис.1, б) на частоте 70 МГц эквивалентен $0,875\lambda$, на 40 МГц он равен $0,5\lambda$, а на 10 МГц он составляет всего $0,125\lambda$. Для параллельной ориентации вибраторов активная часть нормированного взаимного сопротивления r_{21} при рассто-

янии $d = 3,75$ м между ними на этих частотах принимает значения 0,029, 0,267 и 0,39 соответственно, из чего можно сделать вывод, что взаимные сопротивления в нижней части рабочего диапазона частот должны влиять на параметры решетки не в меньшей степени, чем в верхней его части. Это говорит о важности корректного расчета взаимных связей и их учета при анализе параметров и характеристик сверхширокополосной ФАР на всех участках ее рабочего диапазона.

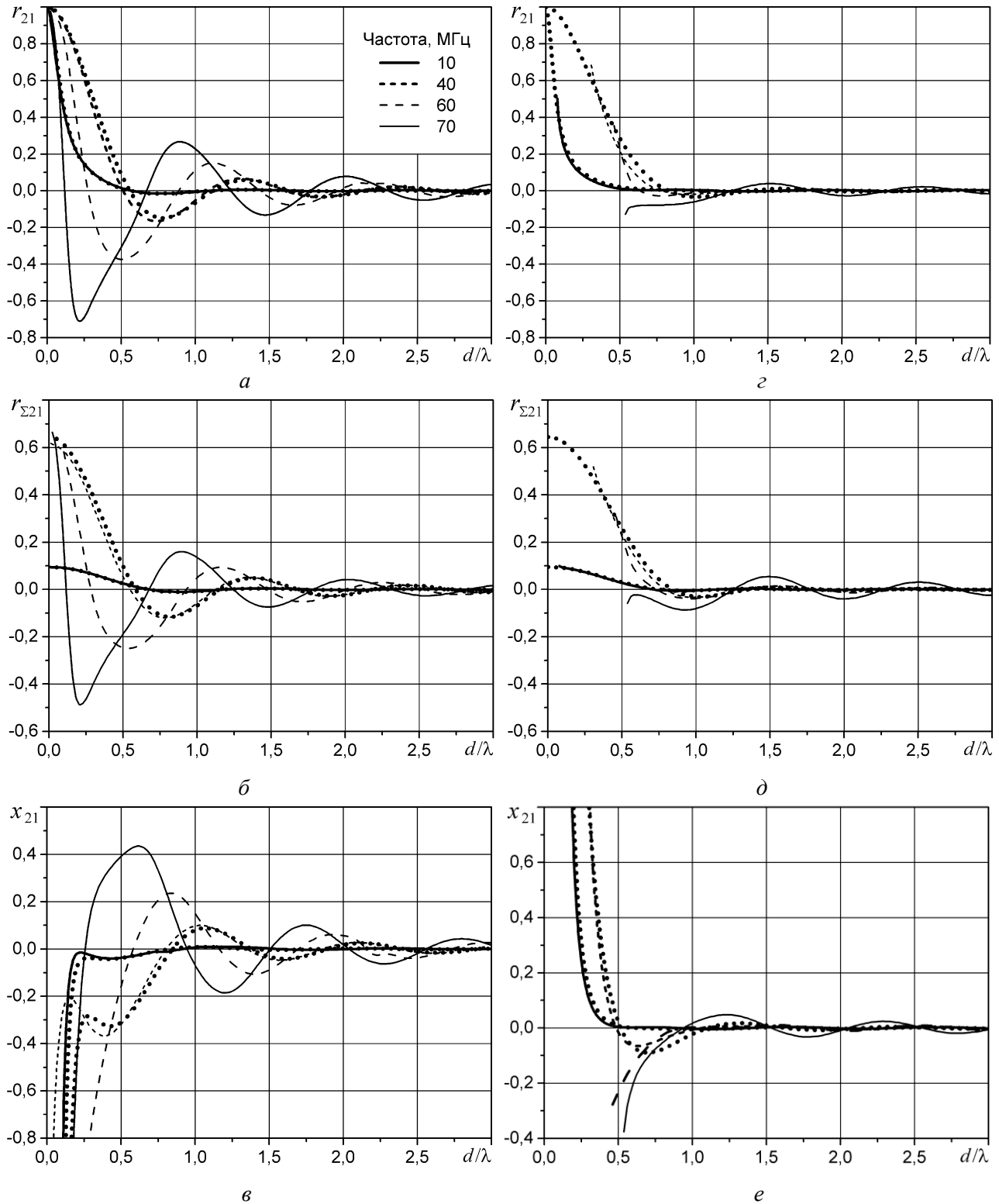


Рис. 4

Заклучение

Выполнен численный анализ взаимных сопротивлений между двумя проволочными вибраторами сложной конфигурации, расположенными над поверхностью земли, которые используются для построения сверхширокополосной ФАР нового низкочастотного радиотелескопа ГУРТ. Все расчеты проводились методом электродинамического моделирования с привлечением известной программы NEC2, в основе которой лежит метод моментов. Результаты вычислений представлены в графической форме в виде зависимостей нормированных взаимных сопротивлений между вибраторами от расстояния между ними для нескольких частот в диапазоне от 10 до 70 МГц. Показано, что в нижней части этого частотного диапазона поведение взаимных сопротивлений между исследуемыми вибраторами с изменением частоты и расстояния практически неотлично от поведения электрических диполей Герца. Результаты работы могут быть полезны для специалистов, занимающихся исследованием и проектированием широкополосных антенных решеток декаметрового диапазона волн.

Список литературы: 1. *Mailloux R.J.* Phased array antenna handbook. – Artech House, 2005. – 496 с. 2. *Hansen R.C.* Phased array antennas. 2nd ed. – Wiley, 2009. – 547 с. 3. *Коноваленко А.А.* Перспективы низкочастотной радиоастрономии // Радиофизика и радиоастрономия. – 2005. – Т.10. – С. 86–114. 4. *Falkovich I.S., Konvalenko A.A., Gridin A.A., Sodin L.G., Bubnov I.N., Kalinichenko N.N., Rashkovskii S.L., Mukha D.V., Tokarsky P.L.* Wide-band high linearity active dipole for low frequency radio astronomy // Experimental astronomy. – 2011. – Vol. 32. – P. 127–145. 5. *Ryabov V. B., Vavriv D. M., Zarka P., Ryabov B. P., Kozhin R., Vinogradov V. V., and Denis L.* A low-noise, high-dynamic-range, digital receiver for radio astronomy applications: an efficient solution for observing radio-bursts from Jupiter, the Sun, pulsars, and other astrophysical plasmas below 30 MHz // Astronomy & Astrophysics. – 2010. – Vol. 510. – P. 16–28. 6. *De Vos M., Gunst A.W., Nijboer R.* The LOFAR Telescope: System Architecture and Signal Processing // IEEE Proc. – 2009. – V.97. – P. 1431–1437. 7. *Ellingson S., Clarke T.E., Cohen A. et al.* The long wavelength array // Proc. IEEE. – 2009. – Vol. 97. – P. 1421–1430. 8. *Girard J.N., Zarka P., Tagger M. et al.* Antenna design and distribution for a LOFAR Super Station in Nançay // Proc. of JS'2011 URSI, Cnam Paris. – 2011. – P. 43–48. 9. *Konvalenko A.A., Falkovich I.S., Gridin A.A., Tokarsky P.L., Yerin S.N.* UWB active antenna array for low frequency radio astronomy // Proc. of the VI-th Intern. Conf. on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS'12), Ukraine, Sevastopol, 201. – P. 39–43. 10. *Токарский П.Л.* Взаимные связи в системе излучателей с джоулевыми потерями // Радиотехника и электроника. – 1986. – Т.31. № 9. – С. 1717–1723. 11. *Вендик О.Г.* Антенны с немеханическим движением луча. – М.: Сов. радио, 1965. – 360 с. 12. *Сазонов Д.М.* Расчет взаимных импедансов произвольных антенн по их диаграммам направленности // Радиотехника и электроника. – 1970. – Т.15, №2. – С. 376–378. 13. *Burke G.J., Poggio A.G.* Numerical Electromagnetic Code (NEC). Pt. II. Program Description – Code. Lawrence Livermore National Laboratory UCID-18834; USA, Ca., 1981. – 81 с. 14. <http://www.si-list.net/swindex.html> <http://www.qsl.net/4nec2/>. 15. *Wasyliwskyj W., Kahn W.K.* Theory of mutual coupling among minimum-scattering antennas // IEEE Trans. on Antennas and Propagat. – 1970. – VI. AP-18. № 2. – P. 204–216. 16. *Токарский П.Л.* Взаимные сопротивления и КПД горизонтальных электрических диполей, расположенных над поверхностью земли // Радиотехника. – 2001. – Вып. 118. – С. 42–46.

Радиоастрономический институт НАН Украины

Поступила в редколлегию 05.03.2013

МНОГОДИАПАЗОННЫЕ ПИРАМИДАЛЬНЫЕ РУПОРНЫЕ АНТЕННЫ С ОДИНАКОВОЙ ШИРИНОЙ ГЛАВНОГО ЛЕПЕСТКА ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ

Введение

Для повышения надежности и качества передачи информации в телекоммуникационных системах применяется резервирование аппаратуры. Это решение проблемы гарантии получения потребителем всей передаваемой информации имеет большой недостаток: для подключения дублирующей аппаратуры (или дублирующих блоков) необходим отдельный канал управления и необходимо некоторое время для обеспечения ее работы. На практике возможны ситуации, когда такое положение недопустимо. Прежде всего это относится к чрезвычайным ситуациям, когда все службы работают на пределе возможностей, а потеря управления и связи может иметь катастрофические последствия.

Другой более надежный способ решения проблемы – передача информации одновременно на двух или большем числе частот. Современные методы и средства частотной селекции и разделения сигналов позволяют реализовать подобные системы и обеспечить их защиту от помех самого различного происхождения.

Одновременная работа радиоканалов на двух частотах в некоторых случаях решает проблему "мертвых зон".

В современных телекоммуникационных системах широко используется уплотнение каналов за счет поляризационной развязки между ними. В радиолокации и радиоастрономии используется полное поляризационное зондирование пространства, которое позволяет получить дополнительную информацию по сравнению с традиционными методами без поляризационной селекции сигналов. Эти новые возможности реализуются за счет использования антенн, работающих в ортогональных линейно- или кругополяризованном базисах. При этом часто важно обеспечить одинаковое направление и одинаковую ширину главного лепестка диаграммы направленности антенны по всем частотным каналам. В телекоммуникационных системах в этом случае обеспечивается идентичность рабочих зон на всех частотных каналах, а в радиолокации и радиоастрономии обеспечивается одинаковое облучение остронаправленных зеркальных антенн и следовательно, одинаковые коэффициенты использования площади излучающего раскрыва.

Задача обеспечения одинаковой ширины главного максимума решается методами антенной техники. Ее разрешимость не вызывает сомнений исходя из принципа электродинамического подобия. Технически решение сводится к созданию комплексированных (совмещенных) антенн с близкими электрическими размерами, близкими амплитудными и фазовыми распределениями источников поля и одинаковой или близкой формой излучающей апертуры.

Цель статьи – теоретическое исследование характеристик направленности многодиапазонных комплексированных пирамидальных рупорных антенн, работающих в ортогональном линейно-поляризованном базисе и обеспечивающих одинаковую ширину главного лепестка диаграммы направленности (ДН) по каждому частотному каналу.

Характеристики направленности многодиапазонных комплексированных пирамидальных рупорных антенн

Как было отмечено выше, в качестве облучателей остронаправленных зеркальных и линзовых антенн широко используются облучатели в виде открытых концов волноводов и рупоров. Такие облучатели используются как в однозеркальных антеннах, например параболических или сферических, так и в многозеркальных. Обычно однозеркальные антенны имеют сравнительно большой угловой раствор (около 120° и больше для короткофокусных зеркал),

двух- и трех зеркальные – значительно меньше (порядка 30°), так как обычно малое зеркало имеет значительно меньший диаметр и располагается на меньшем расстоянии, чем большое. Таким образом, для выяснения физических особенностей характеристик направленности совмещенных апертурных излучателей необходимо провести расчет для заданной ширины главного лепестка ДН, изменяющейся в широких пределах.

В последние годы особенно большое внимание уделяется исследованию возможностей создания многодиапазонных облучателей, позволяющих обеспечить поляризационную обработку сигнала в каждом частотном диапазоне. Обычно эту проблему можно решить путем использования поляризационно изотропных недеполяризующих квадратных или круглых волноводов или пирамидальных и конических рупоров с двумя развязанными (т.е. ортогональными) выходами по каждому частотному каналу, выполненными на прямоугольных волноводах стандартного поперечного сечения [1]. Применительно к этому случаю задача анализа направленных характеристик многодиапазонного излучателя сводится к расчету ДН кольцевого излучателя квадратной или круглой формы (рис. 1).

Учитывая, что единичным излучателем для антенн апертурного типа является излучатель Гюйгенса, ДН кольцевого излучателя с произвольной формой излучающего раскрыва получаем в виде

$$F(\theta, \varphi) = \frac{1 + \cos \theta}{A} \left[S_2 \iint_{S_2} \dot{A}_2(x, y) e^{ik\vec{r}_s \cdot \vec{R}^o} dS - S_1 \iint_{S_1} \dot{A}_1(x, y) e^{ik\vec{r}_s \cdot \vec{R}^o} dS \right], \quad (1)$$

где A – нормирующий множитель, $\dot{A}_1(x, y)$ и $\dot{A}_2(x, y)$ – амплитудно-фазовые распределения источников поля во внутреннем и внешнем излучающих раскрывах антенны соответственно, $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число; \vec{r}_s – радиус-вектор точек на раскрыве, поля в которых интегрируются, \vec{R}^o – орт направления на точку наблюдения в дальней зоне антенны.

Задав амплитудно-фазовые распределения, а также форму и размеры излучающих раскрывов S_1 и S_2 , всегда можно по формуле (1) рассчитать ДН антенны. Можно также из анализа ДН найти такие размеры раскрыва антенны по каждому из каналов, которые обеспечивают заданную ширину главного лепестка ДН.

Таким образом, детальный анализ направленных характеристик многодиапазонных апертурных излучателей возможен только для конкретных вариантов амплитудно-фазовых распределений источников поля (АФР) и формы излучающих раскрывов.

Исследуем диаграммы направленности комплексированного многодиапазонного излучателя в виде системы вложенных друг в друга соосно волноводных и пирамидальных рупорных излучателей с квадратным раскрывом, электрические размеры излучающих раскрывов которых для каждого канала выбраны так, чтобы ширина ДН "по нулям" была одинакова. Как видно из рис. 1, второй, третий и последующие каналы имеют излучающие раскрывы одинаковой квадратной формы, поэтому для выполнения требований равенства ширины их ДН достаточно обеспечить выполнение условий принципа электродинамического подобия.

Рассмотрим случай постоянного АФР поля в раскрыве квадратной формы. В силу граничных условий электродинамики такой излучатель в виде открытого конца коаксиального волновода или рупора реализовать невозможно за исключением случая возбуждения его волной типа ТЕМ, когда ДН имеет воронкообразную форму. Однако эта приближенная модель позволяет существенно упростить задачу, получить ее аналитическое решение и проанализировать характеристики излучения в предельном случае. На практике в реальных волноводных и рупорных антеннах с излучающим раскрывом квадратной формы, возбуждаемых волной H_{10} , этот случай соответствует ДН в плоскости электрического вектора поля излучения антенны.

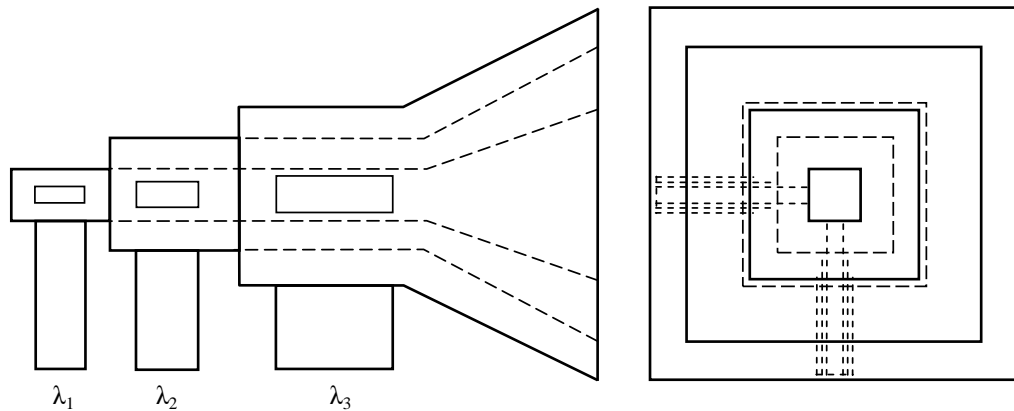


Рис. 1

В случае синфазного раскрытия квадратной формы амплитудные распределения обычно задаются разделяющимися по ортогональным осям координат, т.е. представляются в виде произведения двух функций $A(x, y) = A(x) \cdot A(y)$ и при постоянном амплитудном распределении получаем нормированную ДН внешнего излучателя в явном виде:

$$F_2(\theta, \varphi) = \frac{1 + \cos \theta}{2(L_2^2 - L_1^2)} \left[L_2^2 \frac{\sin(\pi \frac{L_2}{\lambda_2} \sin \theta)}{\pi \frac{L_2}{\lambda_2} \sin \theta} - L_1^2 \frac{\sin(\pi \frac{L_1}{\lambda_2} \sin \theta)}{\pi \frac{L_1}{\lambda_2} \sin \theta} \right]. \quad (2)$$

Нормированная ДН внутреннего излучателя, т.е. эталонная ДН, имеет вид:

$$F_1(\theta, \varphi) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \frac{\sin(\pi \frac{L_1}{\lambda_1} \sin \theta)}{\pi \frac{L_1}{\lambda_1} \sin \theta}. \quad (3)$$

Ширина главного лепестка ДН по нулям определяется в этом случае из условия

$$\theta_{01} = \arcsin \frac{\lambda_1}{L_1}. \quad (4)$$

Для удобства записи и дальнейшего анализа введем параметр $\alpha = \frac{L_2 / \lambda_2}{L_1 / \lambda_1}$ и обозначим $n = \lambda_2 / \lambda_1$. Тогда из (2) получаем ДН многодиапазонной антенны в виде

$$F_2(\theta) = \frac{1 + \cos \theta}{2(n^2 \alpha^2 - 1)} \left[n^2 \alpha^2 \frac{\sin(\frac{\pi \alpha}{\sin \theta_{01}} \sin \theta)}{\frac{\pi \alpha}{\sin \theta_{01}} \sin \theta} - \frac{\sin(\frac{\pi}{n \cdot \sin \theta_{01}} \sin \theta)}{\frac{\pi}{n \cdot \sin \theta_{01}} \sin \theta} \right]. \quad (5)$$

Найдем далее размеры внешнего квадратного излучателя, обеспечивающие такую же ширину главного лепестка ДН по нулям на волне λ_2 , как и внутренний на волне λ_1 . Положив в (5) $\theta = \theta_{01}$, получаем трансцендентное уравнение для определения размеров внешнего излучателя в виде:

$$\sin \pi \alpha = \frac{\sin \frac{\pi}{n}}{n \alpha} \quad (6)$$

Для детального физического анализа характеристик направленности многодиапазонной антенны с раскрывом квадратной формы необходимо найти его размеры, позволяющие решить поставленную задачу обеспечения одинаковой ширины ДН по каждому частотному каналу. Трансцендентное уравнение (6), из которого можно найти искомые размеры, решалось численно методом последовательных приближений. Рассчитанная зависимость отношения электрических размеров внешнего и внутреннего излучателей от отношения рабочих длин волн приведена на рис. 2. Здесь же для сравнения пунктирной линией приведена аналогичная зависимость относительных радиусов круглых раскрывов конических рупоров от отношения λ_2/λ_1 .

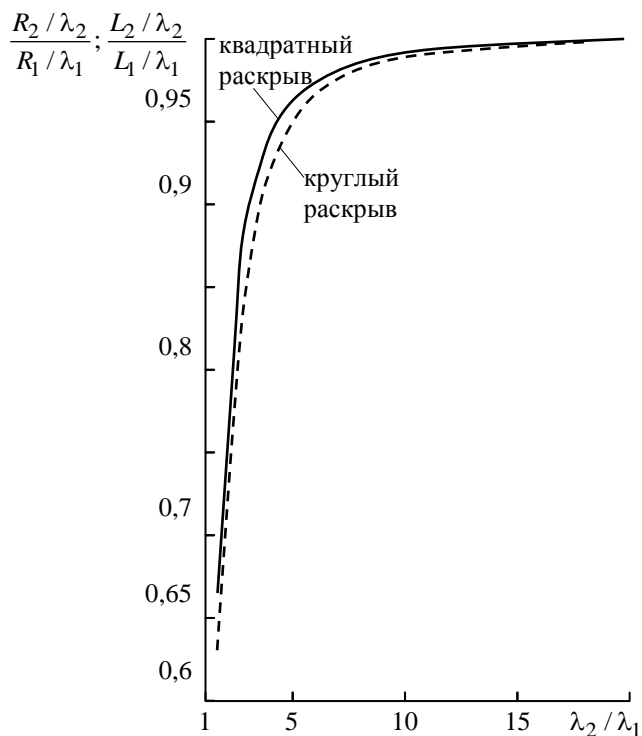


Рис. 2

Из рис. 2 видно, что минимальное отношение рабочих длин волн λ_2/λ_1 , при котором обеспечивается одинаковая ширина ДН по обоим смежным частотным каналам, не меньше 1,6. Это существенно меньше значений 2,0 и 3,0 этого отношения для многодиапазонных комплексированных линейных антенн [2]. Физически этот результат объясняется тем, что ДН в этом случае формируется раскрывом кольцевой формы, следовательно, экранируется центральная часть внешней антенны не полностью, как в линейных антеннах. Это приводит не только к тому, что допустимое отношение λ_2/λ_1 меньше, но и L_2/λ_2 ближе к L_1/λ_1 . Кроме того, за счет этого эффекта не полной экранировки внешней антенны внутренней следует ожидать, что уровень боковых лепестков в этом случае будет ниже, чем в линейных антеннах.

Из рис. 2 видно также, что одинаковую ширину главного лепестка ДН при одинаковых значениях отношения λ_2/λ_1 обеспечивают пирамидальные рупорные антенны при несколько больших электрических размерах раскрыва, чем конические рупоры.

Перейдем к анализу ДН исследуемой антенны. На рис. 3, а – е приведены расчеты ДН многодиапазонной пирамидальной рупорной антенны коаксиального типа с раскрывом квадратной формы для $\lambda_2/\lambda_1 = 1,65; 1,7; 1,75; 1,8; 1,85; 1,9; 1,95; 2,0$ и $\lambda_2/\lambda_1 = 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 15, 20$ для углов $\theta_{01} = 15^\circ; 45^\circ$ и 75° .

Из анализа полученных результатов расчетов следует, что уровень боковых лепестков пирамидальной рупорной многодиапазонной антенны действительно существенно меньше, чем многодиапазонных линейных антенн, но несколько больше, чем комплексированных конических рупорных антенн. Отличие ДН внешней антенны от ДН внутренней (эталонной) также значительно меньше, чем для линейных антенн, причем это отличие тем меньше, чем больше λ_2/λ_1 (для $\lambda_2/\lambda_1 \geq 15 - 20$ это отличие пренебрежимо мало). Видно также, что форма ДН и уровень боковых лепестков существенно изменяются при увеличении ширины главного лепестка ДН. Уже при $\theta_{01} = 30^\circ$ ДН имеет только два боковых лепестка, причем их уровень уменьшается с увеличением θ_{01} . При $\theta_{01} > 45^\circ$ уровни первых и вторых боковых лепестков приближаются по величине друг к другу, а при $\theta_{01} \geq 75^\circ$ первый лепесток меньше второго. При $\theta_{01} = 90^\circ$ один боковой лепесток исчезает. Качественно эти изменения харак-

теристик направленности апертурной антенны близки к соответствующим изменениям ДН линейных антенн, однако количественные характеристики – уровни боковых лепестков — для апертурных антенн существенно ниже.

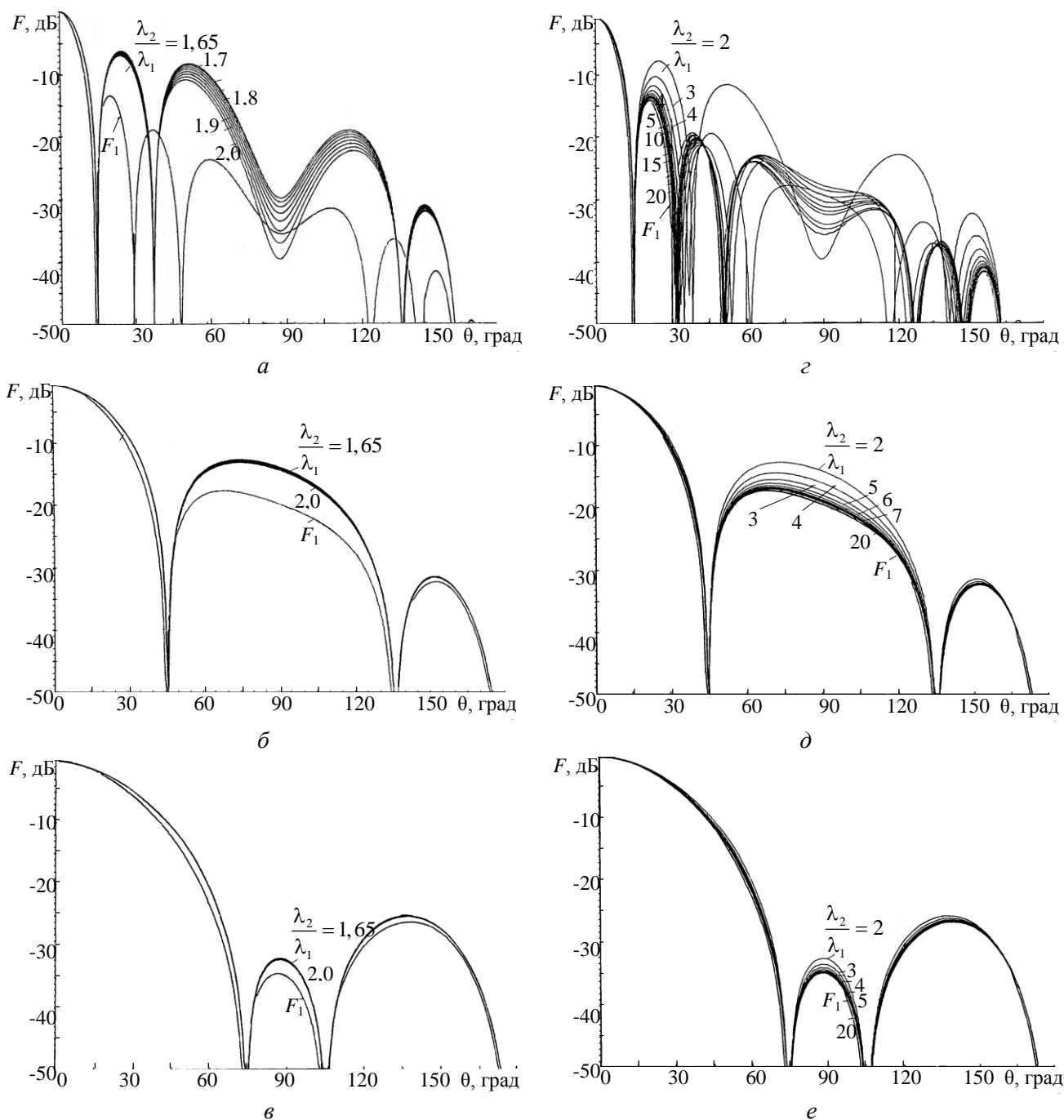


Рис. 3

Зависимости уровней первого и второго боковых лепестков диаграмм направленности многдиапазонных комплексированных пирамидальных рупорных антенн с раскрывом квадратной формы от отношения λ_2/λ_1 представлены на рис. 4 и 5 соответственно. Видно, что с $\lambda_2/\lambda_1 > 5 - 7$ уровни боковых лепестков изменяются с ростом λ_2/λ_1 мало и монотонно приближаются к уровню соответствующего бокового лепестка эталонной антенны.

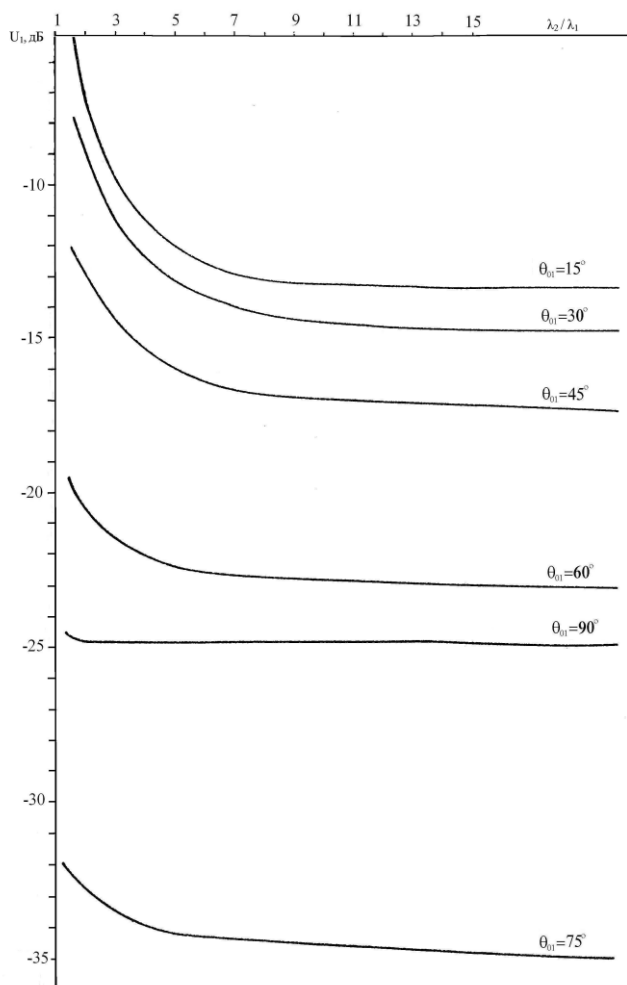


Рис. 4

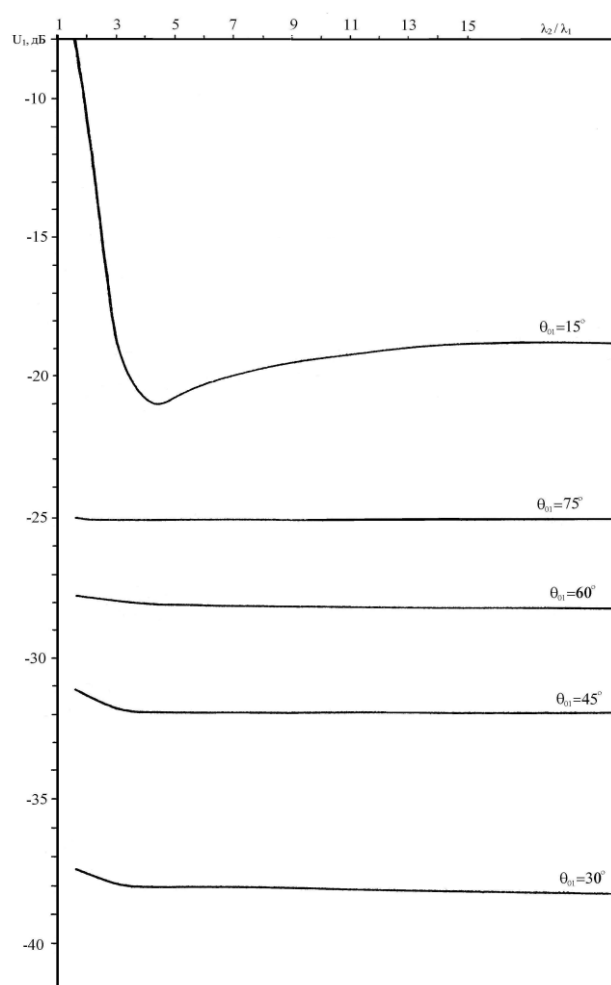


Рис. 5

На рис. 6 приведены ДН пирамидальной и конической рупорных антенн с одинаковой шириной главного лепестка ДН $\theta_{01} = 60^\circ$. Из рисунка видно, что отмеченные выше закономерности изменения направленных характеристик конического рупорного излучателя с круглым раскрывом от ширины главного лепестка ДН и от отношения рабочих длин волн λ_2/λ_1 качественно такие же, как и с квадратным. Однако количественно уровни боковых лепестков излучателей с круглым раскрывом существенно ниже, чем излучателей с квадратным раскрывом. Этот вывод объясняется тем, что форма излучающего раскрыва также оказывает существенное влияние на уровень боковых лепестков ДН, как и амплитудно-фазовые распределения источников поля в излучающем раскрыве антенны. В частности, боковые лепестки ДН антенны с круглым раскрывом меньше, чем с квадратным на 2 – 3 дБ.

Таким образом, в результате проведенных исследований установлено, что меньший уровень боковых лепестков рупорных антенн с постоянным амплитудно-фазовым распределением источников поля обеспечивается круглым раскрывом при большей ширине главного лепестка ДН. В частности, уровень первого бокового лепестка не превышает значение -15 дБ при ширине ДН $\theta_{01} \geq 45^\circ$, а уровень -20 дБ не превышает при $\theta_{01} \geq 60^\circ$.

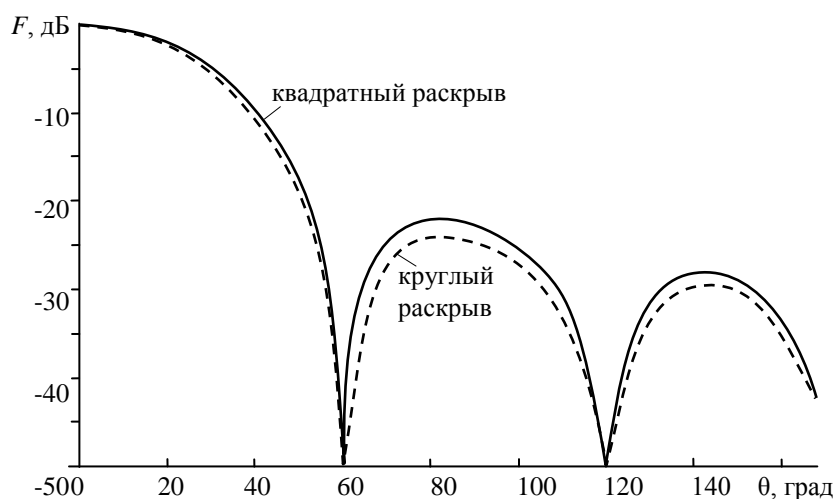


Рис. 6

Выводы

1. Теоретически исследованы возможности создания многофункциональных комплексированных волноводных и пирамидальных рупорных антенн с одинаковой шириной главного лепестка диаграммы направленности по всем частотным каналам, работающих в ортогональном линейно-поляризованном базисе. Доказано, что технически такие антенны могут быть реализованы на вложенных друг в друга соосно поляризационно – изотропных квадратных волноводах и пирамидальных рупорах с раскрытием квадратной формы при независимом возбуждении каждого канала.

2. Показано, что многодиапазонные апертурные антенны с одинаковой шириной главного лепестка диаграммы направленности могут быть реализованы в случае квадратной формы излучающего раскрытия и экранированной излучателем высокочастотного канала его серединой при отношении рабочих длин волн соседних каналов не меньшем 1,6.

3. Исследованы диаграммы направленности коаксиальных раскрытий квадратной формы, обеспечивающих одинаковую ширину главного лепестка диаграммы направленности. Показано, что экранировка излучающего раскрытия приводит к росту боковых лепестков, причем тем большему, чем меньше отношение рабочих длин волн и меньше ширина главного лепестка. При ширине главного лепестка ДН, большей 120° , уровень боковых лепестков не превышает -20 дБ т. е. вполне приемлем для практики. Уровень боковых лепестков коаксиальной антенны с круглым раскрытием ниже на $2 - 3$ дБ.

Список литературы: 1. Горобец Н.Н. К расчету многодиапазонных облучателей в ортогональном линейно-поляризованном базисе // Радиотелескопы и интерферометры: 18-я Всесоюз. радиоастрономическая конф. 14-16 октября 1986 г. : тез. докл. – Иркутск, 1986. – Ч. 2. – С. 199–200. 2. Горобец Н.Н., Горобец В.Н., Елизаренко А.А., Степаненко В.А. Вибраторные антенны с одинаковой шириной главного лепестка диаграммы направленности // Вісник Харк. нац. ун-ту ім. В.Н. Каразіна. Сер. Радіофізика та електроніка. – 2010. – №942. – Вип. 17. – С. 49–54.

Харьковский национальный университет
имени В. Н. Каразина
Украинская государственная академия
железнодорожного транспорта

Поступила в редколлегию 11.02.2013

РОЗРАХУНОК АНТЕННОЇ РЕШІТКИ СУПУТНИКОВИХ АЕРОНАВИГАЦІЙНИХ СИСТЕМ

Вступ

Актуальність питань дослідження впливу завад та підвищення завадостійкості апаратури супутникової навігації стає все більш значною по мірі розширення сфери застосування супутникових технологій. Особлива увага їй приділяється при використанні глобальних навігаційних супутникових систем (GNSS) в авіації.

Різноманіття джерел завад обумовлює цілий ряд напрямів боротьби з ними.

Найбільш дієвим способом усунення завад на сьогоднішній день визнано застосування адаптивних антенних решіток (ААР).

Проводяться інтенсивні дослідження і є в наявності кінцеві розробки за кордоном.

Інтерес до розширення проблеми завадостійкості GNSS шляхом використання адаптивних антен проявили і в Україні, але широкомасштабних розробок по цій тематиці в Україні поки що не проводилось.

Аналіз літератури показав, що не існує методик розрахунків ААР для GNSS. Всі методи розрахунків відносяться до області радіолокації і зв'язку для фазованих антенних решіток, де основні вимоги – вузький промінь і мінімальний рівень бічних пелюсток. Вимоги до антен GNSS це широка діаграма спрямованості $0 - 180^\circ$ і повна відсутність бічних пелюсток [1].

Метою розрахунків є визначення координат випромінювачів решітки, або відношення d/λ для створення діаграми спрямованості (ДС) з параметрами: ширина головного пелюстка в вертикальній площині – 164° , ширина головного пелюстка в горизонтальній площині – 360° , мати мінімальний рівень $P_{бпл}$ (дБ), або відсутність бічних пелюсток, мінімальний рівень заднього випромінювання $P_{зд}$ (дБ).

Вирішення поставленого завдання

Антенний пристрій в значній мірі визначає ефективність роботи GNSS. Для реалізації вимог пропонованих до антенних пристроїв GNSS [1] необхідно отримати параметри, за якими можна конструктивно створити антену.

До параметрів плоскої антени відносяться параметри діаграми спрямованості, крок решітки d – відстань між випромінювачами антенної решітки (АР), відношення d/λ – кроку решітки до довжині хвилі.

Одним з методів розрахунків є отримання конструктивних параметрів антени за заданою формою діаграми спрямованості АР [2]. В якості розрахованих величин виступають N комплексних амплітуд струмів збудження $\{F_n\}$ випромінювачів антени і координати N елементів решітки.

Проведемо розрахунок АР за заданою ДС, яка описується виразом $D(\theta) = \cos\theta$ (рис. 1) у площинах XOZ і YOZ .

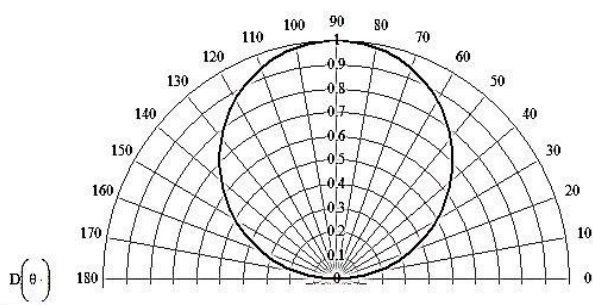


Рис. 1. Задана діаграма спрямованості

Випромінювачі розташовані на площині і утворюють ортогональну решітку (рис. 2). Число випромінювачів, розташованих в одному рядку $N_1 = 2n + 1$, а число випромінювачів в одному стовпці $N_2 = 2m + 1$. Всього в решітці буде $N = N_1 N_2$ елементів.

Для розрахунку покладемо, що поле, випромінюване елементами решітки, лінійно поляризоване. Розглядати будемо не діаграму спрямованості, а множник решітки.

$$\frac{D(\theta, \varphi)}{D_1(\theta, \varphi)} = \sum_{n=1}^N F_n \exp[ik \sin(x_n \cos \varphi + y_n \sin \varphi)]. \quad (1)$$

Прийmemo $dy=dx=d$, AP квадратна. Перетворимо вираз множника решітки (1).

Розташуємо систему координат так, щоб абсциси двох крайніх точок системи були рівними $-l_1/2$ та $l_1/2$, а ординати двох крайніх точок були рівними $-l_2/2$ та $l_2/2$ (рис. 2).

Виберемо масштаб для випромінювачів системи так, щоб випромінювачі розташовувалися в квадраті зі сторонами, рівними 2π . Для цього покладемо

$$\frac{2\pi}{l_1} x_n = \mu_n, \quad \frac{2\pi}{l_2} y_n = \nu_n.$$

Крім того позначимо

$$z_1 = \frac{l_1}{\lambda} \sin \theta \cos \varphi, \quad z_2 = \frac{l_2}{\lambda} \sin \theta \sin \varphi,$$

$$\frac{D(\theta, \varphi)}{D_1(\theta, \varphi)} = R_1(z_1, z_2).$$

Тобто зробимо перехід від полярних координат, до декартових.

Тоді множник решітки прийме вигляд

$$R(z_1, z_2) = \sum_{p=-n}^n \sum_{q=-m}^m F_{p,q} \exp[i(\mu_n z_1 + \nu_n z_2)]. \quad (2)$$

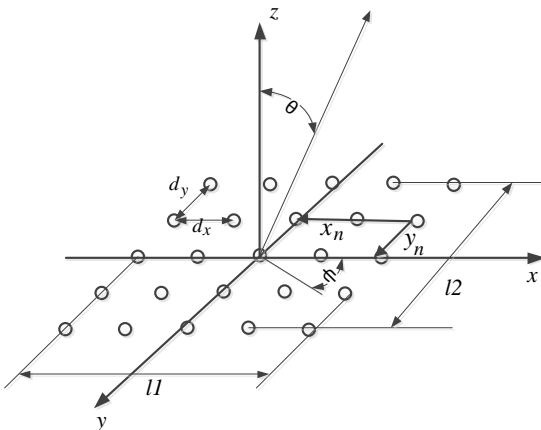


Рис. 2. Антенна решітка

Введемо позначення

$$u_1 = 2\pi \left(\frac{d_x}{\lambda} \right) \sin \theta \cos \varphi,$$

$$u_2 = 2\pi \left(\frac{d_y}{\lambda} \right) \sin \theta \sin \varphi.$$

При цьому $\mu_p z_1 = pu_1$ и $\nu_q z_2 = qu_2$.

Отже,

$$R_1(u_1, u_2) = \sum_{p=-n}^n \sum_{q=-m}^m F_{pq} \exp[i(pu_1 + qu_2)]. \quad (3)$$

Рішення будемо шукати у вигляді (розд. 4.4 [2]):

$$F_{p,q} = \sum_{k=0}^{2n} \sum_{l=0}^{2m} A_{k,l} \exp \left[-i \left(k \frac{2\pi p}{N_1} + l \frac{2\pi q}{N_2} \right) \right]. \quad (4)$$

Підставивши (4) у (3) і спростивши вираз, отримуємо

$$R_1(u_1, u_2) = \sum_{k=0}^{2n} \sum_{l=0}^{2m} A_{k,l} \frac{\sin N_1 \left(\frac{u_1}{2} - \frac{k\pi}{N_1} \right)}{-N_1 \sin \left(\frac{u_1}{2} - \frac{k\pi}{N_1} \right)} \times \frac{\sin N_2 \left(\frac{u_2}{2} - \frac{l\pi}{N_2} \right)}{-N_2 \sin \left(\frac{u_2}{2} - \frac{l\pi}{N_2} \right)}. \quad (5)$$

Враховуючи (4.13) [2] отримаємо

$$F_{p,q} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{2n} \sum_{l=0}^{2m} R_1 \left(k \frac{2\pi}{N_1}, l \frac{2\pi}{N_2} \right) \exp \left[-i \left(k \frac{2\pi}{N_1} p - l \frac{2\pi}{N_2} q \right) \right]. \quad (6)$$

Вираз (6) є двовимірне дискретне перетворення Фур'є від ДС АР і повністю визначає систему випромінювачів для створення заданої діаграми спрямованості, модуль (6) визначає значення струмів в випромінювачах, а точки в яких аргумент (6) робить стрибки, відповідає точкам розташування випромінювачів (координати) [2].

Для проведення подальших розрахунків координат випромінювачів обчислимо максимальну довжину антени. Скористаємося виразом (4.29) [2]

$$l_{\max} \geq \frac{\max |D(\theta)|}{\left(\frac{\pi}{\lambda} \right) \cos \theta}. \quad (7)$$

Тут θ – кут, для якого $D(\theta)$ приймає максимальне значення. Діаграма спрямованості нормована до 1, отже, $\max |D(\theta)| = 1$, $\theta = 90^\circ$. Підставивши дані в (7) остаточно отримаємо $l_{\max} \geq 0.318\lambda$.

Обчислимо координати випромінювачів АР, користуючись виразом (6) для діапазону L1 GPS, результати розрахунку зведемо таблицю (всі розрахунки проводилися для отримання діаграми спрямованості без бічних пелюсток).

$\lambda = 0,19042541036675934$ м			
N	$l_1=l_2=l_{\max}$	d/λ розрахункова	d/λ конструктив
2×2	0.375λ	0.25	0.25
2×2	0.75λ	0.5	0.25 ÷ 0.5
3×3	0.625λ	0.25	0.25
3×3	λ	0.23	0.25
4×4	1.25λ	0.21	0.2 ÷ 0.25
5×5	1.25λ	0.2	0.2
6×6	1.25λ	0.2	0.2

Розрахований модуль діаграми спрямованості для АР 2×2 за виразом (6) в площинах XOZ і YOZ представлений на рис. 3.

З рис. 3 видно, що діаграма спрямованості синтезованої АР відповідає вимогам, що пред'являються до антен системи GPS [1].

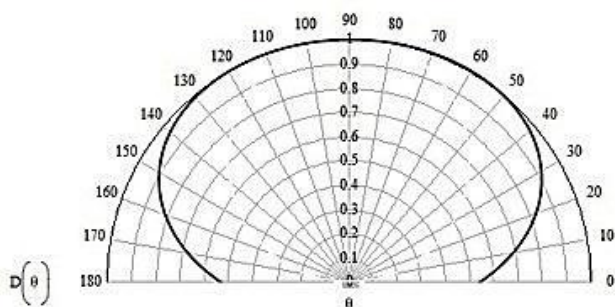


Рис. 3. Розрахований модуль діаграми спрямованості

За розрахованими координатами випромінювачів, відношення d/λ таблиці проведемо математичне моделювання ДС плоскої АР. Діаграма спрямованості плоскої АР обчислюється за формулою

$$D(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^{N_x} \sum_{m=1}^{N_y} e^{j(n-1)\psi_x} e^{j(m-1)\psi_y}, \quad (8)$$

де

$$\psi_x = 2\pi \left(\frac{d_x}{\lambda} \right) \sin \theta \cos \varphi, \quad \psi_y = 2\pi \left(\frac{d_y}{\lambda} \right) \sin \theta \sin \varphi.$$

Умова моделювання відсутність бічних пелюсток в ДС. Мета моделювання підтвердити результати розрахунків АР.

З результатів моделювання можна зробити наступні висновки:

– оптимальним можна вважати те відношення d/λ , при якому різниця між рівнем основної пелюстки і рівнем бічних пелюсток буде максимальна або повна відсутність бічних пелюсток у діаграмі спрямованості АР;

– оптимальним відношенням d/λ можна вважати значення від 0.2 до 0.25, при цих умовах різниця $P_{max}-P_{бпл}$ має максимальне значення, а в діаграмі спрямованості відсутні бічні пелюстки.

Висновки

Проведено розрахунок координат випромінювачів АР за заданою формою діаграми спрямованості. В результаті розрахунків отримані координати випромінювачів АР. Дані розрахунків перевірялися моделюванням, що показало збіг заданої і розрахованої діаграми спрямованості. Даною методикою можна користуватися для розрахунку АР GNSS.

Список літератури: 1. *Авиационная электросвязь*. Т. 1. Радионавигационные средства. Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. – М. : Международная организация гражданской авиации, 2006. – С. 598. 2. *Зелкин Е. Г.* Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрытием / Е. Г. Зелкин, В. Г. Соколов. – М. : Сов. радио, 1980. – С. 296.

Національний авіаційний університет

Надійшла до редколегії 12.03.2013

*Д.В. ГРЕЦКИХ, канд. техн. наук, А.В. ГОМОЗОВ, канд. техн. наук,
Ш.Ф.А. АЛЬ-САМАРАЙ, Д.Ю. ГОРЕЛОВ, канд. техн. наук, А.А. СТОРОЖЕВ*

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИЕМНО-ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ РЕКТЕНН СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ К ТРУДНОДОСТУПНЫМ ОБЪЕКТАМ

Введение

Данная статья является продолжением работ [1 – 5], в которых рассмотрены варианты построения и технической реализации систем беспроводной передачи энергии (БПЭ) между наземными объектами на дальностях прямой видимости и систем БПЭ для повышения энергоснабжения низкоорбитальных малогабаритных космических аппаратов (НМ КА), а также аварийной зарядки батареи химической НМ КА в случае нештатной ситуации. В [2, 3] предложены варианты построения систем БПЭ малой дальности к труднодоступным объектам, расположенным в горах, на островах морей и крупных озер на дальностях прямой видимости. Предложенные системы БПЭ состоят из передающей подсистемы, построенной на основе многопозиционной системы излучения (МСИ) с фокусировкой одноступенчатых дискретных V-образных многочастотных сигналов и приемной подсистемы – ректенны. В данных работах достаточно подробно рассмотрены вопросы технической реализации и особенностях функционирования передающей подсистемы БПЭ и недостаточно рассмотрены эти вопросы для приемной подсистемы, а именно, к ее основному функциональному узлу – ректенне.

Цель статьи – частичное устранение этих пробелов. В [3] обоснованы основные требования к предложенным системам БПЭ, в которых, одним из важных конструктивных требований к ректенне, является обеспечение, как можно меньших ее массогабаритных показателей, для обеспечения требуемой повышенной устойчивости к ветровой нагрузке. Для обеспечения выполнения этого требования, необходимо решить задачу по выбору варианта конструктивного исполнения ректенны, позволяющего достичь максимально возможного значения удельной мощности, снимаемой с 1 м^2 апертуры с использованием современной элементной базы.

Такую задачу возможно решить либо увеличением рабочей частоты, либо с помощью ректенн, принимающих поле на ортогональных поляризациях. Актуальными также являются вопросы, связанные и с повышением надежности ректенны за счет применения схемных решений, ослабляющих влияние выхода из строя выпрямительных диодов на эффективность преобразования микроволнового излучения в постоянный ток.

В [1 – 5] предложено использовать в качестве излучателей МСИ передающей подсистемы БПЭ к труднодоступным наземным объектам – РЛС наведения ракет зенитно-ракетного комплекса (ЗРК) «ТОР-М1» (частота излучения – $4,3 \text{ ГГц}$), либо РЛС станции обнаружения целей ЗРК «Оса-АКМ» (частота излучения – 10 ГГц), а для систем БПЭ НМ КА – РЛС типа «Обзор-3» (РЛ141), входящей в состав радиовысотомера ПРВ-17 украинской разработки (частота излучения – $2,45 \text{ ГГц}$). В связи с этим, учитывая перечисленные выше требования, в работе проведены исследования направленные на поиск оптимальных конфигураций приемно-выпрямительных элементов (ПВЭ) ректенн принимающих поле на ортогональных поляризациях на различных частотах ($2,45$, $4,3$ и 10 ГГц).

1. Оценка потенциальных характеристик ПВЭ

Согласно описанному в [6] подходу для анализа ректенн, на первоначальном этапе исследований были оценены потенциальные возможности ПВЭ с различными типами выпрямительных диодов, параметры которых приведены в табл. 1. Далее на основании получен-

ных результатов проведен выбор выпрямительного диода, по критерию обеспечения максимально достижимого КПД выпрямления.

Таблица 1

Тип диода	I_s, A	C_0, Φ	$R_{п}, Ом$	$P_{д}, Вт$	α
SMS7630	$5 \cdot 10^{-6}$	$0,14 \cdot 10^{-12}$	20	0,1	28,25
SMS7621	$4 \cdot 10^{-8}$	$0,1 \cdot 10^{-12}$	12	0,1	28,25
SMS3928	$9 \cdot 10^{-13}$	$0,39 \cdot 10^{-12}$	4	0,1	28,25
BB914	$130 \cdot 10^{-15}$	$260 \cdot 10^{-15}$	4,5	0,1	28,25
3A149A-3	$2,5 \cdot 10^{-10}$	$0,1 \cdot 10^{-12}$	6	0,1	23,026
3A208A	$2,94 \cdot 10^{-4}$	$0,5 \cdot 10^{-12}$	8	0,5	3,69

В табл. 1 приняты следующие обозначения: I_s – ток насыщения; C_0 – емкость перехода при нулевом напряжении на $p-n$ -переходе; $R_{п}$ – сопротивление потерь; $P_{д}$ – допустимая входная мощность; α – показатель неидеальности ВАХ диода

$$i(u) = I_s (e^{\alpha u} - 1).$$

Результаты расчета зависимостей КПД выпрямления (при входной мощности $P_{вх}$ равной допустимой мощности диода $P_{д}$) ПВЭ с различными диодами от его входного сопротивления на различных частотах представлены на рис 1.

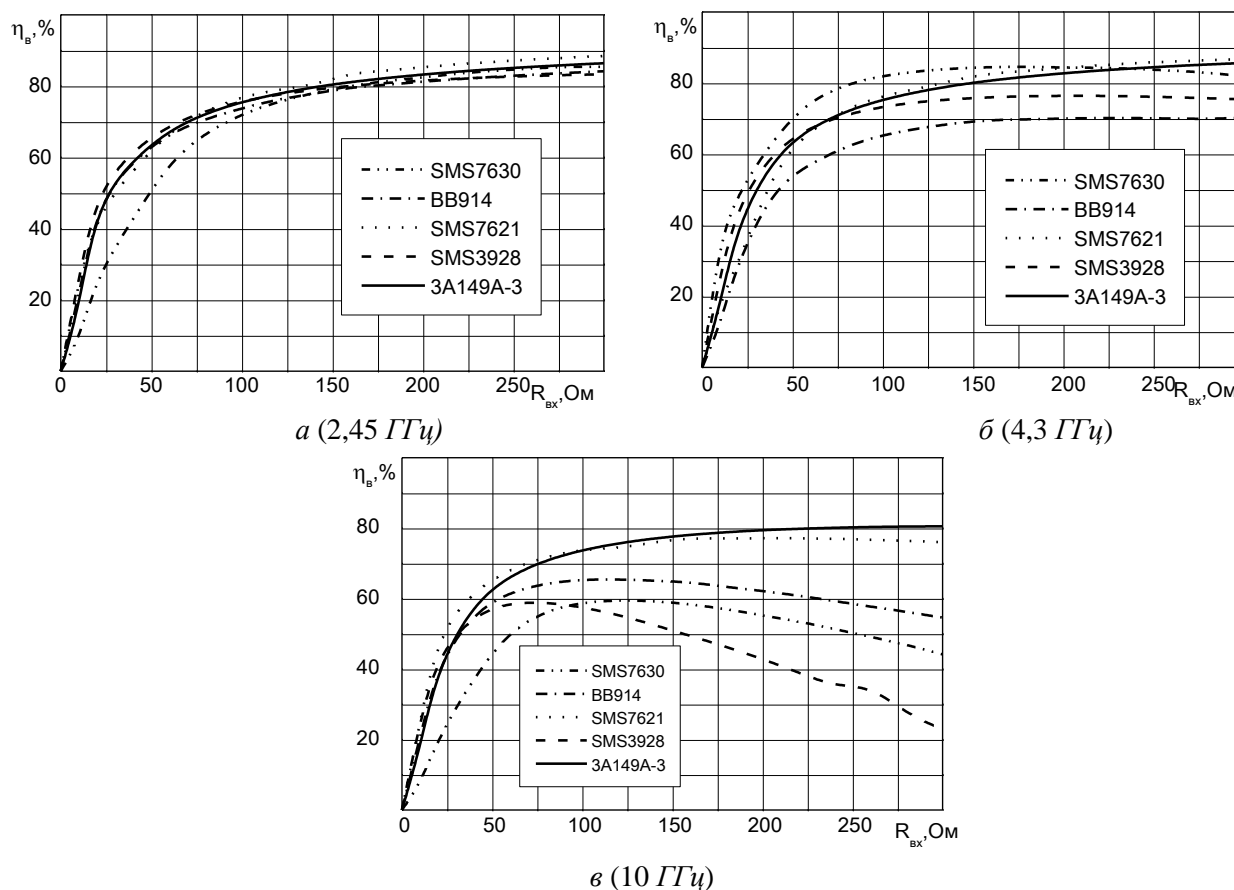


Рис. 1. Зависимость КПД выпрямления ПВЭ от его входного сопротивления

Из рис. 1, в видно, что с ростом частоты КПД выпрямления ПВЭ на диодах BB914, SMS7630, SMS3928 существенно зависит от паразитных элементов этих диодов (см. эквивалентное представление ПВЭ [6, 7]). Поэтому данные диоды были исключены из дальнейшего анализа.

Так как диод 3A208A имеет иную допустимую мощность (см. табл. 1), то характеристики ПВЭ на его основе приведены на отдельном графике, представленном на рис. 2.

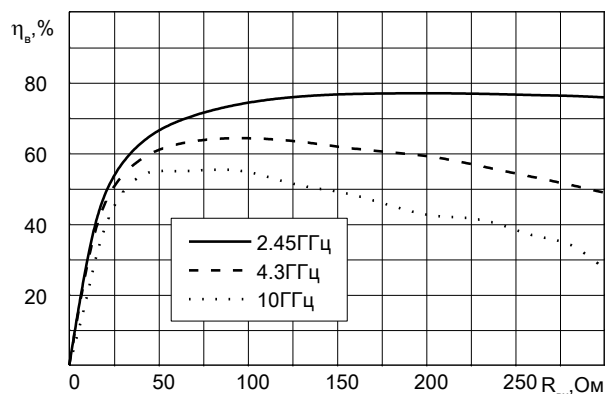


Рис. 2. Зависимость КПД выпрямления ПВЭ от его входного сопротивления

Из приведенных зависимостей видно, что наилучшими характеристиками обладает ПВЭ с бескорпусным диодом Шоттки 3A149A-3, на котором можно достичь КПД выпрямления порядка 85% на частотах 2,45 и 4,3 ГГц, и 80 % на частоте 10 ГГц. И кроме того, паразитные элементы этого диода слабо влияют на КПД выпрямления в диапазоне рассматриваемых частот. Поэтому, на основании проведенного анализа, был выбран данный диод для дальнейших расчетов.

2. Выбор и расчет излучающей структуры ПВЭ

В качестве излучающей структуры ПВЭ выбрана система коллинеарных ленточных микрополосковых проводников, в разрывы которых через равные промежутки включены выпрямительные диоды Шоттки (рис. 3).

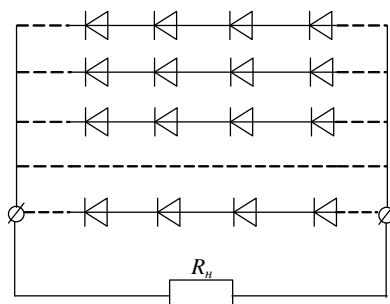


Рис. 3. Излучающая структура типа «коллинеарные провода»

Использование таких излучателей конструктивно выгодно по следующим причинам.

1. Необходимая мощность в нагрузке ректенны достигается объединением ПВЭ, как эквивалентных генераторов ЭДС холостого хода, схемой сбора мощности постоянного тока (рис. 4). Предложенная конфигурация излучающей структуры ПВЭ позволяет легко реализовать последовательно-параллельную схему сбора мощности постоянного тока. Для получения заданной мощности в нагрузке ректенны необходимы определенные значения ЭДС ректенны E_p и сопротивления ректенны R_p по постоянному току. Требуемое значение E_p достигается последовательным соединением ПВЭ в линейке

$$E_p = \sum_{n=1}^N E_m^n,$$

а R_p – параллельным соединением линеек

$$\frac{1}{R_p} = \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sum_{n=1}^N R_m^n},$$

где N – число эквивалентных генераторов в линейке, а M – число линеек.

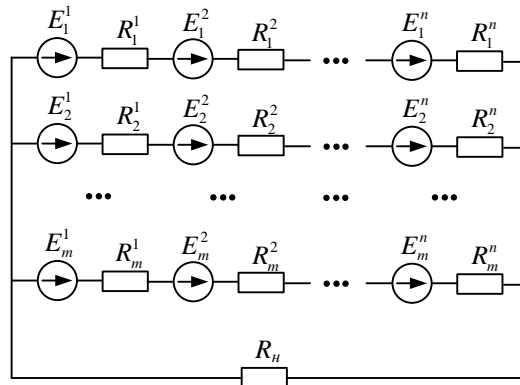


Рис. 4. Схема объединения ПВЭ по постоянному току

На рис. 4 нижний индекс указывает номер линейки, а верхний – номер эквивалентного генератора в линейке.

2. Повышается надежность ректенны, т.к. при выходе из строя ряда линеек, ректенна сохранит свою работоспособность, но естественно с худшими параметрами (это особенно актуально для мощных систем БПЭ).

Для уменьшения габаритных размеров и увеличения удельной мощности постоянного тока, снимаемой с квадратного метра апертуры, предложена двухслойная микрополосковая ректенна (рис. 5). В нижнем слое которой, размещены излучатели, принимающие поле с вертикальной поляризацией, а в верхнем – с горизонтальной.

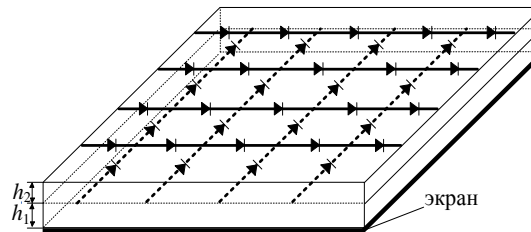


Рис. 5. Фрагмент ректенны работающей на ортогональных поляризациях

Для ячейки периодичности (рис. 6) проведен расчет ее энергетических и электродинамических характеристик в приближении бесконечной решетки [7]. Излучающая структура при фиксированной толщине излучателей d , настраивалась в резонанс совместно с паразитными элементами диода путем варьирования шага решетки и толщиной диэлектрических слоев h_1, h_2 (рис. 5).

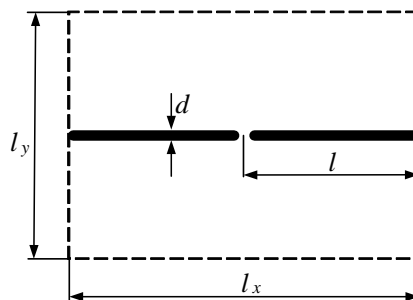


Рис. 6. Топология ячейки периодичности

В таб. 2 приведены результаты расчета геометрических размеров излучающей структуры ПВЭ, его входного сопротивления на основной частоте и частотах гармоник а также уровня гармоник. Уровень гармоник ξ_n определялся по формуле

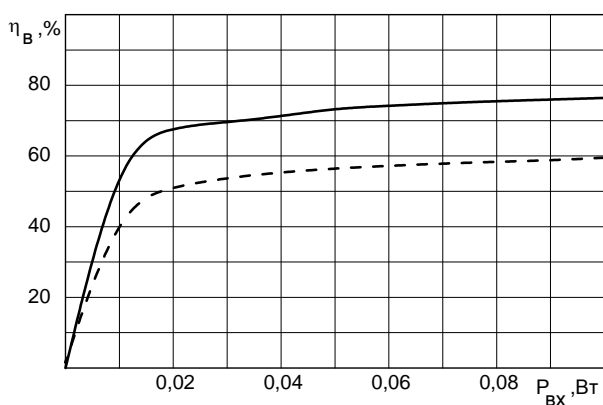
$$\xi_n = 10 \lg \frac{P_{\Sigma n}}{P_{\text{вх}}},$$

где – $P_{\Sigma n}$ – мощность, излучаемая на частотах гармоник, $P_{\Sigma n} = P_n \eta_1(nf_0)$; P_n – мощность n -й гармоники выделяемая на реальной части входного сопротивления $Z_{\text{вх}}(nf)$ на частотах гармоник рабочей частоты f_0 ; $\eta_1(nf)$ – КПД линейной подсистемы ПВЭ [6, 7] на частотах гармоник; $P_{\text{вх}}$ – входная мощность, принятая в расчетах 0,1 Вт.

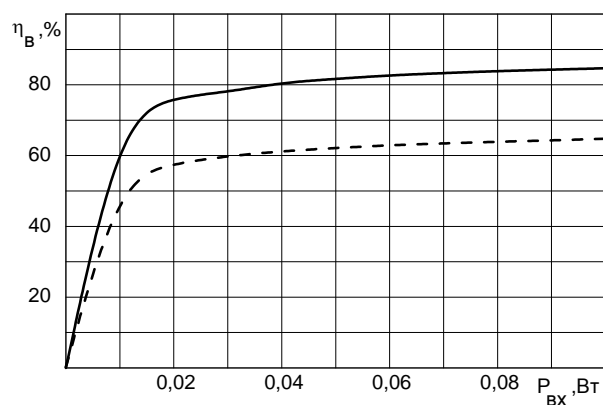
Таблица 2

Номер гармоники	1	2	3	4	5
Частота 2,45 ГГц ($kh_1=0,39, kh_2=0,35, kl=0,5, kl_x \times kl_y=1,0 \times 1,0$)					
$Z_{\text{вх}}(nf_0), \text{ Ом}$	418	310,1 – $j184,0$	165,2 – $j205,1$	92,0 – $j173,0$	56,2 – $j143,1$
$\xi, \text{ дБ}$	-	-9,747	-23,77	-29,289	-30,588
Частота 4,3 ГГц ($kh_1=0,42, kh_2=0,37, kl=0,5, kl_x \times kl_y=1,0 \times 1,0$)					
$Z_{\text{вх}}(nf_0), \text{ Ом}$	514	174,9 – $j244,2$	59,0 – $j67,6$	27,0 – $j116,3$	16,2 – $j89,1$
$\xi, \text{ дБ}$	-	-9,9	-22,69	-31,272	-40,205
Частота 10 ГГц ($kh_1=0,28, kh_2=0,31, kl=0,5, kl_x \times kl_y=1,0 \times 1,0$)					
$Z_{\text{вх}}(nf_0), \text{ Ом}$	956	25,0 – $j154,0$	6,5 – $j78,0$	2,9 – $j52,0$	1,6 – $j39,1$
$\xi, \text{ дБ}$	-	-18,24	-25,95	-30,703	-32,414

На рис. 7. приведены динамические характеристики ПВЭ на различных частотах с идеальными фильтрами (сплошная кривая) и без фильтров (пунктирная кривая). Расчет проводился с учетом пяти частотных гармоник.



а (2,45 ГГц)



б (4,3 ГГц)

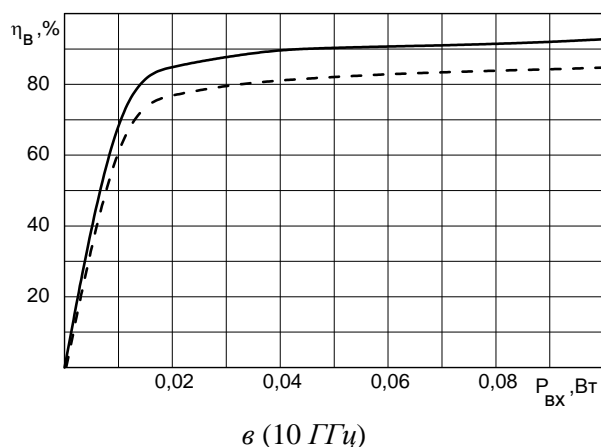


Рис. 7. Динамические характеристики ПВЭ

Из полученных результатов видно, что применение фильтров гармоник в ПВЭ, позволяет значительно увеличить КПД выпрямления. Отметим, что на частоте 10 ГГц, потери энергии за счет переизлучения на частотах гармоник сказывается в меньшей степени, чем на частотах 2,45 и 4,3 ГГц. Это объясняется тем, что для выбранного диода, с ростом номера гармоники, активная часть входного сопротивления $Z_{ex}(nf_0)$ ПВЭ на порядок меньше по сравнению с частотами 2,45 и 4,3 ГГц (см. табл. 2) и это, как показано в работе [7] приводит к улучшению фильтрации гармоник.

Выводы

В ходе проведенных исследований выяснены предельные возможности ПВЭ микроволнового диапазона, выполненных на современных диодах Шоттки, с излучателями принимающими поле на ортогональных поляризациях.

На основании полученных результатов предполагается в дальнейшем провести исследования крупноапертурных ректенн (с предложенной конструкцией ПВЭ) систем БПЭ к труднодоступным объектам с целью оценки отдаваемой мощности постоянного тока потребителю и разработки рекомендаций по улучшению радиотехнических систем данного класса, а также обеспечения экологической безопасности.

Список литературы: 1. Гомозов А.В. Возможность повышения энергоснабжения низкоорбитальных космических аппаратов при использовании беспроводной передачи энергии микроволновым лучом / А.В. Гомозов, Д.В. Грецких, А.В. Губа, А.В. Нарышев, Ш.Ф.А. Аль-Самарай, О.Л. Синько // Технология приборостроения. – 2011. – Вып. 2. – С. 27-33. 2. Гомозов А.В. Передающая подсистема беспроводной передачи энергии к труднодоступным объектам на основе многопозиционной системы излучателей с фокусировкой излучения. Ч. 1. / А.В. Гомозов, В.И. Гомозов, В.М. Шокало, Д.В. Грецких, Ш.Ф.А. Аль-Самарай // Радиотехника. 2011. – Вып. 165. – С. 112-118. 3. Гомозов А.В. Передающая подсистема беспроводной передачи энергии к труднодоступным объектам на основе многопозиционной системы излучателей с фокусировкой излучения. Ч. II. / А.В. Гомозов, В.И. Гомозов, В.М. Шокало, Д.В. Грецких, Ш.Ф.А. Аль-Самарай // Радиотехника. – 2011. – Вып. 167.– С. 18-24. 4. *Gretskih D.V., Gomozov A.V., Shokalo V.M., Al-Sammarraie Sh.F.A., Lukavenko O.S.* Principles of construction and application of modem microwave wireless energy transmission systems // Proceedings of the XIth International Conference "Modern problems of radio engineering telecommunications and computer science" Dedicated to the 60th anniversary of the Radio Department at the Lviv Politechnic National University. Lviv-Slavske, Ukraine, 21-24 February, 2012. Lviv Politechnic National University. – L., 2012. – P. 27–29. 5. Гомозов А.В. Возможные варианты реализации и принципы построения систем беспроводной передачи энергии с фокусировкой излучения для наземных и космических объектов / А.В. Гомозов, В.М. Шокало, Д.В.Грецких, Ш.Ф.А. Аль-Самарай // Технология приборостроения. – 2011. – Вып. 1. – С. 13-21. 6. Грецких Д.В. Методика расчета приемно-выпрямительных элементов ректенн систем беспроводной передачи энергии / Д.В. Грецких, А.В. Гомозов, В.А. Назаренко, Ш.Ф.А. Аль-Самарай // Авіаційно-космічна техніка і технологія: зб. наук. пр., Нац. аерокосм. ун-т «ХАІ». – 2011. – Вып. 4(81). – С. 94-105. 7. Шокало В.М. Крупноапертурные антенны-выпрямители систем беспроводной

передачи энергии микроволновым лучем / ВМ. Шокало, А.И. Лучанинов, А.М. Рыбалко, Д.В. Грецих / Под ред. В.М.Шокало. – Х. : Коллегиум, 2006. – 308 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 11.02.2013

КОНВЕРСИЯ *ТЕМ*-ВОЛНЫ В ВЫСШИЕ *ТМ*-ВОЛНЫ НА КАСКАДАХ РАЗНОПЕРИОДНЫХ ЛЕНТОЧНЫХ ДИАФРАГМ

Введение

В радиофизике актуальна проблема преобразователей волноводных волн с высоким КПД передачи энергии возбуждающей волны в энергию только одной из возбужденных волн. Известные разработки таких устройств (например, [1]) относились к случаю $TE_{n,0}$ -волн. В то же время существуют приложения (включая дифракционную электронику), которые требуют создания аналогичных устройств с H -поляризованными волнами, включая $ТЕМ$ -волну. В этой работе мы решаем такую проблему. Здесь мы столкнулись с трудностями обеспечения широкополосности рассмотренных устройств.

1. Решение задач дифракции

Рассмотрим структуру, изображенную на рис. 1, и далее более сложные структуры, необходимые для осуществления необходимых нам трансформаций волн планарного волновода. Идеальный импеданс стенок волновода предполагаем нулевым. Т.е. в отличие от ситуации [1] предполагаем наличие в полях нулевой ($ТЕМ$) волны кроме высших волноводных волн, поляризованных по y (перпендикулярно плоскости рисунка). Так что искомые поля выразим через функцию

$$P_k = \sum_n \{ C_n^k \exp[i\gamma_n(Z_{k-1} - z)] - D_n^k \exp[i\gamma_n(z - Z_k)] \} \exp[ig_n x]; \quad \gamma_n = \sqrt{\kappa^2 - n^2}, \quad (1)$$

$$C, D_n^k = \pm C, D_{n-2s}^k; \quad C_n^k + \Omega D_n^k e_n^k = C_n^{k-1} e_n^{k-1} + \Omega D_n^{k-1} e_n^{k-1}; \quad D_n^3 = 0; \quad e_n^k = \exp(2i\gamma_n r_k \pi/a); \quad (2)$$

($r_k = r_1 \wedge r_2$), где $\kappa = 2a/\lambda$ – безразмерное волновое число ($a = \pi$), λ – длина волны. При этом амплитуды полей связаны здесь при “ \pm ”=“+” в (2) в отличие от “–” в [1], что и предполагает наличие нулевой ($ТЕМ$) волны. Кроме того в (2) имеем иное “ ± 1 ” в виде фактора Ω , зависящего от поляризации поля. Здесь $\Omega = -1$ (в отличие от случая [1] E -поляризации), а функция P_k совпадает с компонентой H_y , перпендикулярной плоскости чертежа.

Сшивая поля на границах $z=0, -r_1, -r_1-r_2$ и используя метод матричных операторов [2], получим для расчета искомых амплитуд C, D бесконечную систему уравнений (СЛАУ)

$$\begin{aligned} C_m^2 &= (\delta_m^p \pm \delta_m^{-p-2s}) T_{m \leftarrow p}^1 + \sum_n R_{m \leftarrow n}^1 D_n^2 e_n^1; \quad D_m^2 = \sum_n (R_{m \leftarrow n}^2 C_n^2 e_n^1 + T_{m \leftarrow n}^2 D_n^3 e_n^2); \\ C_m^3 &= \sum_n (R_{m \leftarrow n}^2 D_n^3 e_n^2 + T_{m \leftarrow n}^2 C_n^2 e_n^1); \quad D_m^3 = \sum_n R_{m \leftarrow n}^3 C_n^2 e_n^2. \end{aligned} \quad (3)$$

с экспоненциальной сходимостью и похожие прямые равенства для расчета амплитуд $A_m = D_m^1$ и $B_m = C_m^4$ отраженных и прошедших волн для каскада в целом ($p \geq 0$ – номер дифрагирующей волны). В свою очередь, коэффициенты $\delta_m^n + R_{m \leftarrow n}^k \Omega = T_{m \leftarrow n}^k$ рассеяния на каждой из диафрагм каскада находим из эффективных алгоритмов [3] (зависящих от поляризации поля согласно принципу двойственности в формулировке [4]). Т.е., поставленная задача решена и допускает усечение полученной СЛАУ (3) до порядка 8.

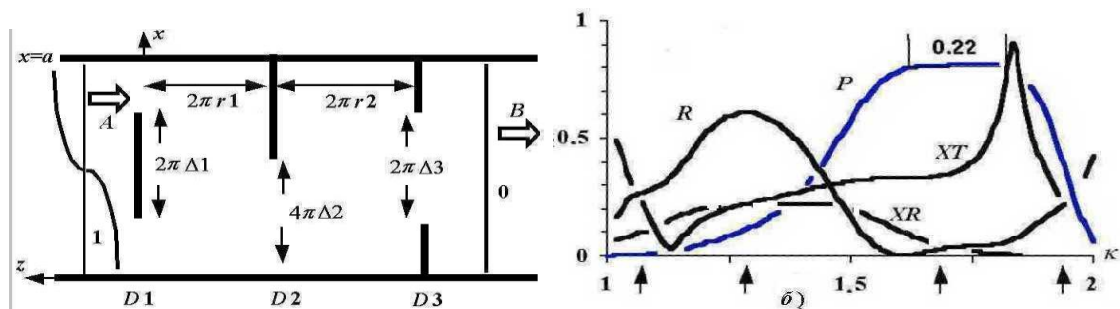


Рис. 1. Каскад диафрагм для конверсии $TM_1 \Rightarrow TM_0$. Зависимости от параметра κ величин: P =КПД; R =отражения TM_1 ; XR и XT -паразитных потоков (TM_0 в отраженном поле и прохождение TM_1)

2. Оптимизация конверсии мод $TM_1 \Rightarrow TEM$

В структуре рис. 1 диафрагмы $D1$ и $D3$ не связывают волны TEM и TM_1 (эпюры “0” и “1” на рисунке). Они преимущественно пропускают TM_1 -волну либо TEM . Смеситель $D2$ связывает эти волны. Так что возможен выбор параметров Δk и резонансных значений дистанций $r1$ и $r2$ между диафрагмами, который обеспечивает в двухмодовом диапазоне $1 < \kappa < 2$ возможность максимальной передачи энергии волны TEM вправо от каскада (при возбуждении структуры волной TM_1 слева). На рис. 1,б это соответствует полосе $1.61 < \kappa < 1.83$ с КПД конверсии $82\% > P > 80\%$ (для $\Delta k = 0.6, 0.4, 0.85$ и $r_k = 0.65, 0.1$). При иных значениях параметров Δk и r_k ($0.45, 0.6, 0.9, 0.76, 0.125$) имеем $0.953 > P > 0.9$ в более узкой полосе частот 5%. Резонансные минимумы на кривой R отражения волны TM_1 служат указателем, ведущим к нахождению интересующего нас максимума величины P . Из уравнения $\det[\text{СЛАУ}(3)] = 0$ вычислены комплексные частоты собственные колебаний в рассмотренных структурах и соответствующие им значения безразмерного волнового числа κ . Их вещественные части показаны стрелками под осью κ на рис. 1 – 7. Они также – репер для нашего поиска оптимальных режимов конверсии волн. В силу теоремы взаимности полученные данные для конверсии $TM_1 \Rightarrow TEM$ совпадают с данными конверсии $TEM \Rightarrow TM_1$ при падении TEM -волны на каскад справа. Для приложений в электронике более интересна ситуация $TM_1 \Rightarrow TEM$.

3. Оптимизация конверсии высших волн

Зеркальное удвоение (утроение и т.д.) структуры рис. 1 по x тривиально породит задачу о конверсии $M \Rightarrow 0$ вместо $1 \Rightarrow 0$. Рассмотрим более общий случай $p > 0$ конверсии $M \Rightarrow p$, когда отмеченной для $p = 0$ тривиальности нет. Проблема разрешима. Мы ее упростим, если M и p нечетны. Так, режим $3 \Rightarrow 1$ и $1 \Rightarrow 3$ осуществим в структуре рис. 2 из 6-реберных селекторов и 4-реберного смесителя.

Данные оптимизации показаны на рис 2,б. Они относятся также к случаю волновода со стенками из идеального магнетика, если рис. 2 трактовать как нижнюю половину структуры, расположенной при $2\pi > x > 0$. В рабочем диапазоне $3 < \kappa < 5$ диафрагма $D2$ в структуре рис. 2 связывает (ввиду ее периодичности) лишь волны с номерами 1 и 3. Однако таким свойством обладает и 2-реберный смеситель $D2$ в альтернативе рис. 3. Как видим из данных рис. 3,б, в альтернативной конструкции удалось расширить полосу эффективной конверсии волн (с КПД $\geq 80\%$) в 3.5 раза (от 8% до 29%).

В общем случае $M \Leftrightarrow p$ берем смесительную периодическую диафрагму $D2$ с $M+p$ полупериодами на сечении волновода и фильтрующие $D1$ и $D3$ с $2M$ полупериодами. Например, $M+p = 6$ и $2M = 10$ применительно к расчетным данным рис 4,а для конверсии $1 \Leftrightarrow 5$. При таких периодичностях диафрагм мы обеспечиваем разрежение спектра рассеянных волн, которое устраняет в рабочем диапазоне $M < \kappa < M+2p$ паразитные потоки волн с номерами между p и M . Заодно сохраняем порядок усечения СЛАУ (3) на уровне 8 (вследствие разреженности матриц $R_{m \leftrightarrow n}^k$ и $T_{m \leftrightarrow n}^k$). В свою очередь данным рис 4, б. для конверсии $1 \Leftrightarrow 7$ соответствует структура с числом ребер диафрагм $M+p = 8$ и $2M = 14$.

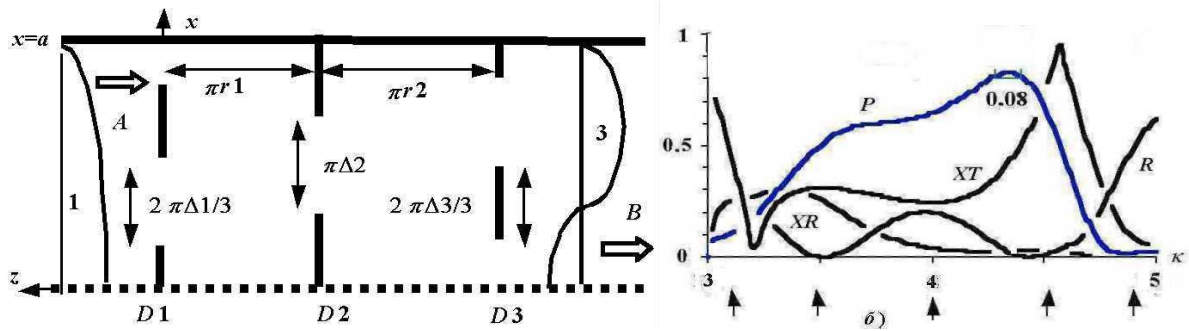


Рис. 2. Конвертор $TM_1 \Rightarrow TM_3$ (верхняя $\pi > x > 0$ половина). Данные рассеяния.

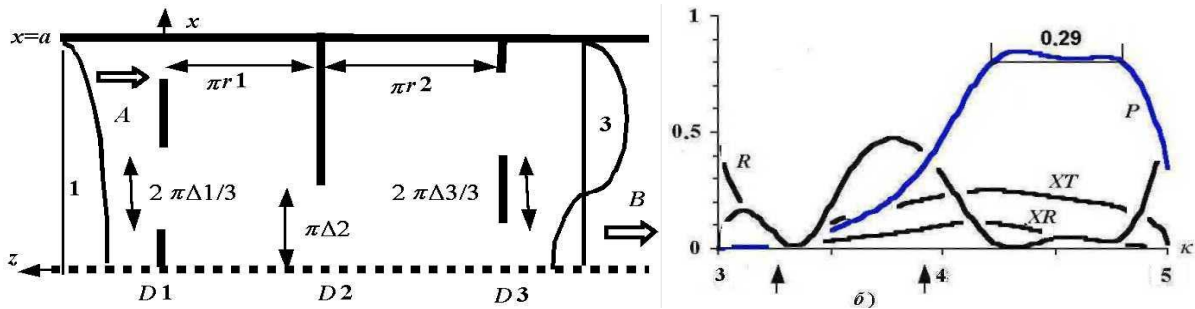


Рис. 3. Альтернативная конструкция конвертора $TM_1 \Rightarrow TM_3$. Данные рассеяния

4. Модификация конструкций

Сравнение с данными работы [1] свидетельствует о худших результатах по широкополосности или КПД для рассматриваемых здесь новых режимов конверсии волн, особенно для TEM -волн. Т.е., возникли трудности обеспечения плосковершинной (и отсюда широкополосной) АЧХ конверторов. Нужен поиск модифицированных конструкций таких устройств для преодоления этих трудностей. Одна из них изображена на рис. 5. С применением такой конструкции можно надеяться на более интенсивное взаимодействие волн TEM и TM_1 на смесителе $D2$ (и отсюда на улучшение энергетических характеристик прибора в целом) в связи с резонансными явлениями в двойном слое радиопрозрачной среды обрамляющим диафрагму $D2$. Другая идея состоит в модифицировании фильтра $D3$, задерживающего волну TM_1 (рис. 6.). Выполним его в виде двойной диафрагмы со слоем радиопрозрачной среды с оптической плотностью меньшей единицы, достаточной для задерживаемости TM_1 -волны в ней (приводящей к снижению ее прохождения через узел $D3$). В обоих модифицированных структурах мы использовали среду с отличной от единицы магнитной проницаемостью μ , соответственно с $\mu=2$ и $\mu \leq 1/4$. (Алгоритмы [3] дополнили построениями [5]). Из расчетов для первого и второго вариантов модификации, отраженных на рис. 5 и 6, КПД устройств с полосой 7% или 3.6% удалось поднять до уровней >0.85 и >0.9 .

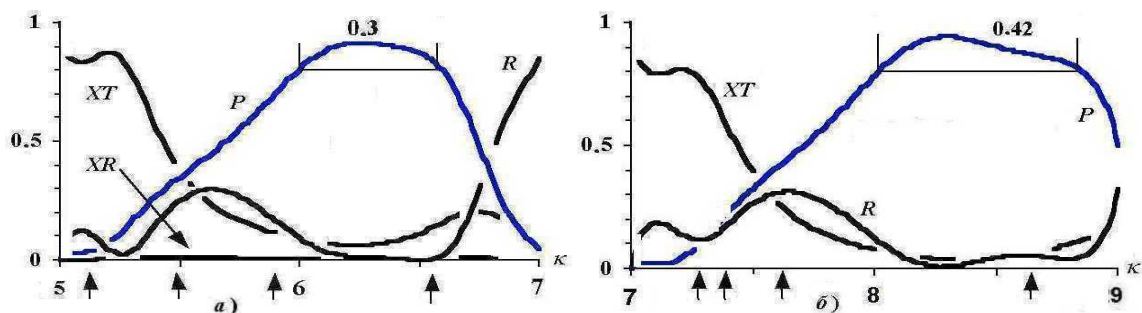


Рис. 4. Данные рассеяния о конверсии $TM_1 \Leftrightarrow TM_5$ и для конверсии $TM_1 \Rightarrow TM_0$

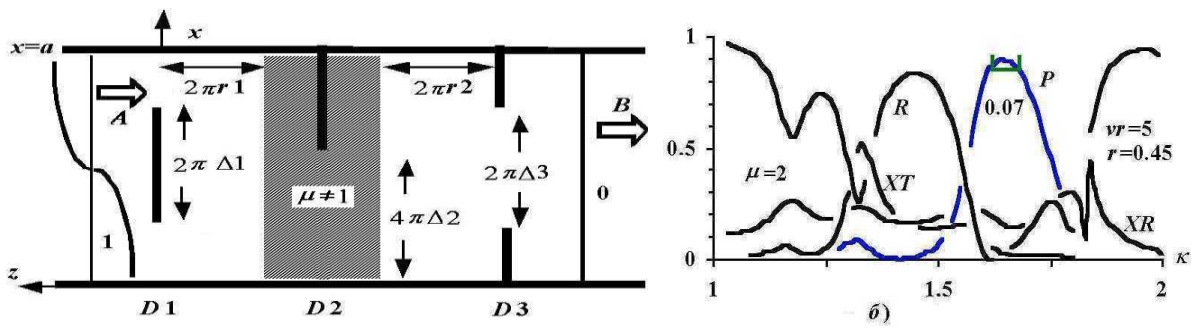


Рис. 5. Модифицирование смесителя $D2$ для конверсии $TM_1 \Rightarrow TM_0$. Данные о конверсии $TM_1 \Leftrightarrow TM_0$

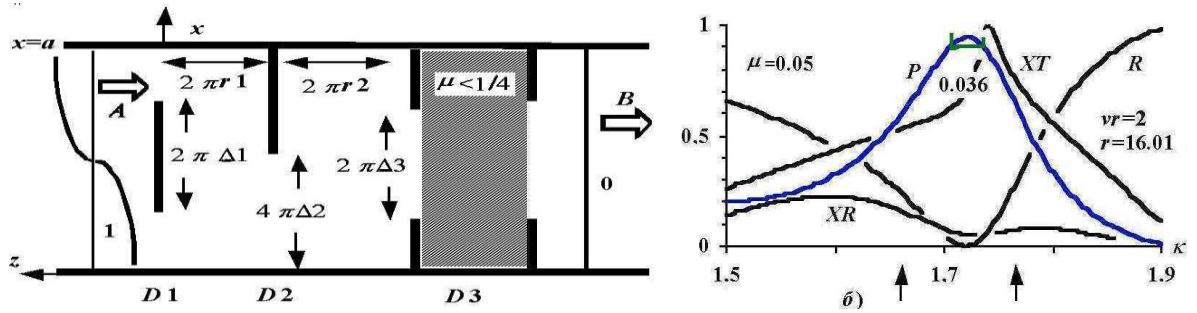


Рис. 6 Модифицирование фильтра $D3$ для конверсии $TM_1 \Leftrightarrow TM_0$. Данные о конверсии $TM_1 \Leftrightarrow TM_0$

Практически интересен и случай, когда выходной канал конвертора является одномодовым при двухмодовом входном. Для этого, например, расположим слева от диафрагмы $D3$ полу-бесконечный слой среды с $\mu \leq 1/4$ (рис. 7). Найден оптимум (рис. 7, б), когда при КПД ≥ 0.9 полоса частот конвертора равна 9%. Если вместо двойной диафрагмы $D3$ с запердельным для $TM_{1,0}$ волны слоем среды (рис. 6) используем одиночную диафрагму с таким слоем, то имеем данные рис. 7,г. Осуществимость ситуаций $\mu \leq 1$ следует из леммы [6] о пропорциональном изменении ϵ, μ среды. Более важно то, что полученные для таких ситуаций данные прогнозируют возможность аналогичных достижений при замене участков тракта с $\epsilon, \mu \leq 1$ на зауженные в два или более раза отрезки волноводов с вакуумом.

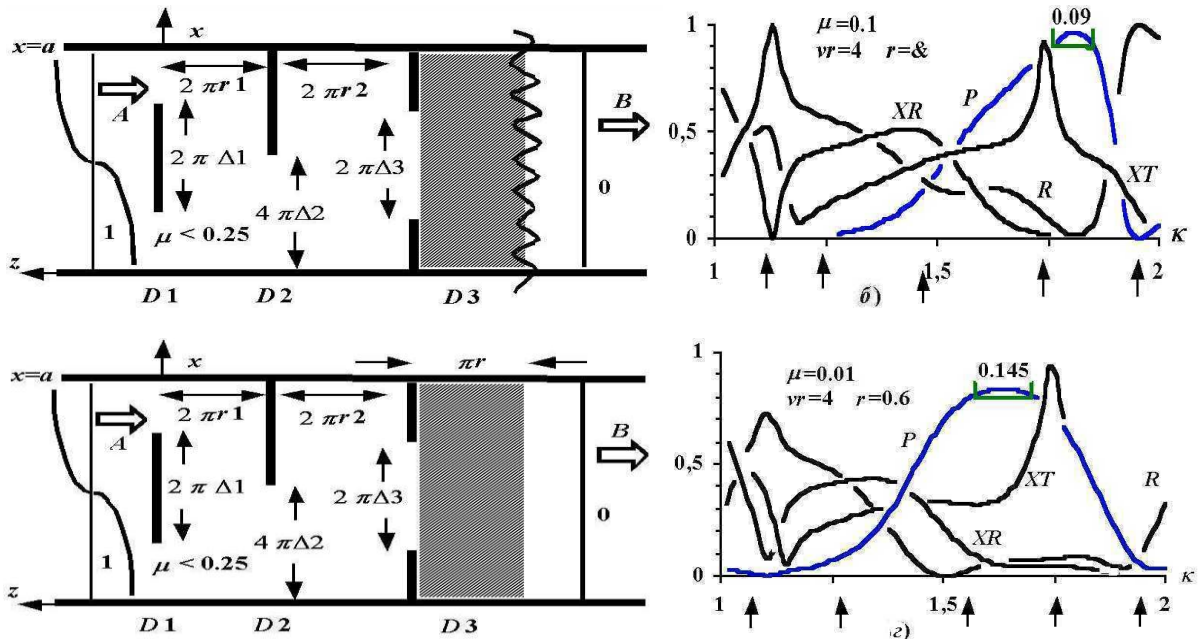


Рис. 7. Конвертор $TM_1 \Rightarrow TM_0$ с одномодовым выходным каналом. Данные оптимизации при $r = \infty$ и $r < \infty$

Выводы

Приобретенный ранее [1] опыт оптимизации конверторов TE -волн использован для создания конверторов TM -волн в плоском (прямоугольном) волноводе, которые более интересны для использования в электронике. Показаны также пути оптимизации взаимодействия TEM -волны с высшими TM -волнами, чтоб создать конверторы на основе каскада из трех разнопериодных решеток в свободном пространстве. Однако, как видим из данных рис. 1 - 4, возникли трудности обеспечения широкополосной плосковершинной АЧХ конверторов для TEM -волны для КПД > 90 %. Для их преодоления необходимо добавление в наши структуры дополнительных резонансных и селективных элементов.

Список литературы: 1. *Щербак В.В.* Режимы чистого преобразования волн TE_n с высоким номером на каскаде из трех разнопериодных ленточных диафрагм // Радиофизика и электроника. – 2008. – Т.13, № 1. – С. 20-28. 2. *Шестопалов В.П., Щербак В.В.* Матричные операторы в задачах дифракции Теор. откр. рез. // Изв.вуз. Радиофизика. – 1968. – Т.11, № 2. – С. 296-305. 3. *Щербак В.В.* Розв'язок задач дифракції хвиль на неоднорідностях з довільною кількістю стрічок та щілин на періоді і // ДАН УРСР, сер. А, 12. – 1982. – С.51-54. 4. *Шестопалов В.П., Щербак В.В.* Неоднородности в прямоугольных волноводах. Высшие типы волн // Радиотехника и электроника. – 1966. – 11, 4. – С.675-683. 5. *Щербак В.В.* Дифракция э.м. волн на двойной равнощелевой диафрагме с магнитодиэлектриком // Радиотехника. – 1966. – №2. – С. 18-29. 6. Вайнштейн Л.А. Электромагнитные волны. – М. : Сов. радио, 1957. – 582 с.

*Институт Радиофизики и электроники
НАН Украины*

Поступила в редколлегию 22.05.2013

*М. В. МИЩЕНКО, А. Ю. ФАРАФОНОВ, канд. техн. наук,
С.Н. РОМАНЕНКО, канд. физ.-мат. наук, Н. И. ФУРМАНОВА*

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ОТВЕРСТИЯ В ЭКРАНИРУЮЩЕМ СЛОЕ НА ЗНАЧЕНИЕ ЕМКОСТЕЙ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ТОПОЛОГИИ В УСТРОЙСТВАХ НА СВЯЗАННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ

Введение

В системах радиолокации, радионавигации, телекоммуникации широко используются устройства СВЧ на основе микрополосковых линий (МПЛ) передач. Исходя из предъявляемых к ним требований формируются топологии МПЛ, которые могут включать в себя области связанных линий, области одиночных линий, а также различные топологические неоднородности. При анализе подобных устройств наличие неоднородностей учитывается путем внесения в схему дополнительных емкостей, расчет которых может быть проведен с помощью аналитических формул [1, 2]. Однако эти формулы не обеспечивают необходимой точности и не дают возможности анализировать структуры с отверстиями в экранирующем слое. В то же время на рынке систем автоматизированного проектирования (САПР) существуют такие системы как AWR Microwave Office, HFSS, FEKO и др., с помощью которых можно создавать схемы устройств, формировать их топологии, проводить электромагнитный анализ и оптимизацию, получать выходные характеристики [3]. Но в этих САПР не имеется возможности вычислять значения емкостей неоднородностей топологии и исследовать их влияние на выходные параметры устройства.

Цель работы – исследование влияния отверстия в экранирующем слое на значение емкостей неоднородностей топологии устройств на связанных микрополосковых линиях.

Методика определения емкости неоднородностей МПЛ

Топологические неоднородности в МПЛ приводят к изменению электрического поля, т.е. к появлению эквивалентной емкости, которая при квазистатическом моделировании определяется избыточными зарядами [1]. Их распределение может быть определено в результате решения интегрального уравнения:

$$\varphi(r_p) = \int_{S_n} G(r_p, r_q) \cdot \sigma(r_q) ds_q, \quad (1)$$

где $\varphi(r_p)$ – потенциал в точке наблюдения; $\sigma(r_q)$ – распределение плотности заряда на поверхности S_n проводников с заданным значением потенциала; $G(r_p, r_q)$ – функция Грина краевой задачи или потенциал, наведенный в точке наблюдения p зарядом, расположенным в точке q в условиях поставленной задачи.

Решение интегрального уравнения (1) методом моментов с использованием кусочно-постоянных базисных функций и дельта-функций в качестве весовых приводит к системе линейных уравнений, которую можно записать в общем виде:

$$\varphi = G_{pq} \cdot \sigma, \quad (2)$$

где G_{pq} – матрица размерностью $n \times m$ (n и m – количество прямоугольных площадок, на которые делится поверхность полосок вдоль и поперек, соответственно); $\sigma = [\sigma_1, \dots, \sigma_n]^T$ – вектор поверхностных зарядов.

Элементы матрицы $G_{p,q}$ рассчитываются по соотношению

$$G_{pq} = \int_{S_q} G(r_p, r_q) ds_q, \quad (3)$$

где r_p, r_q – центры p -го и q -го участка поверхности полоски соответственно; S_q – поверхность q -го участка.

Соотношение (3) можно представить в виде [4]

$$G_{pq} = \frac{2}{4\pi\epsilon_0(1+\epsilon_r)} \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma^n [f_{pq}(2nh+2h) - f_{pq}(2nh)], \quad (4)$$

где $\Gamma = \frac{1-\epsilon_r}{1+\epsilon_r}$,

$$f_{pq}(nh) = (y_p - y_{q1}) \ln[(y_p - y_{q1})^2 + (nh)^2] - (y_p - y_{q2}) \ln[(y_p - y_{q2})^2 + (nh)^2] + \\ + 2nh \left(\arctg \frac{y_p - y_{q1}}{nh} - \arctg \frac{y_p - y_{q2}}{nh} \right) - 2(y_{q2} - y_{q1}), \quad (5)$$

y_p, y_q – координаты концов края p -го и q -го участков соответственно.

Эквивалентная емкость неоднородности рассчитывается по соотношению [5]:

$$C_i = \frac{1}{\varphi_i} \sum_{n=1}^{N_i} \sum_{m=1}^{M_i} (\sigma_{nm} - \sigma_{0nm}) s_{nm}, \quad (6)$$

где φ_i – потенциал i -й полоски; N_i, M_i – число прямоугольных площадок, на которые разделен полосок вдоль и поперек, соответственно; s_{nm} – площадь nm -го участка; σ_{nm} – поверхностный заряд в центре nm -го участка; σ_{0nm} – поверхностный заряд в центре m -го участка, равноудаленного от концов полоски.

Представленная методика позволяет анализировать СВЧ-устройства с отверстиями в экранирующем слое как на однослойной, так и на многослойной подложке. А рассчитанные значения емкостей неоднородностей могут быть использованы для уточненного анализа устройств на МПЛ.

Численные результаты

На примере направленного микрополоскового ответвителя (НО), выполненного на двух связанных микрополосковых линиях с длиной области связи $l = 7.69$ мм, шириной линий $W = 0.432$ мм, зазором между линиями $S = 0.191$ мм, на подложке толщиной $h = 0.635$ мм и диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 9.8$, шириной подводящих линий $W_{\Pi} = 0.68$ мм и шириной отверстия в экранирующем слое $S_r = 0.92$ мм, были рассчитаны значения емкостей неоднородностей. На рис.1, а, б представлены схема топологии и 3-D модель направленного ответвителя с отверстием в экранирующем слое, соответственно. Области топологических неоднородностей, образованные резким изменением геометрии, обозначены символами “Сп” на рис.1, а.

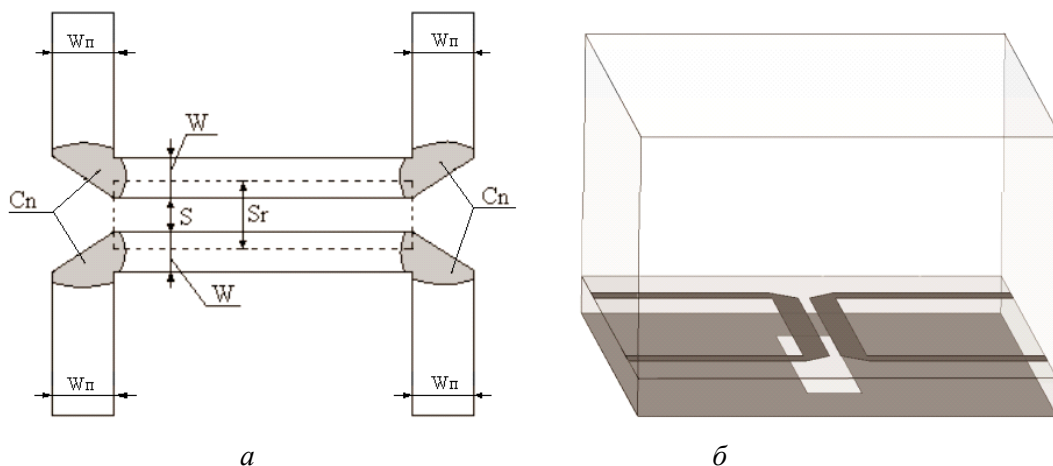


Рис. 1

В табл.1 приведены значения емкостей неоднородностей C_n направленного ответвителя без отверстия и с отверстием в экранирующем слое, а также значение емкости неоднородности, рассчитанной с помощью аналитической формулы [1].

Таблица 1

Параметр	НО с отверстием в экранирующем слое	НО без отверстия в экранирующем слое	Расчет по аналитической формуле [1]
$C_n, n\Phi$	0.070	0.090	0.13

По данным табл.1 видно, что аналитический расчет емкости неоднородности, не учитывающий всю топологию микрополоскового устройства [1], на 30.77 % превысил значение емкостей неоднородностей указанного НО без отверстия в экранирующем слое и на 46.15 % превысил значение емкостей неоднородностей рассматриваемого НО с отверстием в экранирующем слое. В то же время, как видно из табл.1, можно отметить, что введение отверстия шириной 0.92 мм в экранирующий слой направленного ответвителя привело к снижению емкостей неоднородностей на 22.22 %.

Значения емкостей неоднородностей были использованы для расчетов выходных параметров рассмотренного микрополоскового НО. Так, на рис.2 представлены переходные ослабления (ПО) направленного ответвителя с отверстием в экранирующем слое, полученные с использованием значений, указанных в табл.1, и полученные в результате электромагнитного анализа в системе HFSS. Также на рис. 2 представлено ПО идентичного НО без отверстия в экранирующем слое, емкости неоднородностей которого рассчитаны с помощью аналитических формул [1].

Как видно из рис.2, результаты расчетов переходного ослабления НО с отверстием в экранирующем слое с учетом емкостей неоднородностей, рассчитанных по представленной методике, хорошо совпадают с электромагнитным анализом исследуемого устройства в системе HFSS; так в полосе частот от 2 до 6 ГГц отклонение не превышает 6 %. В то же время отклонение переходного ослабления НО, рассчитанного с учетом емкостей неоднородностей, полученных по аналитическим формулам [1], от результатов анализа в HFSS в полосе частот от 2 до 6 ГГц не превышает 12%.

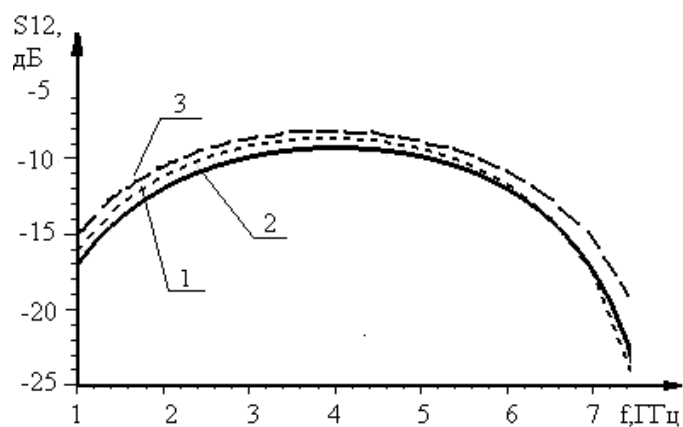


Рис. 2

Заключение

В результате проведенных исследований установлено, что для расчетов выходных параметров СВЧ-устройств на связанных МПЛ с учетом особенностей топологии применение аналитических формул расчета значений емкостей неоднородностей не обеспечивает достаточной точности. Это обусловлено тем, что при анализе неоднородностей МПЛ [1, 2], во-первых, не моделируется вся топология устройства, а лишь та часть, которая непосредственно формирует неоднородности; во-вторых, нет возможности анализировать структуры с отверстиями в экранирующем слое. Отклонение результатов расчета емкостей неоднородностей НО без отверстия в экранирующем слое по аналитическим формулам и с использованием представленной методике составило 30.77 %.

Также в результате проведенных исследований установлено, что внесение отверстия в экранирующий слой направленного ответвителя привело к уменьшению значений емкостей неоднородностей на 22.22 %. Из этого следует, что наличие отверстия в экранирующем слое (рис. 1) значительно влияет на распределение зарядов в областях неоднородностей топологии МПЛ и способствует уменьшению паразитных реактивностей.

Таким образом, с целью получения более точных результатов расчета выходных характеристик устройств СВЧ на микрополосковых линиях рекомендуем применять изложенную методику определения емкости неоднородностей МПЛ.

Результаты расчетов подтверждены результатами электромагнитного анализа исследуемой структуры в HFSS.

Направление дальнейших исследований связано с определением допусков на геометрические параметры устройств на микрополосковых линиях с учетом неоднородностей топологии.

Список литературы: 1. *Gupta K.C.* Microstrip lines and slotlines [Текст]/ К.С., Gupta, Ramesh Garg, Inder Bahl, Prakash Bhartia. – London: Artech House Inc. , 1996.-535 p. 2. *Bahl, I.J.* Lumped element for RF and microwave circuits / Inder Bahl – London:Artech House, 2003, – 488 p. 3. *Курушин, А.А.* Анализ и оптимизация СВЧ структур с помощью HFSS / С.Е. Банков, А.А. Курушин, Б.И. Разевиг. – М. : СОЛОН-Пресс, 2004. – 283 с. 4. *Карпуков Л.М.* Алгоритм моделирования функций Грина многослойных диэлектрических структур / Л.М., Карпуков // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2001.- №1. – С. 87 – 89. 5. *Silvester P.* Equivalent Capacitances of Microstrip Open Circuits / P. Silvester, P. Benedek // IEEE Trans. MTT – 1972. – № 8. – P. 390-395.

Запорожский национальный
технический университет

Поступила в редколлегию 15.03.2013

СТРУКТУРА ЗОН МНОГОЛУЧЕВОСТИ И КАУСТИК ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ РАДИОВОЛН ЗА РАДИОГОРИЗОНТ

Введение

Возможность применения дифракционного интеграла Френеля – Кирхгофа для вычисления поля за радиогоризонтом вблизи границы геометрической тени подробно анализируется в работе [1]. Там же приведены результаты исследований этого вопроса В.А. Фоком [2] и К. Фуруцу [3]. Такой путь расчета, дополненный вычислением неоднородного поля в области интегрирования (метод эквивалентных источников) применен в работах [4, 5] для оценочного расчета множителя ослабления V вблизи радиогоризонта и за его пределами по измеренному высотному профилю диэлектрической проницаемости $\varepsilon(h)$. Метод эквивалентных источников (МЭИ) позволяет наиболее просто оценить поле в переходной области от зоны дифракции к зоне дальнего тропосферного распространения. Для расчета граничного поля используются методы геометрической оптики. Порядок расчета и расчетные соотношения изложены в работе [5]. Рассчитанные с помощью МЭИ дистанционные зависимости множителя ослабления $V(R)$ при различных условиях распространения для длин волн $\lambda = 4$ см и $\lambda = 30$ см удовлетворительно согласуются с экспериментальными данными. Точность полученных оценок в большинстве случаев в загоризонтной области получается выше, чем в системах ТУСУР и AREPS, если судить по данным работы [6]. Однако при некоторых высотных профилях $\varepsilon(h)$ на отдельных загоризонтных участках трассы расхождения расчетных и экспериментальных значений V превышают 10 дБ.

Как отмечается в работе [7], при распространении волн в случайно-неоднородной среде можно выделить области маловероятного образования каустик и область, где вероятность появления каустик соизмерима с единицей и возможны сильные изменения амплитуды поля. Расхождения расчетных и экспериментальных данных могут быть связаны с нарушением условий применимости первого приближения геометрической оптики и с образованием случайных каустик, так как для оценки поля использовался упрощенный алгоритм расчета, не учитывающий каустические сдвиги фазы.

Цель работы – анализ зон многолучевости и пространственной структуры каустик при расчете поля за радиогоризонтом методом эквивалентных источников.

Зоны многолучевости и каустики

В МЭИ, так же как и в геометрической теории дифракции [8], используется представление о лучевом распространении радиоволн. Поэтому пределы применимости метода, по существу, определяются пределами применимости используемых приближений геометрической оптики. Первое приближение применимо при выполнении неравенств [9]:

$$\lambda|\text{grad}\varepsilon| \ll \varepsilon, \quad \sqrt{\lambda L} \ll l_0, \quad \langle \chi^2 \rangle \ll 1, \quad (1)$$

где L – дистанция, пройденная волной, $\langle \chi^2 \rangle$ – дисперсия логарифма амплитуды, l_0 – внутренний масштаб неоднородностей среды. Условие $\sqrt{\lambda L} \ll l_0$ накладывает весьма жесткие ограничения на дистанцию L при расчетах оптического пути (эйконала), если l_0 соответствует мелкомасштабным изменениям профиля $\varepsilon(h)$. Однако совместное применение геометрической оптики и дифракционного интеграла позволяет существенно ослабить это неравенство при малых углах дифракции θ .

Действительно, если известно граничное поле E_Q на некоторой плоскости Q в средней части трассы, то выражение для расчета поля $E(\mathbf{R}_1)$ в точке наблюдения \mathbf{R}_1 имеет вид [5]:

$$E(\mathbf{R}_1) = C \int_{Q_1} e^{-j\mathbf{K}\mathbf{r}} E_Q(\mathbf{r}) d^2r, \quad (2)$$

где C – постоянная, $\mathbf{K} = \mathbf{k}_s - \mathbf{k}_0$, \mathbf{k}_0 и \mathbf{k}_s – волновые векторы первичной (падающей) и вторичной волн, \mathbf{r} – двумерный радиус-вектор элемента поверхности dQ на плоскости Q .

Поскольку предполагается, что $E_Q = 0$ за пределами ограниченной области Q_1 , пределы интегрирования в (2) можно заменить бесконечными, и тогда видно, что $E_Q(\mathbf{r})$ и $E(\mathbf{R}_1)$ связаны преобразованием Фурье. Так как $\mathbf{K} = \mathbf{k}_s - \mathbf{k}_0$, то $|\mathbf{K}| = 2|\mathbf{k}_0|\sin(\theta/2)$, где θ – угол между векторами \mathbf{k}_s и \mathbf{k}_0 (угол дифракции). В нашем случае углы дифракции не превышают значения $|\theta_m| \approx 0,4^0$. Для $|\theta| \leq |\theta_m|$ получаем

$$|\mathbf{K}| \approx |\mathbf{k}_0| \theta \leq |\mathbf{k}_0| \theta_m = \frac{2\pi}{\lambda} \theta_m. \quad (3)$$

Поле эквивалентных источников

$$E_Q(\mathbf{r}) = A(\mathbf{r}) \exp\{-jk\phi_1(\mathbf{r})\} \quad (4)$$

выражается через амплитуду $A(\mathbf{r})$ и поправку к эйконалу ϕ_1 , вычисленную в первом приближении метода малых возмущений:

$$\phi_1(\mathbf{r}) = \frac{1}{2} \tilde{\epsilon}(\mathbf{r})L, \quad (5)$$

где $\tilde{\epsilon}(\mathbf{r})$ – случайная составляющая диэлектрической проницаемости воздуха.

Если поле $E_S(\mathbf{R}_1)$ рассчитывается в ограниченном интервале углов θ и, соответственно, волновых чисел $|\mathbf{K}|$, то как видно из (2), (4), (5), это эквивалентно исключению высших составляющих из спектра функций $A(\mathbf{r})$ и мелкомасштабных флуктуаций – из $\tilde{\epsilon}(\mathbf{r})$. Тогда при $|\theta| < |\theta_m|$ второе неравенство (1) можно заменить более слабым:

$$\sqrt{\lambda L} \ll l_m = \frac{2\pi}{|\mathbf{K}|} = \frac{\lambda}{|\theta_m|}. \quad (6)$$

Например, если $\theta_m \approx 0,4^0$, а $\lambda = 0,04\text{ м}$, то $l_m \approx 5,7\text{ м}$.

Условие (6) позволяет определить дистанцию L , в пределах которой флуктуации уровня амплитуды A , рассчитанные в первом приближении геометрической оптики, удовлетворяют неравенству

$$\langle \chi^2 \rangle = \langle [\ln(A/A_0)]^2 \rangle \ll 1, \quad (7)$$

где A_0 – начальное значение амплитуды при «входе» луча в неоднородную среду.

Допустимые дистанции L при расчетах искажений фазового фронта волны ограничены, но условия (6) и (7) при вычислении эйконала оказываются излишне жесткими. Воспользуемся другими условиями, которые вытекают из требования однозначности решения задачи:

а) через каждую точку пространства, в котором используются лучевые представления, должна проходить только одна лучевая траектория;

б) лучи, идущие от той части плоскости Q , где граничное поле $E_Q \neq 0$, до точки наблюдения, не должны пересекать каустики.

Первое условие позволяет связать эйконалы лучей с координатой точки пересечения этими лучами плоскости Q и учесть полный фазовый сдвиг в фазе эквивалентных источников в этой точке.

Второе условие дает возможность вычислять поле в точке наблюдения с помощью дифракционного интеграла без учета каустических фазовых сдвигов.

Чтобы определить количество лучей в разных точках пространства и оценить кратчайшее расстояние до каустики, представим профиль диэлектрической проницаемости воздуха $\varepsilon(h)$, заданный в интервале высот $(0, H)$, в следующей форме:

$$\varepsilon(h) = \varepsilon_0 + g_c h + \tilde{\varepsilon}(h), \quad (8)$$

где ε_0 – среднее значение, g_c – средний градиент в интервале высот $0 < h < H$, $\tilde{\varepsilon}(h)$ – выборка (реализация) случайного процесса, описывающая отклонения ε от линейной зависимости $g_c h$. Линейную составляющую $g_c h$ можно учесть введением эквивалентного радиуса Земли, поскольку начальное направление лучей практически параллельно земной поверхности. Тогда структура и вид каустик зависят от случайной составляющей $\tilde{\varepsilon}(h)$. Если представить $\tilde{\varepsilon}(h)$ в виде ряда Фурье, то анализ поведения лучей сводится к известной задаче о каустиках позади плоского фазового экрана с синусоидальной модуляцией фазы [9].

Предположим, что искажения фазового фронта плоской волны вблизи плоскости Q после прохождения неоднородной среды описываются поправкой к эйконалу первого порядка (5).

Если случайную составляющую $\tilde{\varepsilon}(h)$ можно аппроксимировать первой гармоникой ряда Фурье с достаточной точностью, то поправку к эйконалу первого порядка с учетом выражения (5) можно записать следующим образом:

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

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

Уравнения каустик позади экрана имеют вид [9]:

$$\omega y = \omega\eta + ctg(\omega\eta) \left[1 - \omega^2 b^2 \cos^2(\omega\eta) \right], \quad (9)$$

$$\omega x = \frac{1}{\omega b \sin(\omega\eta)} \left[1 - \omega^2 b^2 \cos^2(\omega\eta) \right]^{3/2}. \quad (10)$$

Анализ уравнений (9), (10) позволяет оценить минимальное расстояние до каустики R_m , а также соответствующие значения дистанций, пройденных волной до фазового экрана L и от экрана до заострения каустики x_k :

$$R_m = L + x_k, \quad x_k = L, \quad L = \frac{H}{\pi \sqrt{2a_1}}. \quad (11)$$

На рис.1, 2 приведены результаты расчета каустик по уравнениям (9) и (10) для первой гармоники разложения $\tilde{\varepsilon}(h)$ реальных профилей $\varepsilon(h)$, измеренных над морем (экспериментальные данные предоставлены Б.В. Жуковым). На рис.1, *a* показана случайная составляющая $\tilde{\varepsilon}(h)$, на рис.1, *b* – первая гармоника ряда Фурье, а на рис.1, *в* – каустика, вычисленная для этой гармоники. Горизонтальная ось x соответствует границе геометрической тени. По вертикали на всех графиках отложена высота y относительно оси x . Начало координат ($x = 0$) находится на плоскости фазового экрана.

На рис.2, *a* – *в*, в таких же обозначениях приведены результаты аналогичных расчетов для другого профиля, отличающегося иными значениями амплитуды и начальной фазы пер-

вой гармоники. Римскими цифрами на рисунках указано число лучей, проходящих через заданную точку в разных областях плоскости x, y .

Если приемник не попадает в зону многолучевости, то задача расчета поля с помощью МЭИ без учета каустических фазовых сдвигов имеет единственное решение. В этом случае единственное решение имеет и обратная задача, т.е. синтез источников вторичного излучения по известному комплексному полю в окрестности точки наблюдения.

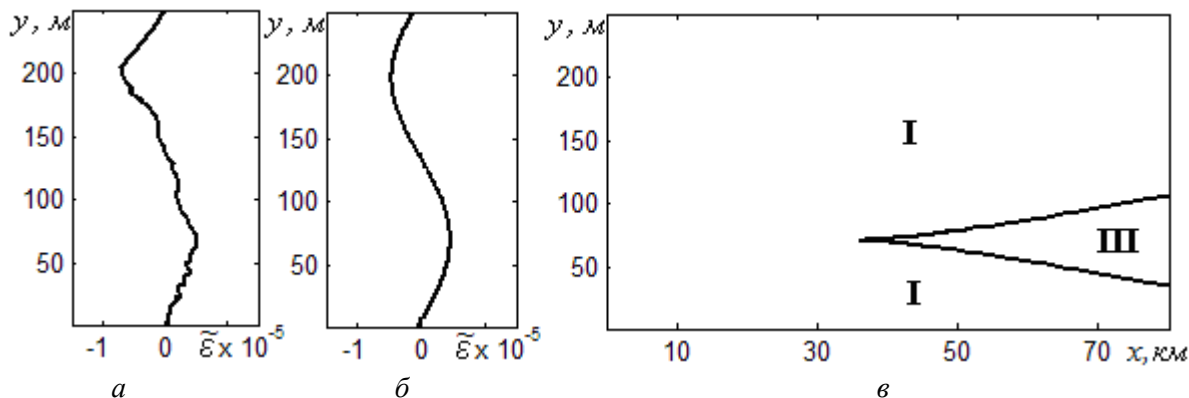


Рис 1

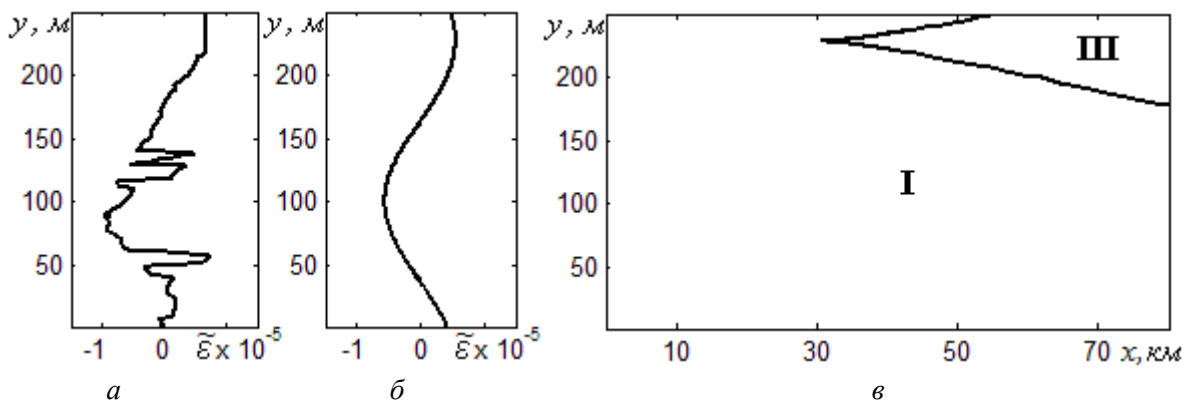


Рис.2

Для произвольного высотного профиля $\varepsilon(h)$ картина случайных каустик имеет более сложную пространственную структуру. Чтобы получить в явном виде уравнение кривой, описывающей форму фазового фронта на плоскости y, x после прохождения волной дистанции L , положим $L = L_0 + x$, причем $|x| \ll L_0$.

Эйконал

$$\varphi(L) = \varphi_0 + \varphi_1 = n_0(L_0 + x) + \tilde{n}(y)(L_0 + x), \quad (12)$$

где $n_0 = \sqrt{\varepsilon_0}$ – средний коэффициент преломления воздуха, $\tilde{n}(y) = \frac{1}{2} \tilde{\varepsilon}(y)$ – случайная составляющая профиля $n(y)$.

На фазовом фронте, по определению, $\varphi(L) = const$. Полагая в (12) $\varphi(L) = L_0 n_0$ и учитывая, что $n_0 \approx 1$, получим

$$x = -\tilde{n}(y)L_0 - \tilde{n}(y)x. \quad (13)$$

Поскольку $L_0 \gg |x|$, с точностью до второго слагаемого в правой части (13), получаем уравнение фазового фронта в явном виде:

$$x = f(y) \approx -\tilde{n}(y)L_0 = -\frac{1}{2} \tilde{\varepsilon}(y)L_0. \quad (14)$$

Известно, что в двумерной задаче каустика совпадает с эволютой фазового фронта [9].
Уравнения эволюты для кривой $x = f(y)$ в параметрической форме имеют вид [10]:

$$y_k = y - \frac{x'(1+x'^2)}{x''}, \quad x_k = x + \frac{1+x'^2}{x''}, \quad (15)$$

где x_k, y_k – координаты точек эволюты на плоскости y, x ; x' и x'' – производные первого и второго порядка функции $x = f(y)$. Роль параметров выполняют x и y , т.е. координаты точек фазового фронта.

Если известно уравнение кривой (14), то легко построить лучи, совпадающие с нормальными к фазовому фронту. Уравнение нормали можно записать в виде [11]:

$$X - x = -\frac{1}{x'}(Y - y), \quad (16)$$

где x, y – координаты точки M на кривой $x = f(y)$, X, Y – текущие координаты нормали в точке $M(x, y)$.

Картина лучей (16) и каустик (15) для $x > 0$, т.е. «позади» плоскости Q , для двух реальных профилей $\varepsilon(y)$ (данные Б.В. Жукова), приведена на рис.3, в и 4, в. На рис. 3, а, 4, а приведены высотные профили $\varepsilon(y)$, на рис. 3, б, 4, б – соответствующие этим профилям формы фазовых фронтов вблизи плоскости Q . Для упрощения достаточно сложной картины лучей профили $\varepsilon(h)$ аппроксимированы усеченным рядом Фурье с сохранением трех гармоник.

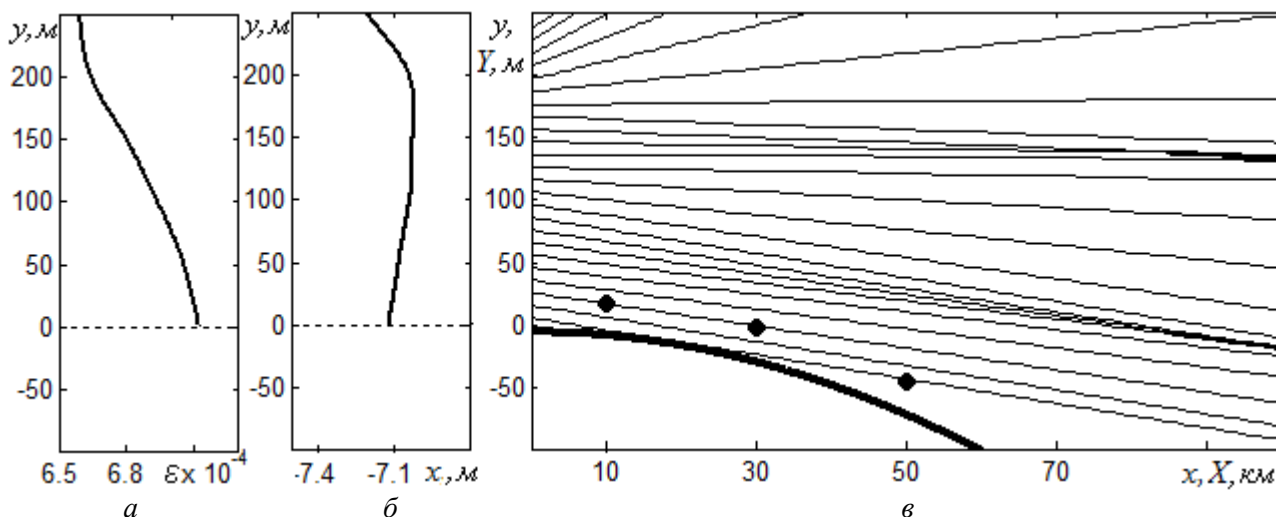


Рис 3

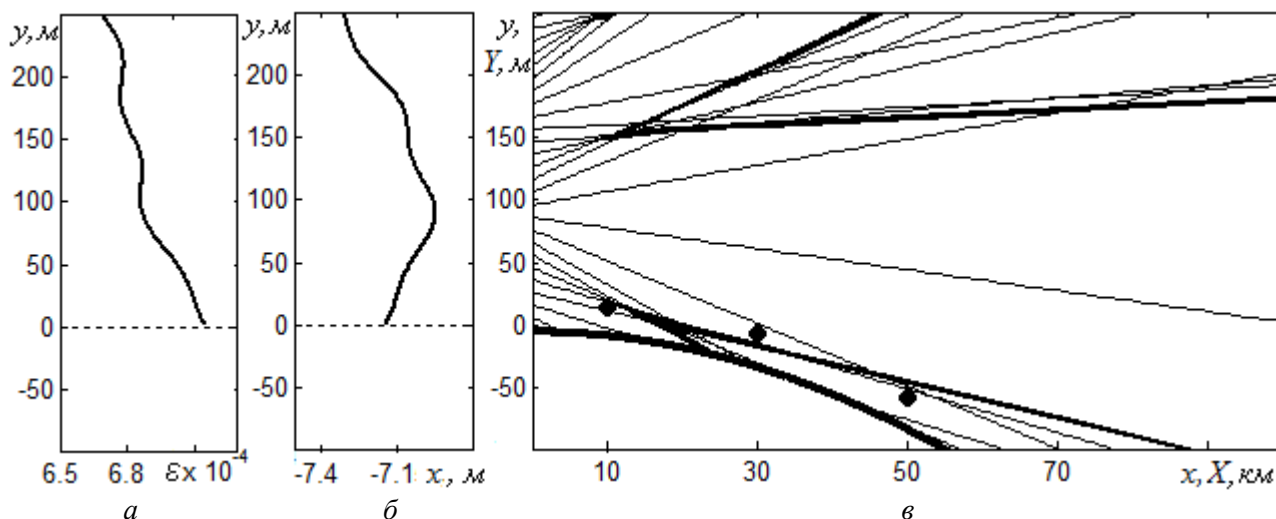


Рис.4

Фазовый фронт волны рассчитан для трассы со следующими характеристиками: расстояние от передатчика до фазового экрана $R = 50 \text{ км}$, дистанция $L = 20 \text{ км}$. Сплошной жирной линией обозначена поверхность Земли с эквивалентным радиусом, соответствующим заданному профилю. Жирные точки – возможные положения приемников на высоте $h_2 = 25 \text{ м}$ над поверхностью Земли.

На рис.3, в точка наблюдения на всем интервале дальностей находится в зоне однолучевого распространения. В этом случае расчет пространственного распределения множителя ослабления $V(h, R)$ решается однозначно и для ее решения можно использовать упрощенный алгоритм МЭИ. Для профиля, приведенного рис. 4, в, на расстоянии $x = 50 \text{ км}$ от плоскости Q приемник оказывается в многолучевой зоне. В этом случае при вычислении множителя ослабления V необходимо для лучей, касающихся каустик, ввести дополнительный фазовый сдвиг $-\pi/2$ [8].

Выводы

Анализ структуры случайных каустик и зон многолучевости дает возможность определить типы высотных профилей, для которых задача оценки поля методом эквивалентных источников решается однозначно без учета каустических фазовых сдвигов.

Построение лучей и анализ структуры случайных каустик позволяет выявить интервалы углов, в пределах которых точность расчетов поля может быть снижена из-за присутствия каустик. Тогда для уточнения значений поля необходимо дополнить алгоритм построением дифракционных лучей и последующим учетом каустических сдвигов фаз в лучах, касающихся каустик.

Использованный метод расчета с учетом анализа лучей и каустик позволяет по измеренным значениям метеопараметров вблизи трассы распространения радиоволн получить расчетным путем каталог (базу данных) для оценки и классификации условий распространения в рамках нескольких типов.

Построение лучей и каустик в той части трассы, где может находиться приемник, позволяет просто интерпретировать ход дистанционных и высотных зависимостей множителя ослабления как в области прямой видимости, так и в области тени, поскольку наглядно иллюстрирует области роста амплитуды вблизи каустических зон и уменьшение амплитуды в области «каустической тени».

Список литературы. 1. *Фейнберг Е.Л.* Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. – М. : АН СССР, 1961. – 546 с. 2. *Фок В.А.* Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн. – М. : Сов. радио, 1970. – 517с. 3. *К. Furutsu.* Field strength in the vicinity of the line of sight in diffraction by a spherical mountain // J. Radio.Res. Lab. (Japan). – 1956. – 3, №11. – P.55-76. 4. *Жуков Б.В., Ключева А.Н., Петров В.А.* Оценка дистанционных зависимостей УВЧ радиополя над морем для произвольных высотных профилей коэффициента преломления воздуха // Радиотехника. – 2011. – Вып.164. – С. 58-65. 5. *Петров В.А., Ключева А.Н., Павлова О.Л.* Оценка текущих условий загоризонтного распространения УКВ по заданному пространственному распределению коэффициента преломления воздуха // Радиотехника. – 2011. – Вып.166. – С. 214 – 222. 6. *Акулиничев Ю.П., Ваулин И.Н., Ровкин М.Е.* Оценка эффективности прогнозирования зон радиовидимости по имеющимся экспериментальным данным // Изв. вузов. Физика. – 2007. – Т. 50, N5. – С. 87 – 92. 7. *Кравцов Ю.А.* Сильные флуктуации амплитуды световой волны и вероятность образования случайных каустик // Журнал экспериментальной и теоретической физики. – 1968. – Т.55, Вып. 3(9). – С.798-801. 8. *Боровиков В.А., Кинбер Б.Е.* Геометрическая теория дифракции. – М. : Связь, 1978. – 248с. 9. *Кравцов Ю.А., Орлов Ю.И.* Геометрическая оптика неоднородных сред. – М. : Наука, 1980. – 304с. 10. *Смирнов В.И.* Курс высшей математики. – М. : Гостехиздат. – Изд.14, т.2. – С. 351-368. 11. *Смирнов В.И.* Курс высшей математики. – М. : Гостехиздат. – Изд.14, т.1. – С.179.

ВЫБОР МОДЕЛИ ИЗМЕНЕНИЯ СКОРОСТИ ЗВУКА ДЛЯ ОПТИМАЛЬНОГО ЛИНЕЙНОГО ФИЛЬТРА СИСТЕМ РАДИОАКУСТИЧЕСКОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Введение

Одна из важнейших задач измерительных радиосистем, называемая задачей фильтрации, состоит в том, чтобы наилучшим образом извлечь информацию об изучаемом процессе из последовательности измерений некоторых его характеристик, проведенных с определенными погрешностями.

Большинство систем радиоакустического зондирования (РАЗ) атмосферы предназначены для измерения температуры воздуха, которая функционально связана со скоростью звука $\hat{c}_{\text{зв}}$ в среде [1]. Изучаемым процессом в таких системах является, как правило, профиль скорости звука – процесс изменения скорости звука в атмосфере в зависимости от высоты. Особенность этого процесса – значительное разнообразие в зависимости от состояния атмосферы. Информация о скорости звука в системах РАЗ извлекается из радиосигнала, отраженного от акустической посылки, посредством первичной обработки в многоканальном корреляционном устройстве с последующей коррекцией выходных значений. В качестве опорных сигналов корреляторов используются сигналы, сформированные с использованием функции рассеяния [2]. Получаемая таким образом оценка значения скорости звука характеризуется некоторой погрешностью.

В статье рассматривается возможность применения методов оптимальной линейной фильтрации в системах РАЗ атмосферы с учетом особенностей оцениваемого процесса. Применение фильтрации позволит уменьшить количество повторных зондирований для достижения необходимой точности получаемых оценок и повысить оперативность получения вертикальных профилей искомых атмосферных параметров.

Модели изменяющихся оцениваемых параметров

Для реализации алгоритма линейной оптимальной фильтрации необходимо выбрать модель информационного процесса, которая будет соответствовать реальным изменениям наблюдаемого параметра во времени. Имея адекватную модель процесса, можно предсказывать с определенной точностью поведение реального процесса, что позволит более точно восстанавливать зашумленный наблюдаемый сигнал.

Модели изменения информационных параметров подразделяются на детерминированные и случайные, или стохастические. Детерминированными считаются такие модели, система уравнений которых не имеет случайных составляющих, и поэтому каждые будущие значения процесса определяются однозначно при решении системы. Так, например, модель, которая описывается системой линейных уравнений (1), является детерминированной моделью изменения некоторого векторного параметра $\vec{\alpha} = \|\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3\|$, где α_1 – скалярный оцениваемый параметр, α_2 – первая производная оцениваемого параметра, α_3 – вторая производная оцениваемого параметра. Модель, описываемая системой уравнений (1) [3], позволяет сформировать траектории линейного ($\alpha_3 = 0$) и равноускоренного ($\alpha_3 \neq 0$) изменения параметра, поэтому такая модель адекватно характеризует, например процесс изменения дальности до цели, движущейся линейно или равноускоренно:

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{1(k+1)} &= \alpha_{1(k)} + \alpha_{2(k)}T + \alpha_{3(k)}T^2/2 \\ \alpha_{2(k+1)} &= \alpha_{2(k)} + \alpha_{3(k)}T \\ \alpha_{3(k+1)} &= \alpha_{3(k)} \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где T – время предсказания следующего значения параметра.

Стохастическими моделями считаются модели, описываемые уравнениями, в которые входят случайные величины, и поэтому будущие значения процесса определяются с некоторой вероятностью. Например, модель изменения некоторого параметра, описываемая линейным уравнением $\alpha_{k+1} = c\alpha_k + \mu_k$ (2), является стохастической, т.к. в уравнение входит случайная величина μ_k , вероятностное распределение которой определяет вероятности появления значений описываемого параметра α .

Модель (2) называется моделью с независимыми первыми приращениями, где независимыми первыми приращениями являются значения $\mu_{(k)}$, характеризующие скорость изменения параметра, среднюю за время между отсчетами [4]. Для модели (2) возможные реализации изменения некоторого параметра α показаны на рис.1.

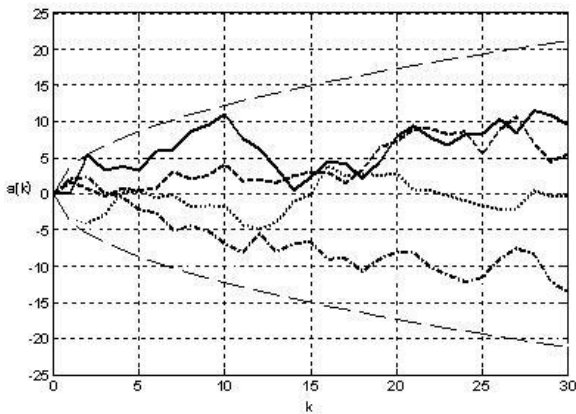


Рис. 1. Возможные реализации процесса, полученного с использованием модели (2)

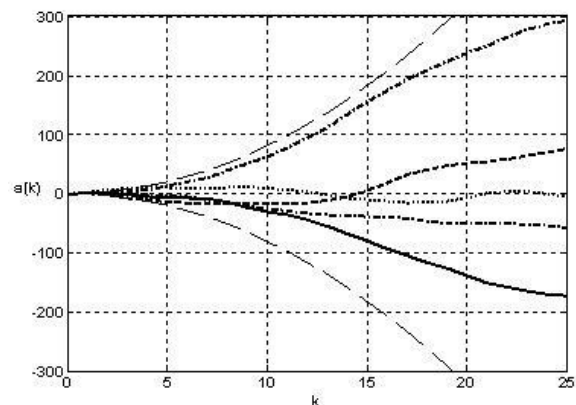


Рис. 2. Возможные реализации процесса, полученного с использованием модели (3)

Штриховой линией на рис.1 отмечены границы области, охватывающей возможные значения параметра α_k с вероятностью 0,8. Из рис.1 видно, что представленные реализации имеют разнообразный, преимущественно скачкообразный характер. Следовательно, если необходимо предсказывать поведение сильно маневрирующего объекта, то пользоваться для этого целесообразно моделью (2).

Еще один пример случайной модели изменения параметра – модель, которая описывается системой уравнений (3)

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{1(k+1)} &= c\alpha_{1(k)} + \alpha_{2(k)} \\ \alpha_{2(k+1)} &= \alpha_{2(k)} + \mu_k \end{aligned} \right\}, \text{ или в матричном виде } \alpha_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_{1k} \\ \alpha_{2k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \mu_{1k} \end{bmatrix} = B \alpha_k + \vec{\mu}_k, \quad (3)$$

где $\vec{\alpha}_k = \|\alpha_{1k} \alpha_{2k}\|^T$ – векторный параметр, состоящий из некоторого скалярного параметра α_{1k} и скорости изменения этого параметра α_{2k} ; $\vec{\mu}_k$ – вектор случайного маневра.

Модель (3) называется моделью с независимыми вторыми приращениями. Независимыми вторыми приращениями здесь являются значения $\mu_{(k)}$, которые характеризуют ускорение изменения параметра. Для модели (3) возможные реализации последовательности α_1 показаны на рис. 2. Штриховой линией отмечены границы области, охватывающей возможные значения параметра α_{1k} с вероятностью 0,8. Из рисунка видно, что представленные реализации процесса, в отличие от модели (2), имеют более монотонный характер.

При изменении дисперсии величины μ_k будет изменяться изрезанность реализаций, полученных с помощью моделей (2) и (3). Подбирая дисперсию случайной величины μ_k , можно добиваться большего сходства характеристик процесса, полученного моделированием, и реального.

Имея некоторый набор стохастических моделей, описывающих изменения параметра, и выбирая из них наиболее подходящую модель для каждого конкретного типа реального случайного процесса, можно с заданной точностью осуществлять предсказание поведения наблюдаемого процесса.

В системах РАЗ атмосферы информационный процесс, который необходимо оценить – это процесс изменения скорости звука в зависимости от высоты. Наблюдаемые процессы изменения скорости звука в силу турбулентных процессов, происходящих в атмосфере, являются случайными процессами. Следовательно, для линейной обработки информации, полученной с помощью радиоакустических систем, целесообразно пользоваться стохастическими моделями. В зависимости от состояния атмосферы следует выбирать, например, модель (2) или (3), либо использовать какую-то другую стохастическую модель.

Уравнения линейной фильтрации оценок скорости звука в системах РАЗ

Идея оптимальной линейной фильтрации результатов измерений в системах РАЗ состоит в последовательном сглаживании оценок вектора состояния \hat{c}_{sy} на текущем шаге измерения с использованием прогнозируемой на текущий шаг оценки \hat{c}_{s0} , где правило прогнозирования определяется выбранной моделью изменения оцениваемого параметра.

Общие уравнения, в соответствии с которыми производится линейная фильтрация в системах РАЗ, имеют вид

$$\begin{aligned} \hat{c}_{s(k+1)} &= B_k \hat{c}_{s(k)} + C_{k+1}^{-1} H_{k+1}^T C_{\theta(k+1)} (\hat{\theta}_{sy(k+1)} - \hat{\theta}_{s0(k+1)}), \\ C_{k+1} &= C_{0(k+1)} + H_{k+1}^T C_{\theta(k+1)} H_{k+1} = (B_k C_k^{-1} B_k^T + Q_k)^{-1} + C'_{y(k+1)}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $\hat{c}_{s(k+1)}$ – результирующая оценка вектора состояния; B_k – матрица перехода, характеризующая закон, в соответствии с которым определяется прогнозируемая оценка; Q_k – корреляционная матрица маневра цели; $\hat{\theta}_{s0(k+1)} = H_{k+1} B_k \hat{c}_{s(k)}$ – прогнозируемое значение вектора наблюдаемых параметров; $\hat{\theta}_{sy(k+1)}$ – оценка вектора наблюдаемых параметров на $k+1$ -м шаге наблюдения; $C_{\theta(k+1)}$ – матрица точности текущего измерения; $C'_{y(k+1)}$ – матрица точности текущего измерения; H – матрица пересчета, которая определяется исходя из выражения $H^{-1} \theta_s = c_s$, где θ_s – вектор наблюдаемых параметров, c_s – вектор состояния.

Особенностью использования уравнений фильтрации (4) в системах РАЗ является необходимость выбора моделей изменения параметра в зависимости от состояния атмосферы. Выбор модели должен определяться доопытными данными о состоянии атмосферы или в результате выполнения пробных шагов зондирования.

Выбор модели изменения скорости звука

Алгоритм линейной фильтрации, описываемый уравнениями (4), подразумевает знание модели изменения параметра, которая адекватно характеризует реальный процесс, подлежащий фильтрации. Без модели изменения параметра линейная фильтрация невозможна, т.к. нельзя предсказывать поведение реального фильтруемого процесса. Именно модель изменения оцениваемого параметра задает вид матрицы B_k , входящей в уравнения (4), и влияет на матрицу точности C_{k+1} . Поэтому выбор модели изменения параметра для осуществления линейной фильтрации в системах РАЗ является важным этапом. Выбор неподходящей, неадекватной модели приведет к ухудшению точности получаемых в результате фильтрации оценок.

При различных моделях изменения параметра вид уравнений (4) будет различным. Рассмотрим алгоритм линейной фильтрации радиоакустической информации при использовании модели (1) при условии, что $\alpha_3 = 0$. В этом случае модель (1) имеет вид

$$\left. \begin{aligned} c_{s1(\kappa+1)} &= c_{s1(\kappa)} + c_{s2(\kappa)} \\ c_{s2(\kappa+1)} &= c_{s2(\kappa)} \end{aligned} \right\}, \text{ или в матричном виде } c_{s(\kappa+1)} = Bc_{s(\kappa)} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{1s(\kappa)} \\ c_{2s(\kappa)} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где c_s – вектор состояния модели; $c_{1s(\kappa)}$ – скорость звука; $c_{2s(\kappa)}$ – первая производная от скорости звука.

Для осуществления линейной фильтрации при использовании модели (1) в системах РАЗ необходимо производить первичную обработку радиосигнала, отраженного от акустической посылки, в результате которой будет получена текущая оценка вектора

$$\hat{c}_{sy(\kappa)} = \begin{bmatrix} \hat{c}_{1sy(\kappa)} \\ \hat{c}_{2sy(\kappa)} \end{bmatrix}^T.$$

Полагаем, что оценка вектора состояния осуществляется косвенно на основе текущего измерения скорости звука $\hat{c}_{1sy(\kappa)}$ с постоянной дисперсией ошибки $\sigma_\theta^2 = C_\theta^{-1}$, т.е. вектор наблюдения представляет собой скаляр $\hat{\theta}_{sy(\kappa)} = \hat{c}_{1sy(\kappa)}$. При использовании модели изменения параметра (5) и при условии косвенных измерений матрицы B, Q, H , входящие в уравнение

$$(4), \text{ будут иметь следующий вид [3]: } B = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, Q = 0, H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Подставляя указанные матрицы в уравнения (4), и выполняя соответствующие преобразования [3], получим уравнения фильтрации в виде

$$\hat{c}_{s(\kappa+1)} = \begin{bmatrix} \hat{c}_{1s(\kappa)} + \hat{c}_{2s(\kappa)} \\ \hat{c}_{2s(\kappa)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2(2\kappa+1)/(\kappa+1)(\kappa+2) \\ 6/(\kappa+1)(\kappa+2) \end{bmatrix} \times (\hat{\theta}_{sy(\kappa+1)} - \hat{c}_{1s(\kappa)} - \hat{c}_{2s(\kappa)}). \quad (6)$$

Произведем в соответствии с полученным уравнением фильтрацию совокупности оценок скорости звука $\hat{c}_{1s(\kappa)}$, имеющих дисперсии $\sigma_\theta^2 = C_\theta^{-1} = 2m/c^2$. На рис. 3 показано сравнение профиля оценок скорости звука, полученных на различных высотах, с профилем, полученным после фильтрации, выполненной в соответствии с уравнением (6).

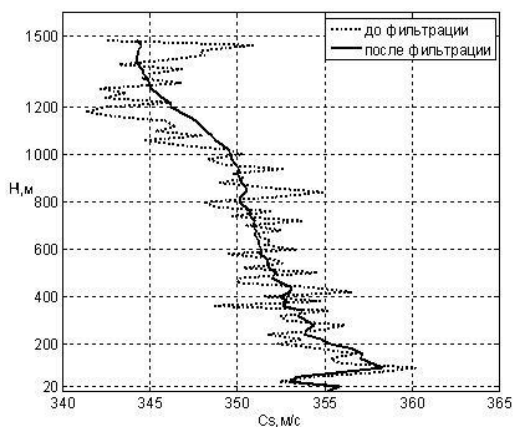


Рис. 3. Профили скорости звука до и после фильтрации, выполненной в соответствии с уравнением (6)

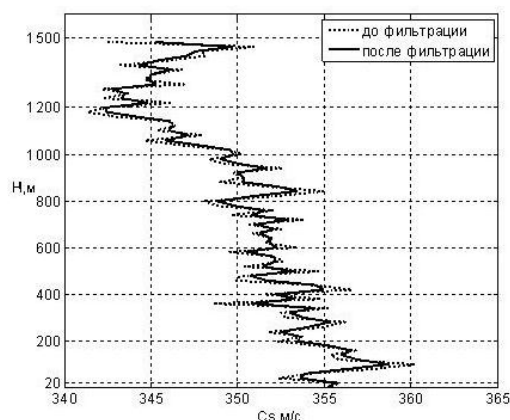


Рис. 4. Профили скорости звука до и после фильтрации, выполненной в соответствии с уравнениями (7)

Из рисунка видно, что приблизительно после 20-го отсчета (высота 400 м) фильтр практически не реагирует на изменения профиля. Наблюдаемое явление называется явлением «расходимости» фильтра. Отсюда следует вывод, что детерминированная модель (5) для линейной фильтрации процесса изменения скорости звука не подходит, т.к. возникает явление «расходимости» фильтра. Кроме того, состояние атмосферы редко бывает таким, чтобы процесс изменения скорости звука можно было описать линейной моделью, поэтому детер-

минированные модели изменения параметра нельзя считать адекватными реальному процессу изменения скорости звука с высотой в атмосфере.

Рассмотрим фильтрацию исходного профиля при использовании случайной модели изменения параметра (2).

При использовании модели изменения параметра (2) и прямом измерении матричные величины, входящие в уравнения (4), вырождаются в скалярные: $C^{-1} = D$, $C_y^{-1} = D_y$, $B = 1$, $Q = D_\mu$, $H = 1$, где D, D_y, D_μ – дисперсии результирующей оценки скорости звука, текущей оценки скорости звука и маневра μ_k . В результате уравнения (4) преобразуются к виду

$$\hat{c}_{s(k+1)} = \hat{c}_{s(k)} + (D_{k+1} / D_{y(k+1)}) (\hat{c}_{sy(k+1)} - \hat{c}_{s(k)}),$$

$$1/D_{k+1} = 1/(D_k + D_{\mu k}) + 1/D_{y(k+1)}. \quad (7)$$

Произведем в соответствии с полученными уравнениями (7) фильтрацию реальных оценок скорости звука $\hat{c}_{1s(k)}$, показанных на рис. 3 (кривая «до фильтрации»). Дисперсия фильтруемых оценок $\sigma_y^2 = D_y = 2m/c^2$. Дисперсия маневра должна выбираться исходя из опытных данных о состоянии атмосферы. Чем более нестабильно состояние атмосферы, тем большую дисперсию будет иметь реальный профиль и тем большее значение дисперсии маневра необходимо использовать при фильтрации.

На рис. 4 показано сравнение исходного профиля оценок скорости звука с профилем, полученным после фильтрации, выполненной в соответствии с уравнениями (7), в предположении, что дисперсия маневра скорости звука $D_\mu = 2 \text{ м/с}^2$.

В этом случае не наблюдается явление «расходимости» фильтра. Профили, полученные после фильтрации (рис. 5), характеризуются меньшей дисперсией, что говорит о сглаживании ошибок измерений скорости звука, т.е. профиль после фильтрации получается более точным.

Значит, стохастическая модель (2) адекватно характеризует процесс изменения скорости звука и ее целесообразно использовать для линейной фильтрации оценок скорости звука в атмосфере.

Рассмотрим фильтрацию профиля при использовании случайной модели изменения параметра (3). Для обеспечения линейной фильтрации процесса изменения скорости звука в этом случае, необходимо иметь на каждом шаге измерения оценку вектора состояния $\hat{c}_{sy(k)} = \|\hat{c}_{1sy(k)} \hat{c}_{2sy(k)}\|^T$, полученную прямым либо косвенным способом.

Полагаем, что оценка вектора состояния осуществляется косвенно на основе текущего измерения скорости звука $\hat{c}_{1sy(k)}$ с постоянной дисперсией ошибки $\sigma_\theta^2 = C_\theta^{-1}$. При использовании модели изменения параметра (3) матрицы B, Q, H , входящие в уравнение (5), будут иметь следующий вид:

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad Q = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & D_\mu \end{bmatrix}, \quad H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix},$$

где D_μ – дисперсия маневра.

В результате преобразований и приближенных вычислений уравнения линейной фильтрации (4), при использовании модели изменения параметра (3), примут вид [4]

$$\hat{c}_{s(k+1)} = \begin{bmatrix} \hat{c}_{1s(k)} + \hat{c}_{2s(k)} \\ \hat{c}_{2s(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} (\hat{\theta}_{sy(k+1)} - \hat{c}_{1s(k)} - \hat{c}_{2s(k)}), \quad (8)$$

где A и B – установившиеся значения весовых коэффициентов;

$$A \approx \frac{D_{C_{1s}}}{\sigma_\theta^2}, \quad B \approx \frac{R}{\sigma_\theta^2}, \quad D_{C_{1s}} \approx \sqrt[4]{4D_\mu \cdot \sigma_\theta^5}, \quad R \approx \sqrt{D_\mu \cdot \sigma_\theta^2}, \quad (9)$$

где $D_{C_{1s}}$ – установившееся значение дисперсии оценок скорости звука; R – корреляционный момент оценок скорости звука и первой производной скорости звука.

В соответствии с полученными уравнениями (9) произведем фильтрацию набора реальных оценок значений скорости звука $\hat{C}_{1s(x)}$, показанного на рис. 3 (кривая до фильтрации). На рис. 5 показан результат фильтрации в предположении, что дисперсия маневра скорости звука $D_{\mu} = 2 \text{ м/с}$.

Из рисунка видно, что профиль, полученный после фильтрации, является более изрезанным. В связи с этим можно утверждать, что модель (3), используемая в процессе фильтрации, в данном случае неадекватно характеризует наблюдаемый реальный процесс изменения скорости звука и не подходит для фильтрации в этих условиях.

Модель (3) адекватно описывает процесс изменения скорости звука тогда, когда состояние атмосферы характеризуется плавным профилем температуры. Повышение качества оптимальной фильтрации, при использовании модели (3), достигается путем подбора значения дисперсии маневра μ_k . Однако положительные результаты такая фильтрация дает лишь в том случае, когда дисперсия оценки реального процесса изменения скорости звука много больше выбранной дисперсии маневра μ_k .

Выводы

Применение оптимального линейного фильтра в системах РАЗ позволит уменьшить количество повторных зондирований для достижения необходимой точности получаемых оценок и повысить оперативность получения вертикальных профилей искомых атмосферных параметров.

В качестве модели изменяющегося параметра при линейной фильтрации в системах РАЗ целесообразно использовать преимущественно стохастические модели.

Модель изменения информационного параметра в системах РАЗ необходимо выбирать с учетом состояния атмосферы. При этом алгоритмы фильтрации для различных моделей изменения параметра имеют различные характеристики и могут эффективно использоваться только в определенных условиях.

Выбор модели для фильтрации наблюдаемого процесса изменения скорости звука в каждом конкретном случае должен определяться доопытными данными о состоянии атмосферы или в результате выполнения пробных шагов зондирования.

Список литературы: 1. *Каллистратова М.А., Кон А.И.* Радиоакустическое зондирование атмосферы. – М. : Наука, 1985. – 200 с. 2. *Карташов В.М.* Алгоритм автосопровождения изменений информационного параметра сигнала радиоакустических систем / В.М. Карташов, Д.Н. Куля, С.В. Пашенко // Восточно-Европейский журнал передовых технологий – Харьков, 2012. – № 4/9(58). – С. 57-61. 3. *Ширман Я.Д., Манжос В.Н.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М. : Радио и связь, 1981. – 416с. 4. *Ширман Я.Д.* Теоретические основы радиолокации : учеб. пособие для вузов. – М. : Сов. радио, 1970. – 560 с.

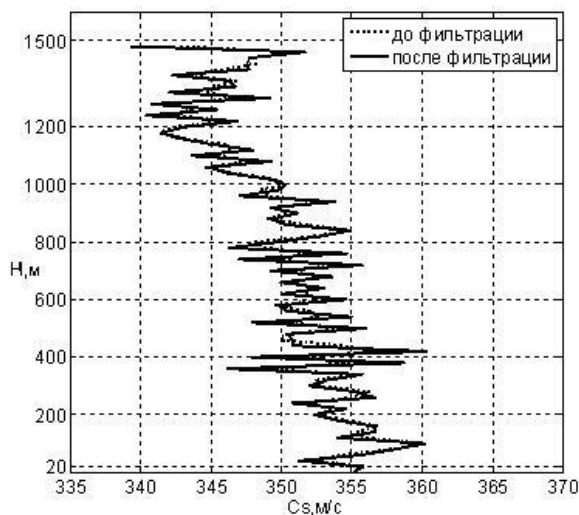


Рис. 5. Профили скорости звука до и после фильтрации, выполненной в соответствии с уравнениями (7)

УДК 621.396.96

Ю.Б. ГИМПИЛЕВИЧ, д-р техн. наук, Э.А. ЛЕВИН, канд. техн. наук, Д.А. САВОЧКИН

СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ МЕТОДОВ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ЛОКАЛИЗАЦИИ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИЙ РАДИОЧАСТОТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ

Введение

Во многих сферах человеческой деятельности существует потребность в определении местоположения объектов внутри помещений, например товаров на складах и в магазинах, книг в библиотеках, работников на предприятиях, пациентов в больницах и др. Глобальные системы позиционирования на базе спутниковых и сотовых технологий непригодны для решения такой задачи, поскольку их применение в этом случае требует больших материальных затрат. Кроме того, такие системы не позволяют добиться достаточной точности определения местоположения при локализации внутри помещений с высокой степенью экранирования.

Перспективным направлением пространственной локализации объектов в закрытых помещениях является применение технологий радиочастотной идентификации (*RFID*). В этом случае на объектах локализации устанавливаются специальные устройства (*RFID*-метки), местоположение которых может быть определено с помощью *RFID*-системы. В зависимости от характера задачи локализации используются активные или пассивные *RFID*-метки. Пассивные метки не требуют внутреннего источника питания и обладают малой стоимостью [1]. В настоящее время они находят все большее применение при реализации широкого круга приложений, требующих высокой точности локализации при относительно малой стоимости системы. Особенно часто пассивные метки используются в тех случаях, когда необходима локализация множества объектов малых размеров.

Для проведения пространственной локализации используются различные методы и алгоритмы. В литературе [2 – 6] рассмотрены некоторые подходы по их классификации, однако эти работы не охватывают все значимые методы.

Цель настоящей работы – проведение как можно более полного анализа современного состояния методов пространственной локализации объектов внутри помещений на основе *RFID*-технологий, разработка классификации этих методов и выявление путей их дальнейшего совершенствования.

Структура *RFID*-системы пространственной локализации

Под технологией *RFID* обычно понимают процесс бесконтактного радиочастотного получения идентификационной информации от *RFID*-меток [1, 7]. Типовая *RFID*-система пространственной локализации (рис. 1) состоит из устройства считывания (считывателя), устройства обработки информации и набора из M *RFID*-меток ($M_1 – M_M$). Считыватель включает в себя блок приема, передачи и коммутации (БППК) и набор из N антенн ($A_1 – A_N$). Устройство обработки информации включает в себя блок взаимодействия и обработки (БВО), блок локализации (БЛ) и блок хранения данных (БХД).

БВО принимает запрос пользователя (П) о начале работы системы и посылает команду поиска *RFID*-меток считывателю. По этой команде БППК с помощью антенн выполняет инициализацию сеансов связи с *RFID*-метками, после чего ожидает ответные сигналы. Если уровень инициализирующего сигнала в месте размещения *RFID*-меток превышает некоторое пороговое значение, то эти метки излучают ответные сигналы, в которых с помощью процесса модуляции заложена информация об их идентификаторах [7]. При этом пассивные

метки в качестве источника питания используют накопитель энергии электромагнитного поля сигналов инициализации. Ответные сигналы от меток принимаются антеннами считывателя и через БППК поступают в БВО. БВО идентифицирует ответившие метки и передает полученную измерительную информацию в БХД. После этого БВО посылает команду о запуске процесса локализации ответивших меток в БЛ. БЛ получает измерительную информацию каждой метки из БХД и выполняет алгоритм локализации, результатом которого является оценка местоположения меток. Эта оценка через БВО передается пользователю.

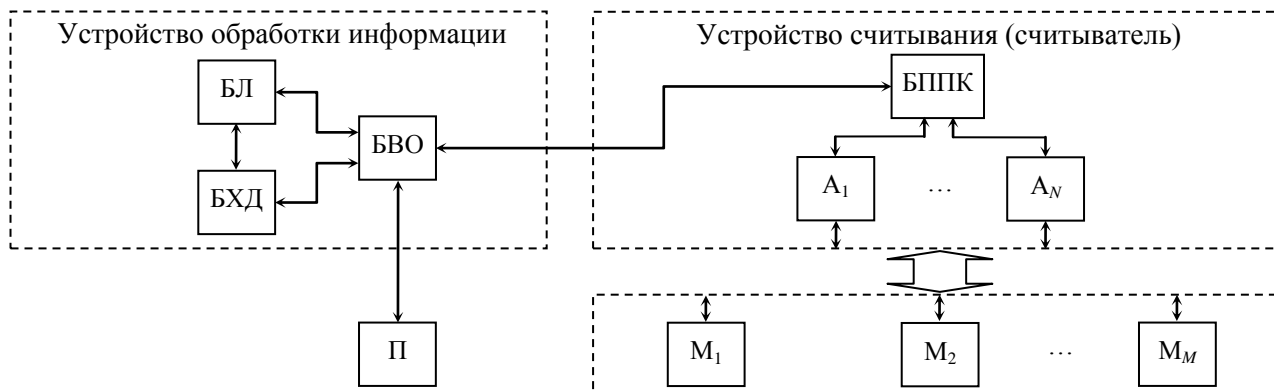


Рис. 1

Виды измерительной информации

Рассмотрим различные виды измерительной информации, при обработке которой выполняется оценка местоположения меток в пространстве.

Факт наличия ответа. Факт наличия ответа от метки является измерительной информацией двоичного характера. Используя эту информацию, можно считать, что метка находится в пространстве вблизи антенны считывателя, получившей данный ответ [8 – 11].

Уровень принятого сигнала. Уровень принятого от метки сигнала, известный в литературе как *received signal strength (RSS)*, является наиболее широко применяемым видом измерительной информации, используемым практически во всех коммерческих реализациях считывателей [8]. Под *RSS* обычно понимается уровень мощности полученного от метки сигнала. В идеальных условиях величина *RSS* однозначно определяет расстояние от антенны считывателя до метки.

Временная задержка принятого сигнала. Существует два подвида временной измерительной информации [12 – 14]. Первый подвид, называемый в литературе *time of arrival (TOA)*, определяется временной задержкой между моментом начала излучения ответного сигнала меткой и моментом его получения антенной считывателя. Измерительная информация *TOA* используется для вычисления расстояния от антенны считывателя до метки. При этом для определения момента начала передачи сигнала необходима временная синхронизация меток, что увеличивает стоимость системы [14]. Вторым подвидом измерительной информации, называемый в литературе *time difference of arrival (TDOA)*, определяется временными задержками между моментами получения сигнала от метки несколькими антеннами считывателя. Измерительная информация *TDOA* используется для вычисления разности расстояний между меткой и антеннами системы. При этом отсутствует необходимость временной синхронизации меток [14].

Фазовый сдвиг принятого сигнала. Измерительная информация, которая определяется фазовыми сдвигами в сигналах, поступивших от метки, известна в литературе как *phase of arrival (POA)* [13, 15]. В работах [13, 16] отмечено, что для получения измерительной информации *POA* можно выполнять отправку серии запросов метке на различных частотах с последующим измерением начальных фаз ответных сигналов. Использование *POA* позво-

ляет определить расстояние от антенны считывателя до метки в пределах некоторого диапазона дальности.

Угловая координата метки. Угловая координата метки является видом измерительной информации, известным в литературе как *angle of arrival (AOA)* [12, 13, 17]. Для получения измерительной информации *AOA* обычно применяют специальные антенные системы [12]. Использование *AOA* позволяет определить, в каком направлении от антенны считывателя находится метка.

Отношение числа принятых ответов к общему числу запросов. При многократном проведении сеансов связи считывателя с метками формируется измерительная информация, определяемая отношением числа принятых и корректно распознанных ответов каждой метки к числу посланных каждой антенной считывателя запросов. Такая измерительная информация при достаточно большом числе запросов позволяет оценить расстояние от антенны до метки [18].

В настоящее время практически все доступные коммерческие реализации считывателей позволяют выполнять измерение таких видов измерительной информации, как факт наличия ответа, уровень принятого сигнала и отношение числа принятых ответов к общему числу запросов. Другие виды измерительной информации обычно требуют конструирования считывателя под конкретную задачу, что повышает расходы на разработку системы.

Методы пространственной *RFID*-локализации

Метод пространственной локализации определяется видом используемой измерительной информации, поступающей в блок локализации *RFID*-системы из блока хранения данных, и алгоритмом ее обработки. Для дальнейшего описания дадим следующие определения [11].

Рабочая зона локализации – это область пространства, в которой необходимо обеспечить обнаружение и локализацию *RFID*-меток.

Зона действия антенны считывателя – это область пространства, при расположении в которой *RFID*-меток их ответные сигналы будут приняты антенной, а при расположении вне этой области – не будут. Форма зоны действия антенны в первую очередь зависит от конструкции антенны. Обычно в *RFID*-системах используются слабонаправленные антенны, которые размещаются над рабочей зоной локализации. В таких условиях форма зоны действия антенны в плоскости двумерной рабочей зоны является приближенно круговой [9], причем радиус круга определяется мощностью излучения антенны.

Рассмотрим методы локализации, использующиеся в *RFID*-системах. При этом основное внимание уделим локализации в двумерном пространстве.

Зонный метод. Зонный метод локализации использует измерительную информацию в виде фактов наличия ответов от меток [8, 17]. Его принцип состоит в нахождении области пересечения зон действия антенн, принявших сигналы от метки, с последующим исключением области объединения зон действия антенн, не принявших сигналы от метки [11]. Исходя из сказанного, используя теорию множеств, запишем оценку координат метки (\hat{x}, \hat{y}) как [11]:

$$(\hat{x}, \hat{y}) \in \bigcap_{b \in B} C_b \setminus \bigcup_{c \in A \setminus B} C_c, \quad (1)$$

где $A = \{A_1 \dots A_N\}$ – множество всех антенн считывателя; $B \subset A$ – подмножество антенн, принявших сигнал от метки; C_b, C_c – зоны действия b -й и c -й антенн соответственно.

В качестве примера рассмотрим систему *RFID*-локализации, состоящую из пяти антенн $A = \{A_1 \dots A_5\}$. На рис. 2, a точками указаны места расположения этих антенн, а кругами –

их зоны действия. При этом формируется 16 зон потенциального местоположения меток, отмеченных на рис. 2, а числами от 1 до 16.

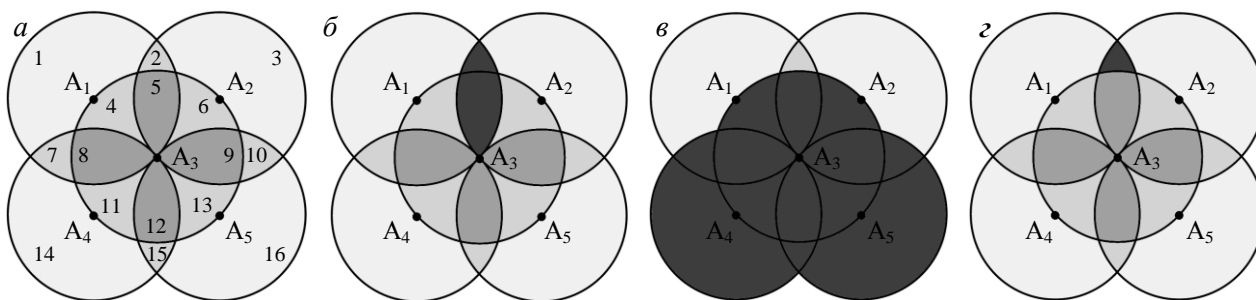


Рис. 2

Предположим, что первой и второй антеннами считывателя $B = \{A_1, A_2\}$ приняты сигналы от некоторой метки. Проведем оценку местоположения метки по формуле (1). При этом область пересечения зон действия антенн B определяется как $C_1 \cap C_2$ (отмечено черным на рис. 2, б), а область объединения зон действия антенн $\{A_3...A_5\}$, не принявших сигналы от метки, определяется как $C_3 \cup C_4 \cup C_5$ (отмечено черным на рис. 2, в). Разность области пересечения и области объединения (отмечена черным на рис. 2, г) принимается в качестве оценки местоположения метки. Таким образом, пространственная локализация метки производится с некоторой точностью, которая определяется числом антенн считывателя, характером их расположения и формой зон действия.

Классический зонный метод прост в алгоритмическом плане, поскольку оценка местоположения метки заключается в выборе одной из зон потенциального местоположения, координаты которых рассчитываются заранее и хранятся в блоке локализации в виде таблицы.

Геометрические методы. В геометрических методах локализации оценка местоположения меток осуществляется путем построения линий положения (или поверхностей положения) по результатам измерений, проведенных с помощью нескольких антенн считывателя [11]. При этом в идеальном случае возможно получение точечной оценки координат метки. Геометрические методы можно разделить на три типа: трилатерационный (дальномерный); мультитлатерационный (разностно-дальномерный); триангуляционный (угломерный) [5, 14]. Для случая двумерной локализации эти методы иллюстрируются рис. 3 – 5.

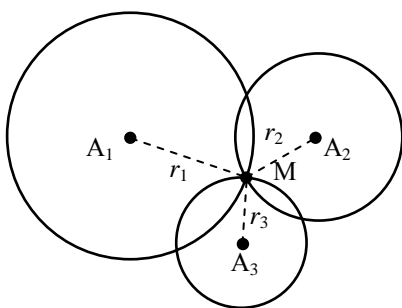


Рис. 3

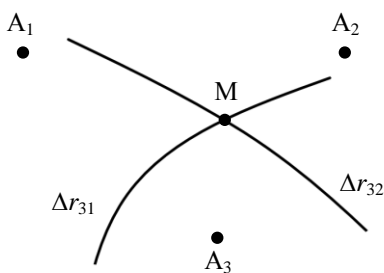


Рис. 4

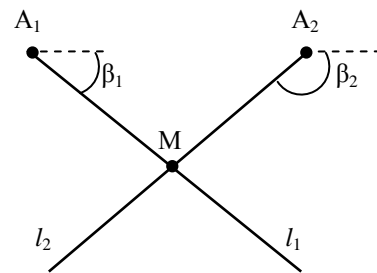


Рис. 5

Трилатерация является процессом местоопределения метки путем измерения дальностей от этой метки до нескольких антенн [5]. При этом местоположение метки определяется как точка пересечения окружностей, центры которых располагаются в точках размещения антенн, а радиусы определяются измеренными дальностями. Для двумерной локализации требуется не менее трех антенн, расположенных произвольно (рис. 3). На этом рисунке позиция метки отмечена как М, позиции антенн отмечены как A_1, A_2, A_3 , а дальности от антенн до метки отмечены как r_1, r_2, r_3 , соответственно. Для определения дальностей можно

использовать измерительную информацию в виде RSS , TOA , POA или отношения числа принятых ответов метки к общему числу запросов антенны [5, 14, 16, 18].

Мультилатерация является процессом местоопределения метки путем измерения разностей расстояний между антеннами и этой меткой [19]. При этом местоположение метки определяется как точка пересечения ветвей гипербол, фокусы которых располагаются в точках размещения антенн, а длины действительных осей определяются измеренными разностями расстояний. Для двумерной локализации требуется не менее трех антенн, из которых первая, получившая сигнал от метки, выбирается в качестве опорной (рис. 4). На этом рисунке опорной является антенна A_3 , а ветви гипербол отмечены как Δr_{31} (определяется разностью расстояний MA_3 и MA_1) и Δr_{32} (определяется разностью расстояний MA_3 и MA_2). Для определения разностей расстояний используется $TDOA$ измерительная информация [19].

Триангуляция является процессом местоопределения метки путем измерения углов между некоторым опорным направлением и лучами, выходящими из точек расположения антенн и направленными на метку [20]. При этом местоположение метки определяется как точка пересечения этих лучей. Для двумерной локализации требуется не менее двух антенн (рис. 5). На этом рисунке измеренные углы отмечены как β_1 и β_2 , а соответствующие лучи – как l_1 и l_2 . Для реализации триангуляции используется AOA измерительная информация [17].

В геометрических методах локализации для нахождения точки пересечения линий положения составляются и решаются системы уравнений, описывающих эти линии. Однако в силу погрешности средств измерения и влияния шумов в уравнениях этих систем возникают невязки. Поэтому оценку местоположения метки можно выполнять путем решения оптимизационной задачи [14, 21]. Для этого создается целевая функция ошибки определения координат метки, аргументом которой является вектор измерений с размерностью числа антенн, получивших ответные сигналы от метки при ее расположении в некоторой позиции. В дальнейшем ищется такая позиция внутри рабочей зоны локализации, при которой достигается минимум целевой функции ошибки [14, 21]. Эта задача решается различными итерационными методами, например методами градиентного спуска, Гаусса – Ньютона и другими [22].

Геометрические методы позволяют достичь достаточно высокой точности локализации. При локализации внутри помещений обычно используется метод трилатерации. При этом часто применяется RSS измерительная информация, что позволяет добиться достаточно высокого уровня точности при относительной простоте конструктивной реализации системы. Методы мультилатерации и триангуляции используются реже метода трилатерации, несмотря на приемлемый уровень точности, который они способны обеспечить. Это происходит потому, что системы на базе этих методов обычно обходятся дороже по стоимости.

Методы на базе предварительного анализа рабочей зоны

Существует ряд методов локализации, отличительной чертой которых является проведение этапа предварительного анализа рабочей зоны локализации путем сбора измерительной информации в различных точках зоны [8, 15]. Для этого рабочая зона разбивается на L ячеек, в каждую из которых устанавливается $RFID$ -метка. После этого для каждой из N антенн считывателя проводятся многократные (C раз) измерения, в результате чего полученная измерительная информация сохраняется в блоке хранения данных. Таким образом, формируется таблица (карта) полученных данных, иногда называемых "радиоотпечатками" [23]. После формирования таблицы проводится рабочий этап, во время которого выполняется оценка координат меток.

В литературе обычно рассматриваются случаи сбора RSS измерительной информации [15, 24], поэтому далее будем описывать методы локализации именно в этом контексте.

Приведем пример структуры RSS -таблицы для случая двумерной рабочей зоны, поделенной на $L = 4$ ячейки, системой из $N = 4$ антенн при числе измерений $C = 2$ (табл.1).

В ячейках таблицы содержатся значения $RSS R_{l,n,c}$, полученные во время измерений, где $l = 1 \dots L$ – номер ячейки рабочей зоны, $n = 1 \dots N$ – номер антенны, $c = 1 \dots C$ – номер измерения.

Методы локализации на базе предварительного анализа рабочей зоны можно разделить на три типа: ближайшего соседа (БС); искусственной нейронной сети (ИНС); машины опорных векторов (МОВ).

Таблица 1

Ячейка рабочей зоны		Значения $RSS R_{l,n,c}$							
Номер l	Координаты (x, y)	Антенна $n = 1$		Антенна $n = 2$		Антенна $n = 3$		Антенна $n = 4$	
		$c = 1$	$c = 2$	$c = 1$	$c = 2$	$c = 1$	$c = 2$	$c = 1$	$c = 2$
1	(x_1, y_1)	$R_{1,1,1}$	$R_{1,1,2}$	$R_{1,2,1}$	$R_{1,2,2}$	$R_{1,3,1}$	$R_{1,3,2}$	$R_{1,4,1}$	$R_{1,4,2}$
2	(x_2, y_2)	$R_{2,1,1}$	$R_{2,1,2}$	$R_{2,2,1}$	$R_{2,2,2}$	$R_{2,3,1}$	$R_{2,3,2}$	$R_{2,4,1}$	$R_{2,4,2}$
3	(x_3, y_3)	$R_{3,1,1}$	$R_{3,1,2}$	$R_{3,2,1}$	$R_{3,2,2}$	$R_{3,3,1}$	$R_{3,3,2}$	$R_{3,4,1}$	$R_{3,4,2}$
4	(x_4, y_4)	$R_{4,1,1}$	$R_{4,1,2}$	$R_{4,2,1}$	$R_{4,2,2}$	$R_{4,3,1}$	$R_{4,3,2}$	$R_{4,4,1}$	$R_{4,4,2}$

Метод ближайшего соседа реализует следующий алгоритм [8, 14, 17]:

- 1) проводится этап предварительного анализа рабочей зоны и строится RSS -таблица;
- 2) во время рабочего этапа производится измерение значений RSS сигналов от каждой метки с помощью всех антенн системы (формируется вектор θ из N значений RSS);
- 3) вектор θ сравнивается с каждым l -м вектором R_l из RSS -таблицы, при этом ищется такая l -я строка таблицы, вектор R_l которой имеет минимальное различие с вектором θ ;
- 4) координаты найденной строки считаются оценкой координат метки (\hat{x}, \hat{y}) .

Таким образом, для искомой метки производится поиск ближайшего соседа в векторном пространстве RSS . Воспользовавшись [22], запишем выражение для оценки координат метки:

$$(\hat{x}, \hat{y}) = \text{position} \left[\arg \min_{l \in [1, L]} E(\theta, R_l) \right], \quad (2)$$

где $\text{position}(l)$ – функция получения координат ячейки рабочей зоны по ее номеру l ; $E(\theta, R_l)$ – функция различия вектора θ и вектора R_l , которая определяется как [14, 20]

$$E(\theta, R_l) = \sum_{n=1}^N \left(\theta_n - \frac{1}{C} \sum_{c=1}^C R_{l,n,c} \right)^2. \quad (3)$$

Модификациями метода БС являются метод K ближайших соседей (K -БС) и метод K взвешенных ближайших соседей (K -ВБС) [8, 14, 15]. При реализации этих методов ищется не один вектор, а K векторов с минимальным различием в RSS -пространстве. После этого проводится усреднение координат ячеек, соответствующих найденным векторам. Для метода K -ВБС при усреднении также учитываются весовые коэффициенты, определяемые значениями функции различия $E(\theta, R_l)$ из выражения (3).

На рис. 6 иллюстрируется пример локализации методами БС (рис. 6, а), K -БС (рис. 6, б) и K -ВБС (рис. 6, в) для рабочей зоны, содержащей $L = 25$ ячеек. При этом для методов K -БС и K -ВБС число ближайших соседей задано равным $K = 4$. На рис. 6 звездой отмечено положение искомой метки. Окружностями отмечены центры ячеек, в которых размещаются метки на этапе предварительного анализа. Черными кругами отмечены центры ячеек, которые отобраны как ближайшие соседи в результате выполнения соответствующих алгоритмов. Крестом отмечена оценка местоположения метки.

При реализации метода БС оценкой местоположения метки считается центр ячейки-ближайшего соседа, выбранной в соответствии с выражениями (2) и (3) (рис. 6, а). При реализации метода К-БС оценкой местоположения метки считается центр масс фигуры, образованной центрами ячеек-ближайших соседей (рис. 6, б). При реализации метода К-ВБС оценка местоположения метки сдвигается от центра масс в направлении тех ячеек, для которых функция $E(\theta, R_l)$ дает наименьшие значения (рис. 6, в).

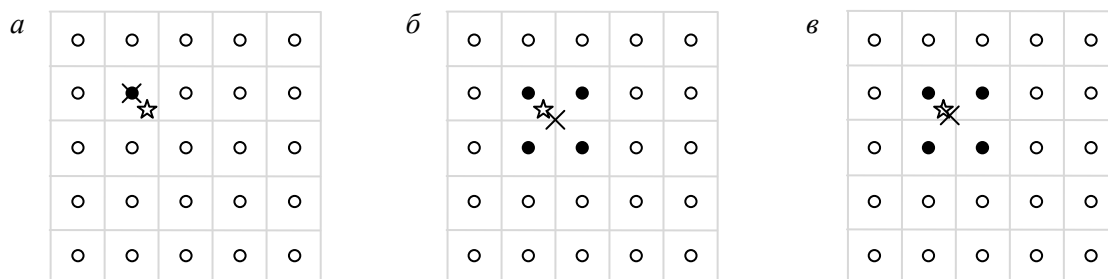


Рис. 6

Рассмотренные методы ближайших соседей основаны на детерминированной модели. Существуют варианты использования этих методов с учетом вероятностных характеристик RSS [25, 26]. В этом случае во время этапа предварительного анализа в каждой ячейке рабочей зоны проводятся измерения, число которых строго больше единицы ($C > 1$). Это позволяет учесть случайный характер измеряемых значений RSS . В дальнейшем осуществляется поиск ячейки рабочей зоны с использованием критерия максимального правдоподобия [25, 26]. Рассмотрим вероятностный метод БС, для которого оценка координат метки определяется следующим выражением [26]:

$$(\hat{x}, \hat{y}) = \text{position} \left[\arg \max_{l \in [1, L]} P(\theta | l) \right], \quad (4)$$

где $P(\theta | l)$ – функция правдоподобия получения вектора θ значений RSS с помощью антенн системы в l -й ячейке рабочей зоны.

В предположении статистической независимости измерений функция $P(\theta | l)$, входящая в (4), определяется как [26]

$$P(\theta | l) = \prod_{n=1}^N p(\theta_n | l, n), \quad (5)$$

где $p(\theta_n | l, n)$ – функция правдоподобия получения значения RSS θ_n с помощью n -й антенны системы в l -й ячейке рабочей зоны.

Функция правдоподобия $p(\theta_n | l, n)$ из выражения (5) может формироваться с помощью гистограммы или через сумму ядерных функций [25]. Во втором случае она задается как [25]

$$p(\theta_n | l, n) = \frac{1}{C} \sum_{c=1}^C k(\theta_n, R_{l,n,c}), \quad (6)$$

где $k(\theta_n, R_{l,n,c})$ – ядерная функция, в качестве которой часто используется гауссовская [25]

$$k(\theta_n, R_{l,n,c}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left[-\frac{(\theta_n - R_{l,n,c})^2}{2\sigma^2} \right], \quad (7)$$

где σ – среднее квадратическое отклонение, которое обычно выбирается опытным путем по степени зашумленности измерений.

Существует также вариант использования критерия апостериорного максимума [27]. При этом оценка координат метки методом БС определяется как

$$(\hat{x}, \hat{y}) = \text{position} \left[\arg \max_{l \in [1, L]} P(l | \theta) \right], \quad (8)$$

где $P(l | \theta)$ – апостериорная плотность вероятности расположения метки в l -й ячейке рабочей зоны.

Функция $P(l | \theta)$, входящая в (8), определяется по формуле Байеса:

$$P(l | \theta) = \frac{P(\theta | l)P(l)}{P(\theta)}, \quad (9)$$

где $P(l)$ – априорная плотность вероятности расположения метки в l -й ячейке рабочей зоны; $P(\theta)$ – плотность вероятности получения вектора θ значений RSS с помощью антенн системы.

Таким образом, согласно выражениям (8) и (9), при оценке апостериорного максимума необходимо вычислять функцию правдоподобия $P(\theta | l)$ и априорную плотность вероятности $P(l)$. Плотность вероятности $P(\theta)$ при максимизации можно не рассчитывать, поскольку она не зависит от l . Функция $P(\theta | l)$ определяется по выражениям (5) – (7) с использованием данных из RSS-таблицы. Для определения функции $P(l)$ при использовании итерационной модели могут применяться рекурсивные фильтры. При этом функция $P(l)$ на некоторой итерации t принимается равной функции $P(l | \theta)$ на итерации $t - 1$. На самой первой итерации функция $P(l)$ может быть задана равномерным законом распределения.

В качестве рекурсивных фильтров могут применяться различные модификации фильтра Калмана и фильтра частиц, которые позволяют достигать высокой точности, особенно при локализации меток, расположенных на подвижных объектах [4, 28].

Метод искусственной нейронной сети заключается в обучении сети на достаточно большой выборке значений RSS, полученных на этапе предварительного анализа [15, 29]. После этого, в случае успешного обучения, ИНС сможет выполнять оценку местоположения меток. Обобщенный алгоритм работы системы локализации на базе ИНС выглядит следующим образом [29, 30]:

- 1) проводится этап предварительного анализа рабочей зоны и строится RSS-таблица, которая делится на две подтаблицы из L_1 и L_2 строк соответственно, причем $L_1 + L_2 = L$;
- 2) выбирается структура ИНС и алгоритм обучения ИНС;
- 3) проводится обучение ИНС на основе данных из первой подтаблицы;
- 4) проводится тестирование обученной ИНС с помощью данных из второй подтаблицы, проверяется адекватность результирующих оценок, которые выдает сеть;
- 5) в случае неудовлетворительного соответствия оценок истинным значениям меняется структура ИНС или алгоритм обучения (пункт 2), после чего повторяются пункты 3 и 4;
- б) в случае удовлетворительного соответствия оценок истинным значениям ИНС считается сформированной и начинается рабочий этап процесса локализации, в ходе которого ИНС, при поступлении на ее входы вектора θ значений RSS, формирует на выходах оценку координат метки (\hat{x}, \hat{y}) .

Обычно в качестве ИНС для пространственной локализации используются многослойные перцептроны с одним внутренним слоем, состоящим из 8 – 16 нейронов, причем число входных нейронов пропорционально числу антенн в системе, а число выходных нейронов

равно размерности пространства [14, 29, 30]. В качестве алгоритма обучения ИНС часто используется алгоритм обратного распространения ошибки [14, 29].

Метод машины опорных векторов обычно реализуется с помощью классификационного алгоритма [24, 31]. Суть классификационного метода МОВ состоит в поиске нескольких гиперплоскостей, каждая из которых делит N -мерное пространство измерений Θ векторов измерений θ на две части. При этом каждой из частей пространства измерений Θ ставится в соответствие некоторая область рабочей зоны.

В дальнейшем, если классифицирующие гиперплоскости найдены, то при получении вектора измерений θ от некоторой метки с помощью N антенн системы можно последовательно провести его классификацию в пространстве Θ с помощью каждой из гиперплоскостей. Вследствие соответствия частей пространства Θ областям рабочей зоны, при классификации будет найдена результирующая область рабочей зоны, которая принимается в качестве оценки местоположения метки.

Обобщенный алгоритм метода МОВ выглядит следующим образом [24, 31]:

- 1) рабочая зона делится на несколько областей;
- 2) проводится этап предварительного анализа рабочей зоны и строится *RSS*-таблица, причем каждой позиции, в которой проводились измерения, ставится в соответствие одна из областей рабочей зоны;
- 3) проводится обучение МОВ путем анализа *RSS*-таблицы (определяется необходимое число гиперплоскостей и формируются их параметры, определяющие расположение в пространстве измерений Θ);
- 4) во время рабочего этапа при локализации некоторой метки производится измерение вектора θ значений *RSS* с помощью всех антенн системы;
- 5) проводится классификация вектора θ в пространстве измерений Θ с помощью сформированных гиперплоскостей, после чего определяется соответствующая область рабочей зоны, которая принимается в качестве оценки координат метки (\hat{x}, \hat{y}) .

Рассмотренные методы на базе предварительного анализа рабочей зоны позволяют достичь достаточно высокой точности локализации. Точность при этом главным образом зависит от объема *RSS*-таблицы. Для метода ИНС точность также определяется структурой сети, а для метода МОВ – алгоритмом обучения. Однако построение достаточно большой *RSS*-таблицы с целью повышения точности локализации требует значительных затрат времени. К тому же, собранная информация может быстро устареть из-за изменения обстановки в рабочей зоне. Поэтому для устранения указанных недостатков используются метки-маяки.

Методы на базе меток-маяков

Метки-маяки представляют собой *RFID*-метки, расположенные в заранее известных позициях. Методы локализации на базе меток-маяков можно разделить на два типа: ближайших соседей; интерференции.

Метод ближайших соседей реализуется согласно принципам, описанным ранее, с тем отличием, что в качестве постоянных источников информации для *RSS*-таблицы применяются метки-маяки, равномерно размещаемые в рабочей зоне [3, 6, 32]. При этом этап предварительного анализа исключается, что серьезно снижает временные затраты. При реализации такого подхода точность локализации главным образом определяется числом меток-маяков и характером их размещения в рабочей зоне. Недостатком этого подхода можно считать увеличение времени локализации, вследствие необходимости получения результатов измерений не только от меток на объектах, но и от меток-маяков [32].

Метод интерференции заключается в оценке местоположения объектов локализации путем анализа изменчивости измеренных сигналов от меток-маяков [6]. При этом с помощью антенн системы производится непрерывный мониторинг измерительной информации (например, *RSS*) меток-маяков. Если состояние рабочей зоны остается статичным, то *RSS* сигналов от меток также остаются неизменными [6]. При внесении в рабочую зону локализа-

ции некоторого объекта, значения *RSS* меняются, причем наибольшие изменения происходят в сигналах от тех меток-маяков, которые расположены в непосредственной близости от внесенного объекта. Измерив отличия в *RSS* сигналов от меток до внесения объекта и после и найдя те метки, изменения в *RSS* сигналов которых максимальны, можно определить местоположение этого объекта [6]. Такой метод успешно работает только в случае локализации небольшого числа объектов и не позволяет достигнуть высокой точности. Однако преимущество этого метода заключается в том, что объект локализации может не иметь установленной на него метки, поскольку оценка его местоположения выполняется на основе анализа сигналов от меток-маяков [6].

Сравнительный анализ методов и перспективы их развития

При разработке систем пространственной локализации важной является задача выбора вида измерительной информации и метода локализации, исходя из требований по точности и сложности реализации, а также других характеристик, определяемых предполагаемой областью применения.

В табл. 2 приведены основные характеристики рассмотренных методов локализации объектов внутри помещений на основе *RFID*-технологий. Из анализа таблицы можно сделать вывод, что наибольшую точность локализации обеспечивают методы трилатерации, триангуляции, ближайших соседей, искусственной нейронной сети и машины опорных векторов. Поэтому следует ожидать повышения интереса к этим методам в связи с созданием специализированных *RFID*-систем высокоточной локализации, позволяющих выполнять поиск множества малых объектов внутри помещений.

Наиболее простыми по конструктивной и программной реализации являются зонный метод, метод трилатерации (при использовании *RSS* измерительной информации) и метод интерференции. Эти методы особенно перспективны при решении тех задач, когда высокая точность не требуется, что может возникать, например, при локализации объектов в зданиях с точностью до помещения.

Таблица 2

Группа	Метод	Измерительная информация	Характеристики
зонные	зонный	факт наличия ответа	точность локализации: от низкой до высокой (определяется характером расположения антенн); сложность реализации: низкая
геометрические	трилатерации	<i>RSS, TOA, POA</i> , отношение числа принятых ответов к общему числу запросов	точность локализации: средняя или высокая; сложность реализации: низкая (при использовании <i>RSS</i>)
	мультилатерации	<i>TDOA</i>	точность локализации: средняя; сложность реализации: средняя (требуется временная синхронизация считывателей)
	триангуляции	<i>AOA</i>	точность локализации: средняя или высокая; сложность реализации: высокая (требуется специальные антенные системы)
предварительный анализ рабочей зоны	ближайших соседей	обычно <i>RSS</i>	точность локализации: средняя или высокая; сложность реализации: средняя; особенности: требуется предварительный анализ рабочей зоны
	ИНС		
	МОВ		
метки-маяки	ближайших соседей		точность локализации: средняя или высокая; сложность реализации: средняя
	интерференции		

Дальнейшим развитием высокоточных методов пространственной *RFID*-локализации видится использование нескольких видов измерительной информации с дальнейшей ее обработкой на основе различных алгоритмов. При этом результирующая оценка местоположения объектов может находиться как среднее значение оценок, полученных в ходе реализации соответствующих алгоритмов. При усреднении могут использоваться весовые коэффициенты для учета степени достоверности результатов каждого из алгоритмов.

Выводы

Проведена классификация видов измерительной информации, при обработке которой осуществляется пространственная локализация *RFID*-меток. Выполнен аналитический обзор и классификация методов пространственной локализации, при этом основное внимание уделено двумерной локализации. Проведено сравнение методов локализации с позиций сложности реализации и обеспечиваемой ими точности. Для увеличения точности локализации предлагается использовать комбинированные методы, использующие несколько видов измерительной информации, и, реализующие различные алгоритмы обработки с последующим усреднением результатов.

Список литературы: 1. *Banks J., Hanny D., Pachano M.A., Thompson L.G.* RFID applied. Hoboken, NJ, USA : Wiley, 2007. – 528 p. 2. *Razavi S.N. et al.* Models for Locating RFID Nodes // Research Opportunities in Radio Frequency Identification Transportation Applications. – 2006. – P. 43-52. 3. *Sanpechuda T., Kovavisaruch L.* A review of RFID localization: Applications and techniques // ECTI-CON 2008. 5th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, 2008. – 2008. – Vol.2. – P. 769-772. 4. *Zhou J., Shi J.* RFID localization algorithms and applications—a review // Journal of Intelligent Manufacturing. – 2009. – Vol.20. – No 6. – P. 695-707. 5. *Roxin A., Gaber J., Wack M., Nait-sidi-moh A.* Survey of wireless geolocation techniques // Globecom Workshops, 2007 IEEE. – 2007. – P. 1-9. 6. *Ni L.M., Zhang D., Souryal M.R.* RFID-based localization and tracking technologies // Wireless Communications, IEEE. – 2011. – Vol.18. – No 2. – P. 45-51. 7. *Финкенцеллер К.* RFID-технологии. Справочное пособие; пер. с нем. Н.М. Союнханова. – М. : Додэка-XXI, 2010. – 496 с. 8. *Wu J.* Three-dimensional indoor RFID localization system : dissert. ... Doctor of Philosophy in Engineering. – The Graduate College at the University of Nebraska, 2012. – 199 p. 9. *Khedo K.K. et al.* Overlapping Zone Partitioning Localisation Technique for RFID // International Journal of UbiComp. – 2010. – Vol.1. – No 2. – P. 20-32. 10. *Bouet M., Pujolle G.* A range-free 3-D localization method for RFID tags based on virtual landmarks // PIMRC 2008. IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2008. – 2008. – P. 1-5. 11. *Валеев М.А.* Городская система позиционирования, мониторинга и диспетчеризации подвижных объектов на основе метода перекрывающихся зон : дис. ... канд. техн. наук : 05.12.04. – Казань, 2002. – 161 с. 12. *Miles S.B., Sarma S.E., Williams J.R.* RFID technology and applications. – New York, USA : Cambridge University Press, 2008. – 242 p. 13. *Bolic M., Simplot-Ryl D., Stojmenovic I.* RFID Systems: Research Trends and Challenges. – Chichester : Wiley, 2010. – 576 p. 14. *Zekavat R., Buehrer R.M.* Handbook of Position Location: Theory, Practice and Advances. – Hoboken, NJ, USA : Wiley, 2012. – 1264 p. 15. *Liu H., Darabi H., Banerjee P., Liu J.* Survey of wireless indoor positioning techniques and systems // IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews. – 2007. – Vol.37. – No 6. – P. 1067-1080. 16. *Nikitin P.V. et al.* Phase based spatial identification of UHF RFID tags // IEEE International Conference on RFID, 2010. – 2010. – P. 102-109. 17. *Choi J.S.* Accurate and cost efficient object localization using passive UHF RFID : dissert. ... Doctor of Philosophy in Electrical Engineering. – The University of Texas at Arlington, 2011. – 134 p. 18. *Zhao Y., Cheung S., Ni L.M.* LocaToR: Locating Passive RFID Tags with the Relative Neighborhood Graph // 2010 IEEE/IFIP 8th International Conference on Embedded and Ubiquitous Computing. – 2010. – P. 154-161. 19. *Huang Y., Brennan P.V., Seeds A.* Active RFID location system based on time-difference measurement using a linear FM chirp tag signal // PIMRC 2008. IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. – 2008. – P. 1-5. 20. *Bouet M., Santos Aldri L. dos.* RFID tags: Positioning principles and localization techniques // Wireless Days, 2008. WD'08. 1st IFIP. – 2008. – P. 1-5. 21. *Chen Y., Francisco J.-A., Trappe W., Martin R.P.* A practical approach to landmark deployment for indoor localization // 2006 3rd Annual IEEE Communications Society on Sensor and Ad Hoc Communications and Networks. – 2006. – Vol.1. – P. 365-373. 22. *Gustafsson F., Gunnarsson F.* Mobile positioning using wireless networks: possibilities and fundamental limitations based on available wireless network measure-

ments // Signal Processing Magazine, IEEE. – 2005. – Vol.22. – No 4. – P. 41-53. 23. *Быбка А.И., Дерев А.В., Зеленин А.Н.* Особенности позиционирования абонентов в сети GSM // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2009. – Т. 6/2. – № 42. – С. 61-63. 24. *Brunato M., Battiti R.* Statistical learning theory for location fingerprinting in wireless LANs // Computer Networks. – 2005. – Vol.47. – No 6. – P. 825-845. 25. *Roos T. et al.* A probabilistic approach to WLAN user location estimation // International Journal of Wireless Information Networks. – 2002. – Vol.9. – No 3. – P. 155-164. 26. *Youssef M., Agrawala A.* The Horus WLAN location determination system // Wireless Networks. – 2008. – Vol.14. – No 3. – P. 357-374. 27. *Chan M., Zhang X.* Leveled Indoor Localization Algorithms Based on Passive RFID // In Proc. of The 2012 Int'l Conf. on Wireless Networks (ICWN'12), Las Vegas, July 16-19, 2012. – 2012. – P. 275-281. 28. *Yang P., Wu W., Moniri M., Chibelushi C.C.* SLAM algorithm for 2D object trajectory tracking based on RFID passive tags // 2008 IEEE International Conference on RFID. – 2008. – P. 165-172. 29. *Caceres M., Sottile F., Spirito M.A.* WLAN-based real time vehicle locating system // Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009. IEEE 69th. – 2009. – P. 2165-2169. 30. *Fang S.-H., Lin T.-N.* Indoor location system based on discriminant-adaptive neural network in IEEE 802.11 environments // IEEE Transactions on Neural Networks. – 2008. – Vol.19. – No 11. – P. 1973-1978. 31. *Zhen Z.-N., Jia Q.-S., Song C., Guan X.* An indoor localization algorithm for lighting control using RFID // Energy 2030 Conference, 2008. ENERGY 2008. IEEE. – 2008. – P. 1-6. 32. *Xue J.-B., Wang W.-H., Zhang T.* An Active RFID Indoor Positioning System Mechanism Based on Sleep Mode // Proceedings of the International Conference on Information Engineering and Applications 2012. – 2013. – P. 733-740.

*Севастопольский национальный
технический университет*

Поступила в редколлегию 12.02.2013

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ТОЧНОСТИ СЛИЧЕНИЯ ШКАЛ ВРЕМЕНИ С ПРИМЕНЕНИЕМ СИГНАЛОВ СИСТЕМЫ SBAS

Введение и постановка задачи

Сличение территориально разнесенных эталонов времени и частоты необходимо для решения актуальных научно-технических и оборонных задач, задач метрологии времени и частоты, координатно-временного обеспечения, радиоастрономии, радиолокации, радиопеленгации, цифровой синхронной связи. Успешное решение таких задач определяются как стабильностью эталонов, так и точностью их сличения. Высокие темпы совершенствования эталонов (относительная нестабильность современных эталонов составляет $10^{-13} \dots 10^{-14}$, а в перспективе – $10^{-15} \dots 10^{-16}$) определяют актуальность задачи повышения точности их сличения [1].

Основным критерием качества сличения является точность оценивания сдвига шкал $\Delta T^{ab} = -\Delta T^{ba}$ эталонов, размещенных в пунктах «а» и «б».

Помимо прямого метода (перевозимые квантовые часы – ПКЧ), наибольшую точность сличения обеспечивают радиотехнические методы с использованием различных частотных диапазонов. С 70-х годов прошлого века и до 2000 г. преимущественно использовался радиометод сличения [2], а в настоящее время – методы, основанные на использовании спутниковых радионавигационных систем (СРНС) GPS и ГЛОНАСС [3, 4] и ретрансляции сигналов через геостационарные спутники (ГС) [5].

В ХНУРЭ разрабатывается пассивный метод сличения, основанный на приеме сигналов общих источников (так называемый алгоритм общего охвата – АОО). В качестве общих источников могут быть использованы сигналы, излучаемые геостационарными спутниками (ГС) [6], в частности, GPS-подобные сигналы ГС системы SBAS.

Статья посвящена экспериментальным оценкам потенциальной точности алгоритма общего охвата при использовании сигналов системы SBAS.

Основная часть

АОО реализуется в СРНС и новом методе «ГС+АОО» [6]. Упрощенная структурная схема и идеальная временная диаграмма АОО приведены на рис. 1, где обозначены: $H_a(t)$, $H_b(t)$ – шкалы времени сличаемых эталонов; τ_a^{ab} , τ_b^{ba} – значения времени задержки сигналов в канале РРВ; t_1^a , t_1^b – временные положения принятых в пунктах сигналов; $s_o(t)$ – сигнал общего источника; τ^{ao} , τ^{bo} – задержки сигнала общего источника относительно шкал времени эталонов; τ_{δ}^{oa} , τ_{δ}^{ob} – задержки сигнала общего источника до пунктов в канале РРВ

Из рис. 1 следует выражение для опорного значения сдвига шкал в АОО ΔT^{ab} , а также канальной, аппаратурной и помеховой погрешностей ($\delta_{\Delta T}^{ab}(\hat{\epsilon}i)$, $\delta_{\Delta T}^{ab}(\hat{\alpha}i)$, $\delta_{\Delta T}^{ab}(\hat{n}i)$):

$$\Delta T^{ab} = (t_1^a - t_1^b) - (\tau_{\delta}^{oa} - \tau_{\delta}^{ob}), \delta_{\Delta T}^{ab}(\text{кан}) = [(\tau_p^{oa} - \tau_p^{ob}) - (\tau_p^{ob} - \tau_p^{ob})],$$

$$\delta_{\Delta T}^{ab}(\text{ап}) = (\tau_{\text{прм}}^a - \tau_{\text{прм}}^a) - (\tau_{\text{прм}}^b - \tau_{\text{прм}}^b), \delta_{\Delta T}^{ab}(\hat{n}i) = (\delta_t^a - \delta_t^b).$$

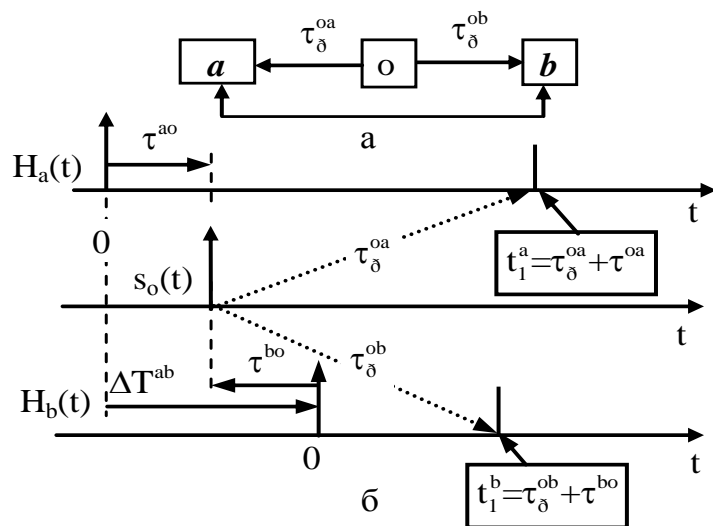


Рис. 1

Достоинствами АОО являются отсутствие излучения в пунктах и низкие требования к стабильности сигнала общего источника, а недостатком – высокие требования к оценке разности задержек в канале РРВ ($\tau_{\delta}^{oa} - \tau_{\delta}^{ob}$). Кроме различия опорных значений задержек сигналов в канале РРВ от их оценок на точность сличения влияют нестабильность задержек сигналов в аппаратуре, а также помехи.

Структура источников погрешностей, их классификация и принцип формирования неопределенности приведены на рис. 2.

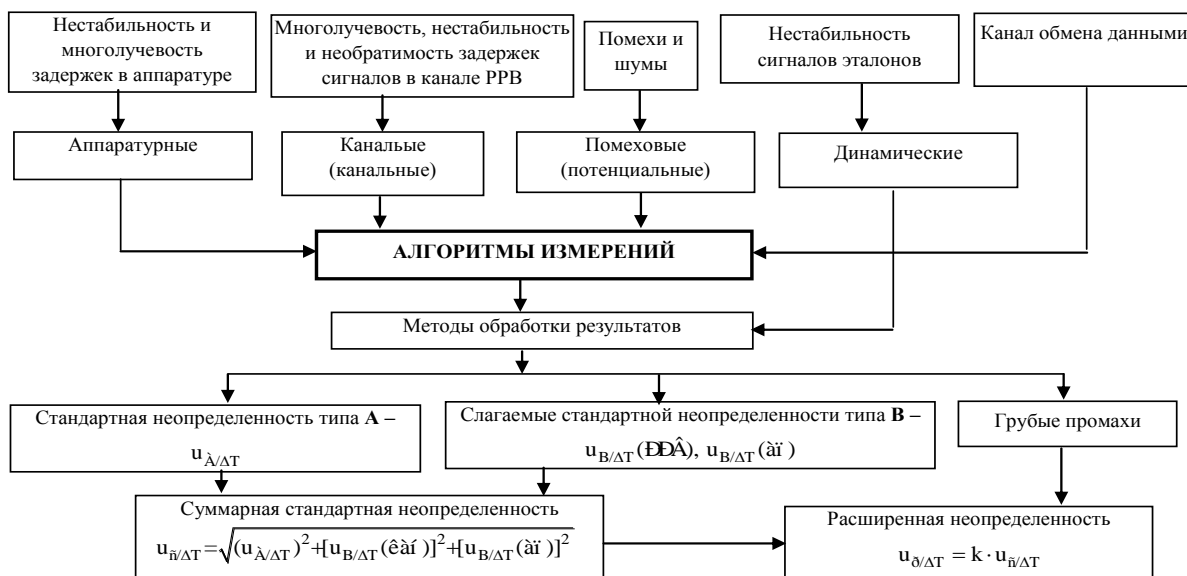


Рис. 2

Причины и методы учета составляющих неопределенности типа **В** в случае использования сигналов ГС сведены в табл. 1. Там же приведены ссылки на соответствующие литературные источники.

Для экспериментальной оценки стандартной неопределенностей типа **А**, вызванной шумами, и аппаратурной составляющей стандартной неопределенности типа **В** проведен эксперимент в режиме нулевой базы. Измерения проводились для трех вариантов. В первом случае определялись аппаратурные шумы приемных трактов, во втором – оценивалась потенциальная возможность АОО с использованием штатных антенн, имеющих круговую диаграммой

направленности (ДН), в третьем варианте измерений оценивалось влияние многолучевого РРВ и влияния уровня сигнала на точность синхронизации.

Таблица 1

Вид	Причины	Методы учета	
$u_A(\hat{\alpha})$	Параметры ионосферы	Модели, ПКЧ, НКК	[7]
	Параметры тропосферы		[8]
	Нутаия ГС	Модель	[13]
	Многолучевоcть РРВ		
$u_A(\hat{\alpha})$	Многолучевоcть антенных трактов	Модель	[9]
	Температура, старение элементов и др	Измерения АЗ и режим «нулевой базы»	[2]

Для первого варианта измерений схема измерительного стенда изображена на рис. 3, где обозначены: СЧВ – стандарт частоты и времени; Пр1, Пр2 – приемники фирмы NOVATEL на основе платы OEM628, которая установлена на отладочную платформу evaluation board. Эти приемники имеют режим внешней синхронизации, выход опорной частоты и ряд других программируемых функций, основные характеристики модуля приведены в табл. 2. ПК1, ПК2 – персональные компьютеры; А – антенно-фидерный тракт с антенным делителем, ЦО – двухканальный цифровой осциллограф. Для приема сигналов используется общий антенно-фидерный тракт. Использование общего опорного генератора (СЧВ) позволяет исключить погрешность, вызванную нестабильностью генератора. На рис. 4 приведен снимок измерительного стенда со штатной антенной.

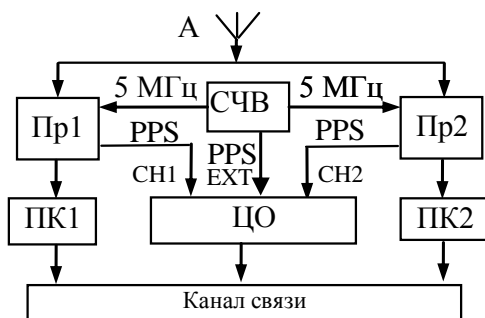


Рис. 3

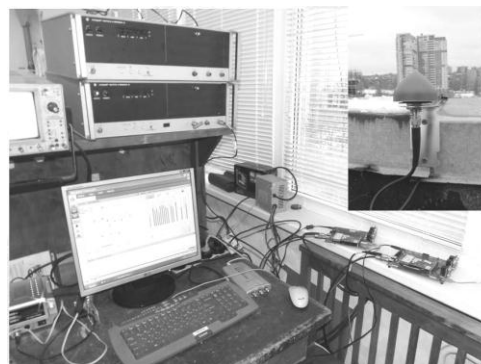


Рис. 4

При включении приемников формируются шкалы времени в каждом пункте. При этом каждую секунду формируется временная метка – импульс PPS. Сведение шкал приемника может проводиться двумя способами – с использованием системы GPS путем решения навигационной задачи и измерением расхождений PPS приемников относительно PPS, формируемой стандартом частоты. В данном эксперименте для определения расхождений шкал времени приемников используется второй способ.

На вход двухканального осциллографа подаются сигналы PPS с приемников Пр1 и Пр2, при этом синхронизация осциллографа осуществляется от PPS СЧВ. Померенное расхождение шкал вводится как расхождение шкалы приемника относительно шкалы стандарта $\Delta t_{i,\delta}$. На рис. 5 приведена осциллограмма несведенных шкал, на рис. 6 шкалы сведены с применением системы GPS.

Общие характеристики	
Количество каналов	120
Частотность	L1/L2/L5
GPS	L1, L2, L5
ГЛОНАСС	L1, L2
SBAS	Да
Galileo	E1, E5
GIOVE-A/GIOVE-B	Да
Compass	Да
L-диапазон	Да
Количество каналов	120
Разъёмы	
Основной	24-штырьковая сдвоенная вилка
Антенный	MMCX розетка
Внешнего эталона частоты	MMCX розетка
AUX	16-штырьковая сдвоенная вилка
Интерфейсные порты	
LV-TTL	2 шт
RS-232	1 шт
CAN-шина	2 шт
USB	1 шт
Ethernet	1 шт

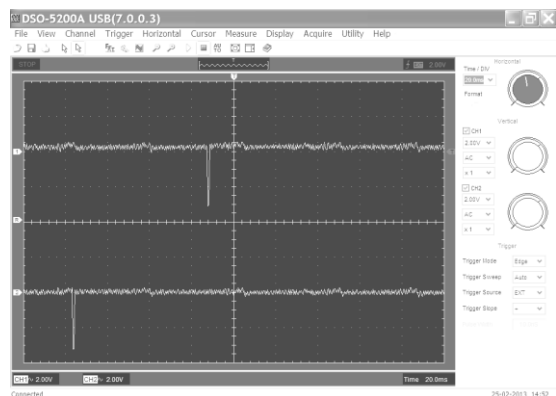


Рис. 5

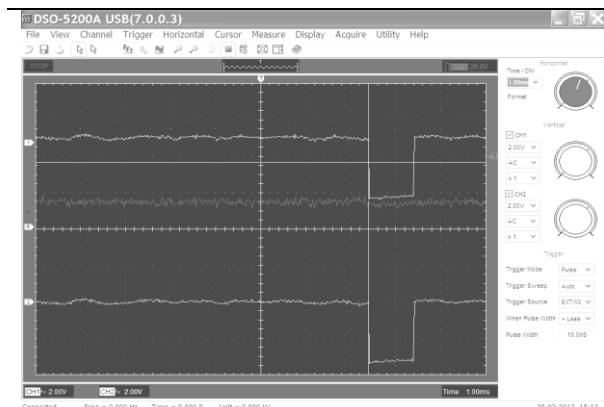


Рис. 6

После сведения шкал отключаются все каналы, в которых принимаются сигналы среднеорбитальных навигационных спутников. В противном случае шкала приемника постоянно будет синхронизироваться со шкалой GPS.

Измерения производились каждую секунду и записывались в формате RINEX. Записывались следующие данные: номер принимаемого спутника, псевдодальность по кодовым и фазовым измерениям, доплеровский сдвиг частоты, уровень сигнал/помеха. После измерений данные конвертируются и формируются массивы для обработки в пакете MATLAB.

Измерения проводились в ХНУРЭ для ГС системы SBAS PRN S120 на 17281 GPS день. На рис. 7 изображен график разности псевдодальностей на интервале $3 \cdot 10^4$ с.

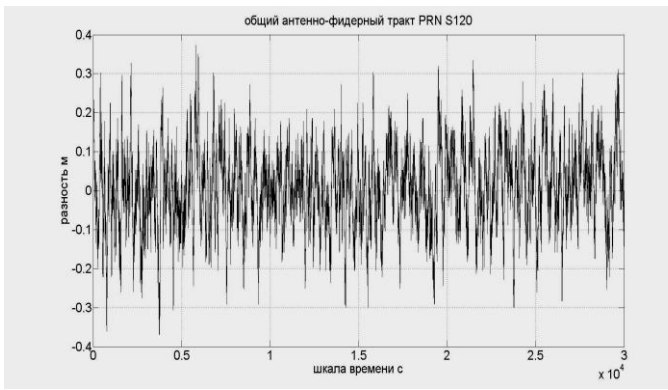


Рис. 7

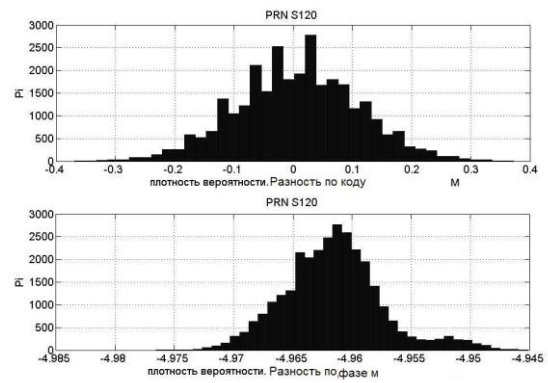


Рис. 8

На рис. 8 приведены гистограммы разностей псевдодальностей по кодовым и фазовым измерениям. Результаты статистической обработки измерений приведены в табл. 3.

Таблица 3

Вид измерений	Среднее значение аппаратурной неопределенности типа В		Оценка $u_{\Delta\Delta T}$	
	m	c	m	c
Фазовые	-4.9	$-1.6 \cdot 10^{-8}$	$4 \cdot 10^{-3}$	$1.4 \cdot 10^{-11}$
Кодовые	$7 \cdot 10^{-3}$	$2.4 \cdot 10^{-11}$	0.1	$3.4 \cdot 10^{-10}$

Для учета влияния шумов антенн прием сигналов производился с помощью отдельных антенно-фидерных трактов рис. 9. При этом использовались штатные антенны, имеющие круговую ДН. Результаты измерений разности псевдодальностей предоставлены на рис. 11, а гистограмма – на рис. 12. В табл. 4 предоставлены данные обработки.

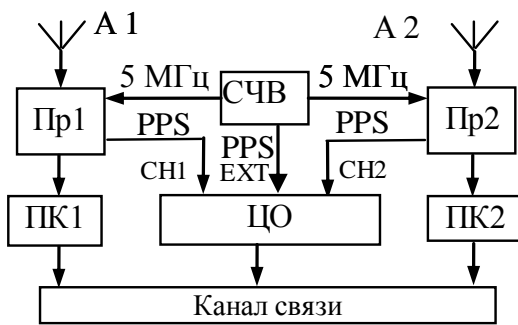


Рис. 9

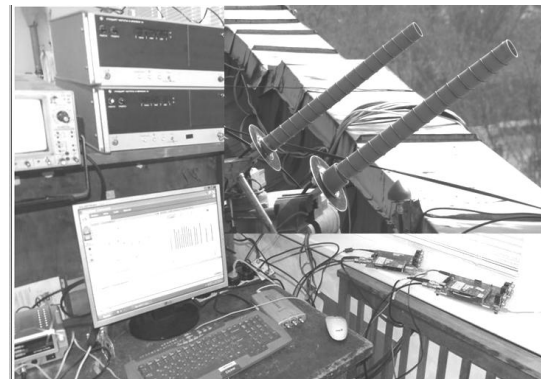


Рис. 10

В третьем случае использовались направленные спиральные антенны рис. 10. Это позволило увеличить уровень сигнала на входе приемного тракта и уменьшить влияние многолучевости канала РРВ. На рис.13 представлена разность псевдодальностей по кодовым измерениям. По данным измерений на рис.14 построена гистограмма разности псевдодальностей по кодовым и фазовым измерениям. В табл. 5 занесены результаты статистической обработки. Графики соотношения сигнал/шум представлены на рис. 15, 16. График на рис. 15 соответствует уровню сигнала с направленной антенной, а на рис. 16 уровню сигнала для антенны с круговой ДН.

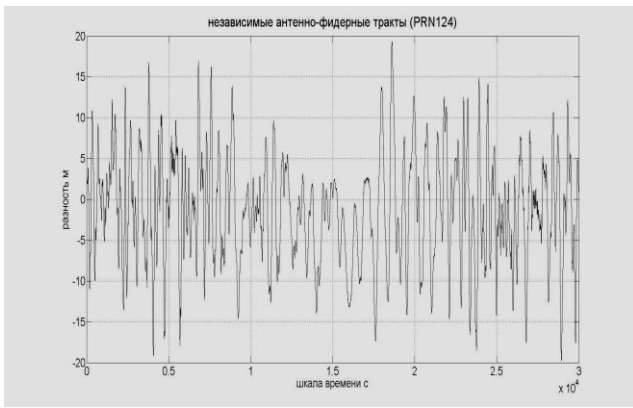


Рис. 11

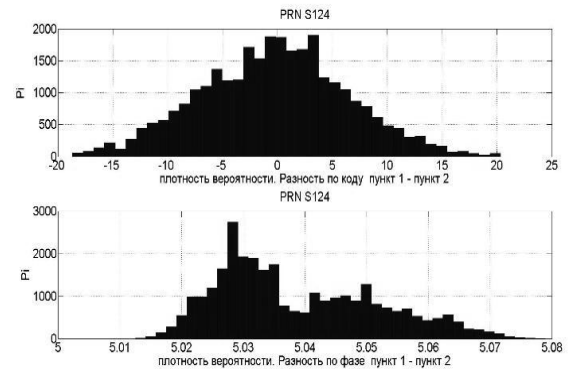


Рис. 12

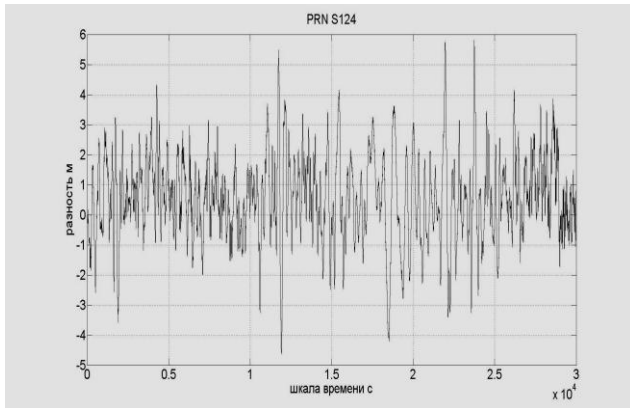


Рис. 13

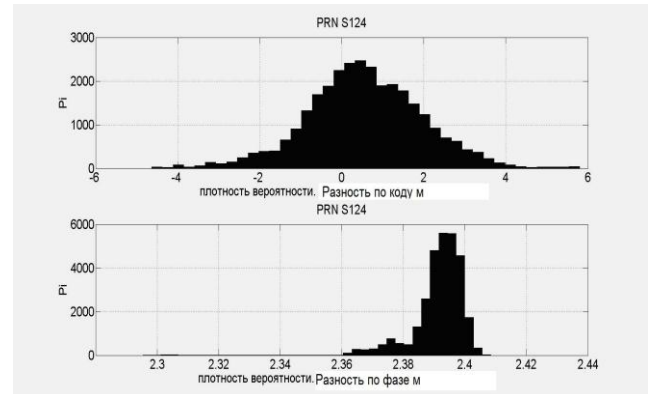


Рис. 14

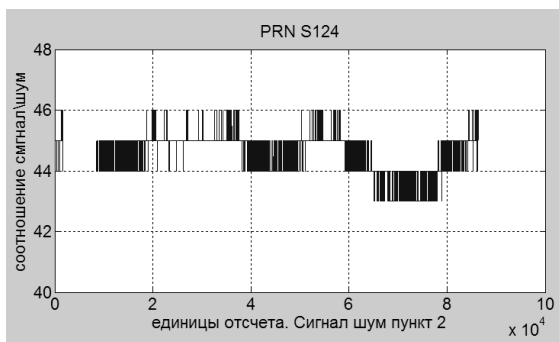


Рис. 15

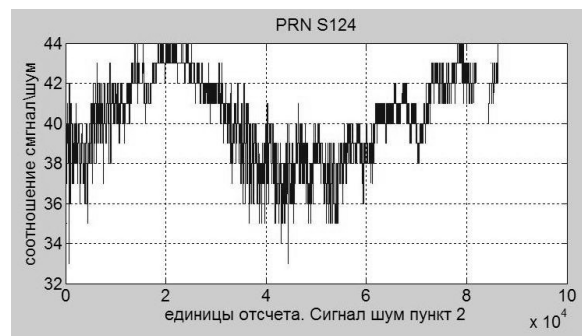


Рис. 16

Таблица 4

Вид измерений	Среднее значение аппаратурной неопределенности типа В		Оценка $u_{\lambda/\Delta T}$	
	m	c	m	c
Фазовые	4	$-1.34 \cdot 10^{-8}$	$1 \cdot 10^{-2}$	$4.3 \cdot 10^{-11}$
Кодовые	-1.29	$-4.3 \cdot 10^{-9}$	2.3	$8 \cdot 10^{-9}$

Таблица 5

Вид измерений	Среднее значение аппаратурной неопределенности типа В		Оценка $u_{\lambda/\Delta T}$	
	m	c	m	c
Фазовые	2.3	$7.9 \cdot 10^{-9}$	$9 \cdot 10^{-3}$	$3.2 \cdot 10^{-11}$
Кодовые	0.5	$1.8 \cdot 10^{-9}$	1.4	$4 \cdot 10^{-9}$

Выводы

Результаты эксперимента с применением сигналов системы SBAS в режиме нулевой базы показали, что неопределенность типа А $u_{\Delta\Delta T}$ по фазовым измерениям составляет $1.4 \cdot 10^{-11}$ с, а по кодовым измерениям – $3.4 \cdot 10^{-10}$ с. Столь малые значения $u_{\Delta\Delta T}$ объясняются использованием общего антенно-фидерного тракта, что исключает влияние шумов антенны.

При использовании отдельных антенно-фидерных трактов со штатными антеннами неопределенность типа А $u_{\Delta\Delta T}$ по фазовым измерениям составляет $4.3 \cdot 10^{-11}$ с, а по кодовым измерениям – $8 \cdot 10^{-9}$ с. Эти значения обусловлены разностью задержек в фидерном тракте, шумами антенн и влиянием многолучевого РРВ. При использовании направленных антенн неопределенность типа А $u_{\Delta\Delta T}$ составляет: по фазовым измерениям $3.2 \cdot 10^{-11}$ с, а по кодовым измерениям – $4 \cdot 10^{-9}$ с. Эти значения удалось улучшить за счет повышения уровня сигнала на входе приемника и использования антенной системы с пространственной избирательности.

Список литературы: 1. *Финкельштейн А.М.* Фундаментальное координатно-временное обеспечение // Вестник Рос. Академии наук. – 2007. – Т. 77, М 7. – С. 608-617. 2. *Антипов И.Е., Коваль Ю.А., Обельченко В.В.* Развитие теории и совершенствование радиометеорных систем связи и синхронизации. – Харьков : Коллегиум, 2006. – 416 с. 3. *V. S. Zhang, T. E. Parker, M. A. Weiss, F. M. Vannicola.* Multi-Channel GPS/GLONASS Common-View between NIST and USNO // IEEE International Frequency Control Symposium, pp. 598-606, June 2000. 4. *Гужва Ю. Г.* Синхронизация часов по сигналам "ГЛОНАСС"/ Ю. Г. Гужва, А. Г. Геворкян, П. П. Богданов., В. В. Овчинников // Радионавигация и время. – 1994. – № 1. – С. 11. 5. *Recommendation ITU-R TF.1153-3* «The operational use of two-way satellite time and frequency transfer employing PN time codes». ITU, Radiocommunication Study Group, Geneva, Last update 2005. 6. *Пат. 38167 Україна, МПК51 (2006), G04G 7/00.* Спосіб частотно-часової синхронізації просторово рознесених еталонів та стандартів часу і частоти / Нестеренко Г.В., Коваль Ю.О., Иванова О.О., заявник та власник Харк. нац. ун-тет радіоелектр. – № u2008 09468, подано 21.07.2008; опубл. 25.12.2008, Бюл. № 24. 7. *Соловьев Ю.А.* Системы спутниковой навигации. – М. : Эко–Тендз, 2001. – 270 с. 8. *Иванова Е.А., Коваль Ю.А., А.А. Костыря, Ткаченко А.А., Ямницкий В.А., Ушаков С.И.* Погрешности частотно-временной синхронизации при использовании сигналов телекоммуникационных геостационарных спутников с учетом модели их перемещения // Східно-Європейський журнал передових технологій. – 2009. – №. 4/10 (40). – С. 25-29. 9. *Коваль Ю.А., Костыря А.А., Иванова Е.А., Приймак В.Ю., Б.А. Ал-Твежри, А.Ф. Хусейн.* Влияние коррелированных помех в многолучевых каналах на погрешность оценки временного положения сигналов // Восточно-европейский журнал передовых технологий. – 2011. – № 3/12 (51). – С. 51-60.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 12.03.2013

ПРИМЕНЕНИЕ ИНТЕРПОЛИРУЮЩИХ АЛГОРИТМОВ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ОЦЕНОК СДВИГА ШКАЛ ЭТАЛОНОВ ВРЕМЕНИ И ЧАСТОТЫ ПРИ СИНХРОНИЗАЦИИ ПО ОБЩЕМУ ИСТОЧНИКУ СИГНАЛОВ

Введение

Для решения задачи синхронизации шкал пространственно разнесенных эталонов (стандартов) времени и частоты при помощи сигнала стороннего источника (общего источника сигналов – ОИС) в синхронизируемых пунктах фиксируется положение фрагментов принятого сигнала относительно шкалы своего эталона. Далее производится обмен информацией между ведущим и ведомыми пунктами, в которых определяется положение шкал своих эталонов относительно сигнала стороннего источника с учетом поправки на время распространения сигнала от общего источника (ОИ) до этих пунктов. Смещение шкалы ведомого пункта относительно шкалы ведущего при условии сведения шкал времени соответствует разности времени распространения радиосигнала от ОИС до пунктов, которая, в общем случае, является случайной величиной. Получить оценку временного положения шкалы времени и частоты эталонов относительно сигнала ОИ позволяет взаимокорреляционная обработка (ВКО) принятых в пунктах сигналов.

ВКО последовательности регистрируемых реализаций сигналов ОИ (вычисление взаимных корреляционных функций пар реализаций) дает положение взаимной корреляционной функции (ВКФ) на оси времени, позволяющее получить оценку смещения шкалы ведомого эталона относительно выбранной временной точки, например – положения максимума ВКФ [1].

Условия выполнения задачи

Данная статья посвящена выбору и реализации алгоритмов поиска максимальных значений ВКФ и их последующей статистической обработки для сличения шкал времени и частоты ведущего и ведомых пунктов.

При цифровой обработке результатов измерений исходные данные представляют собой последовательность дискретных отсчетов, получаемых при помощи аналого-цифрового преобразователя (АЦП) из непрерывного входного сигнала. При этом погрешности синхронизации, связанные с ошибками дискретизации по времени и квантования по уровню здесь не рассматриваются. Данный вид погрешностей подробно рассмотрен в [2] и относится к аппаратным погрешностям.

Искомый максимум ВКФ может находиться в промежутке между полученными в результате совместной обработки дискретными значениями функции. Поэтому возникает необходимость в восстановлении промежуточных значений массива данных. Для выполнения этой операции используют интерполяцию полиномом, т.е. описание дискретного массива в виде непрерывной функции $f(t)$.

В зависимости от вида интерполирующей функции и допустимой погрешности представления применяется линейная интерполяция, интерполяция степенными полиномами, тригонометрическими функциями и др. [3].

Выбор интерполирующей функции и алгоритма нахождения максимума

Наименьшие вычислительные затраты обеспечивает линейная интерполяция. Для поиска промежуточных значений между интервалами используется функция вида

$$f(t) = a \cdot t + b,$$

где a и b – полиномиальные коэффициенты, которые определяются из соотношений:

$$a = \frac{f(t_{i+1}) - f(t)}{t - t_{i+1}} ; b = \frac{t_{i+1}f(t) - t f(t_{i+1})}{t_{i+1} - t}.$$

Таким образом, уравнение линейной интерполяции имеет вид

$$f(t) = \frac{f(t_{i+1}) - f(t)}{t_{i+1} - t} \cdot t + \frac{t_{i+1}f(t) - t f(t_{i+1})}{t_{i+1} - t}.$$

Однако линейная интерполяция имеет существенный недостаток – высокую погрешность вычислений на нелинейных участках.

Более точным методом поиска промежуточных значений является использование интерполяции степенными полиномами. Функция степенного полинома

$$f(t_i) = a_n t^n + a_{n-1} t^{n-1} + a_{n-2} t^{n-2} + \dots + a_1 t + a_0,$$

где n – степень полинома, a_n – степенной полиномиальный коэффициент.

Степень полинома определяется из соотношения $n \leq i - 1$, где i – количество дискретных отсчетов. Поиск степенных коэффициентов a_n сводится к решению системы уравнений:

$$\begin{cases} f(t_i) = a_n t_i^n + a_{n-1} t_i^{n-1} + a_{n-2} t_i^{n-2} + \dots + a_1 t_i + a_0 \\ f(t_{i-1}) = a_n t_{i-1}^n + a_{n-1} t_{i-1}^{n-1} + a_{n-2} t_{i-1}^{n-2} + \dots + a_1 t_{i-1} + a_0 \\ \dots \\ f(t_1) = a_n t_1^n + a_{n-1} t_1^{n-1} + a_{n-2} t_1^{n-2} + \dots + a_1 t_1 + a_0 \end{cases}.$$

Таким образом, при подстановке значений дискретных отсчетов $f(t_i)$ и t_i данная система уравнений становится линейной и решается любым удобным методом. Наиболее оптимальным является матричный метод Гаусса [4].

В случае, когда восстанавливаемая функция имеет гармонический характер, наилучшим является использование тригонометрической интерполяции. Этот метод так же известен как интерполяция полиномом Фурье. Массив значений представляется в виде функции:

$$f(x) = \sum_{k=0}^n (a_k \cdot \sin \frac{2\pi t}{T} + b_k \cos \frac{2\pi t}{T}),$$

где T – период повторения значений в массиве, а значения a_k и b_k находятся по формулам:

$$a_k = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cos \frac{2\pi t k}{T} dt = \sum_{i=1}^n f(t_i) \cos \frac{2\pi t_i k}{T}; b_k = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \sin \frac{2\pi t k}{T} dt = \sum_{i=1}^n f(t_i) \sin \frac{2\pi t_i k}{T}.$$

Для гармонических функций также хорошо использовать sinc-интерполяцию. Sinc-интерполяция по сути является способом полного восстановления сигнала по теореме Котельникова. Смысл заключается в следующем – каждый дискретный отсчет рассматривается как независимый прямоугольный импульс и массив дискретных отсчетов представляется в виде функции [5]

$$S(t) = \sum_i f(x_i) \cdot \frac{\sin(\omega_d(t - x_i))}{\pi \cdot \omega_d(t - x_i)},$$

где ω_d – частота дискретизации.

При использовании ВКО данный этап обработки заключается в восстановлении непрерывности ВКФ и в зависимости от априори известного ее вида выбирается наиболее подходящий

дующая интерполирующая функция. Следующим этапом обработки является определение временного положения максимального значения ВКФ. Одним из возможных вариантов поиска максимума функции является поиск заданной точки по логическому принципу. Т.е. последовательно перебирается массив точек по следующему алгоритму (рис. 1):

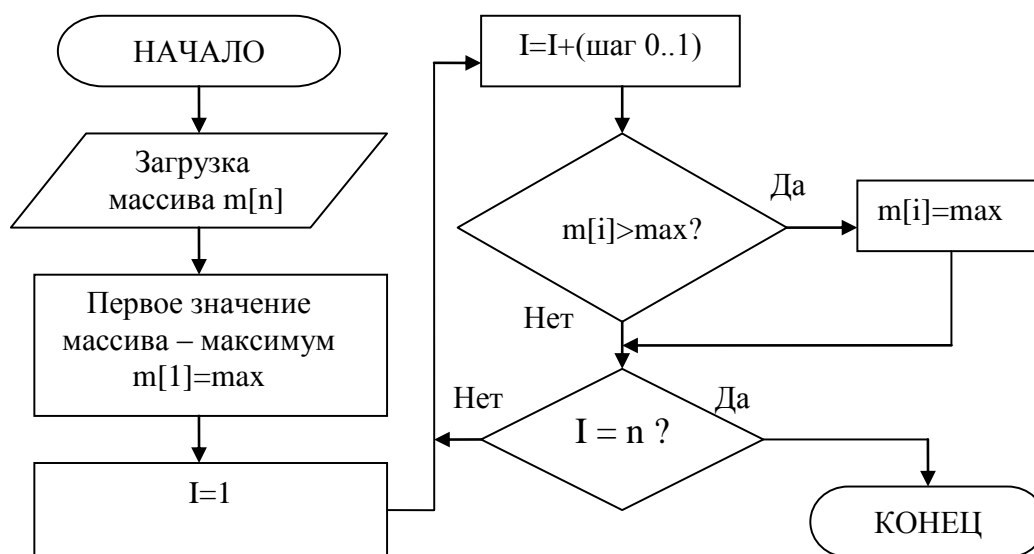


Рис. 1. Алгоритм поиска грубого максимума

Однако данный метод занимает много вычислительного времени и его итог не всегда удовлетворителен, так как выбор максимума привязывается к каждому новому результату в соответствии с шагом перебора значений.

Более быстрый, удобный и точный способ – это способ поиска экстремальных точек. После нахождения значений интерполируемой функции приравняется нулю ее первая производная и методом подстановки выбирается максимальное значение ВКФ [6]. Априори, если известен порядок уравнения, составляется и решается система линейных уравнений их производных. В этом случае алгоритм поиска максимума выглядит так (рис. 2):

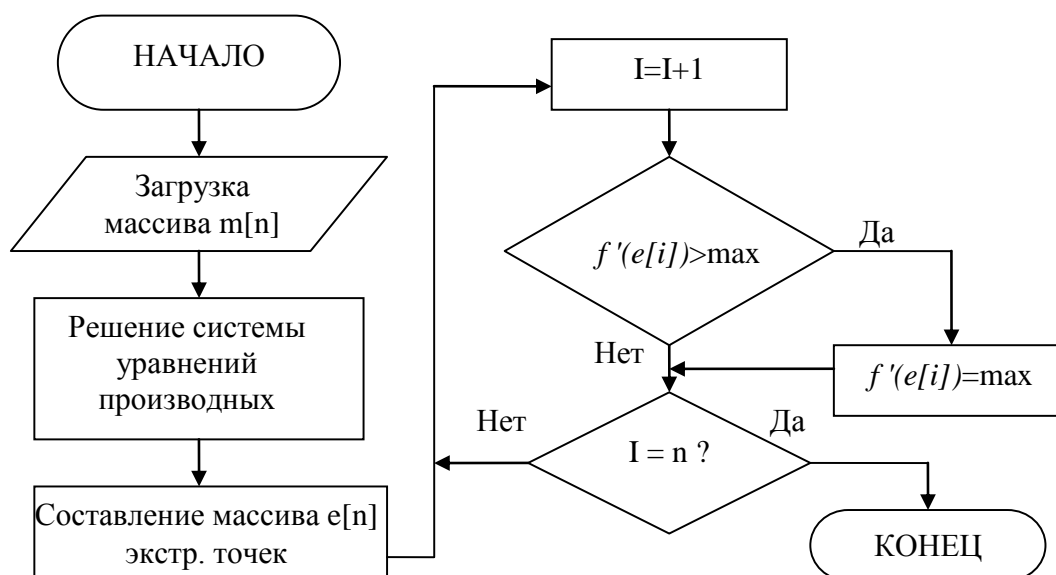


Рис. 2. Алгоритм поиска максимума через экстремум

Если функция зеркальна относительно максимума и имеет линейные участки, то самым простым и быстрым способом вычисления является поиск симметричных точек на линейных участках относительно одной оси и вычисление среднего значения относительно другой оси, как показано на рис. 3.

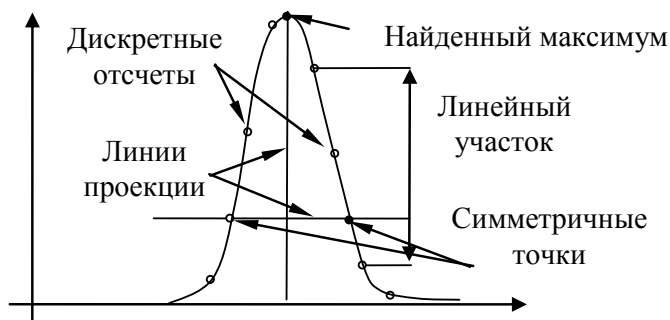


Рис. 3. Графическое нахождение максимума симметричной функции

Линейным считается тот участок, на котором происходит наибольшее изменение амплитуды за один дискретный период. Соответствующий алгоритм представлен на рис. 4.

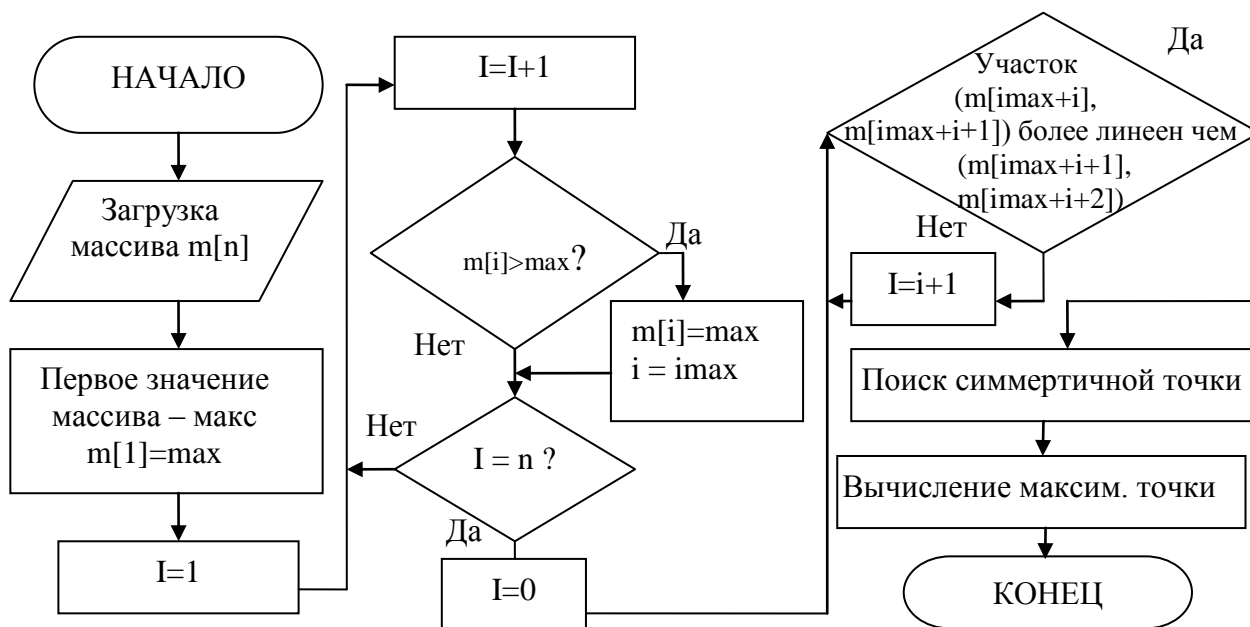


Рис. 4. Алгоритм нахождения максимума при симметрии функции

Если функция не симметрична относительно максимума, то применяется более сложный метод его поиска – метод половинчатого деления (дихотомии), который позволяет получить результат с некоторым приближением ϵ . На начальном этапе дихотомического метода выбираются две точки в окрестности грубого максимума. Подставляя обе точки в интерполирующую функцию, следует определить максимальное значение. После чего отрезок в окрестности новой точки делится еще пополам. Этот цикл повторяется до получения желаемой точности приближения ϵ . Графическое пояснение метода дихотомии представлено на рис 5. На рис. 6 приведен алгоритм, реализующий метод половинчатого деления. Существуют и другие алгоритмы поиска уточненных значений, подобных дихотомии, а именно – метод хорд и метод тройного сечения [7].

Перспективными для поиска максимумов функции являются так называемые эволюционные алгоритмы [8]. Существует несколько видов таких алгоритмов: генетические алгоритмы, эволюционные стратегии и т.д. Эти алгоритмы не имеют четкого математического

обоснования и позаимствованы непосредственно из наук, которые изучают данные природные явления (генетика, биология и др.).

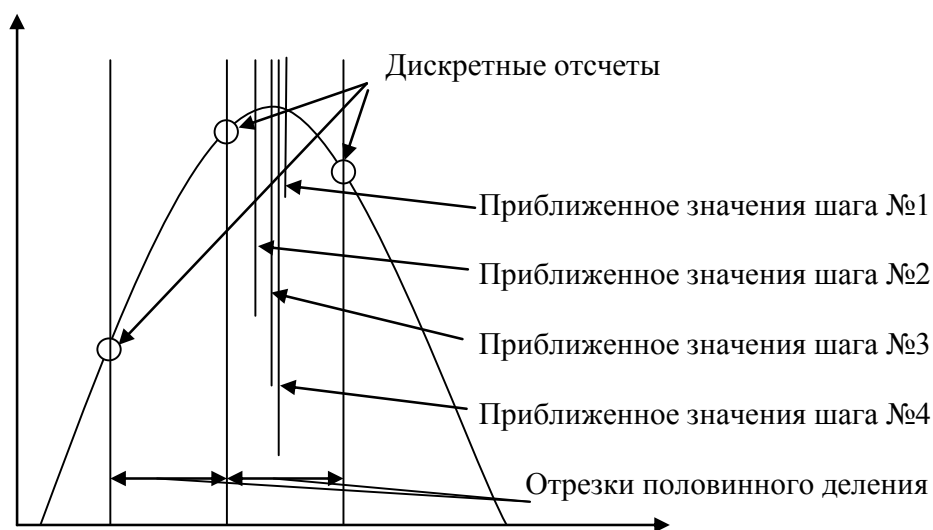


Рис. 5. Графическое пояснение метода дихотомии

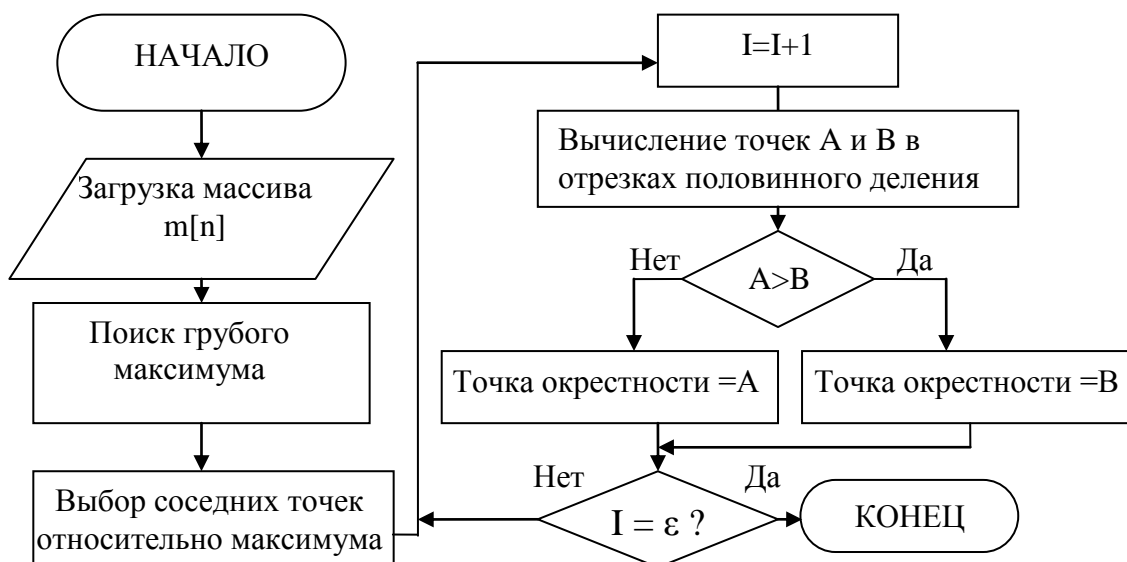


Рис. 6. Алгоритм дихотомии

Для поиска экстремальных значений эффективно использование одного из алгоритмов эволюционных стратегий – алгоритма пчелиного роя [9]. Каждая пчела в рое рассматривается как частица или агент. Все частицы роя действуют индивидуально в соответствии с одним управляющим принципом: двигаться в направлении наилучшей персональной и наилучшей глобальной позиции (максимум функции), постоянно проверяя значение текущей позиции. Изначально агенты располагаются на отрезке в случайном порядке. Далее каждый из агентов меняет свое местоположение со скоростью v , которая определяется по формуле

$$v_n^{i+1} = w \cdot v_n^i + c_1 \cdot \Psi_1(p_n - x_n) + c_2 \cdot \Psi_2(g_n - x_n), \quad (9)$$

где i – количество шагов поиска, n – номер агента v_n^i – скорость пчелы, w – инерционный вес, это число (находится в интервале $[0, 1]$) отражает, в какой мере частица сохраняет свою первоначальную скорость; p_n , g_n – значение координаты n соответственно для персональной

наилучшей позиции пчелы и для глобальной наилучшей позиции всего роя; Ψ_1, Ψ_2 – случайная величина в диапазоне $[-1, 1]$; c_1 – весовой коэффициент, определяющий, какое влияние на частицу оказывает ее положение относительно персональной лучшей позиции, а c_2 – весовой коэффициент, определяющий, какое влияние на частицу оказывают остальные агенты пчелиного роя [10].

В зависимости от количества агентов и шагов вычислений определяется точность и быстродействие данного алгоритма (рис. 7).

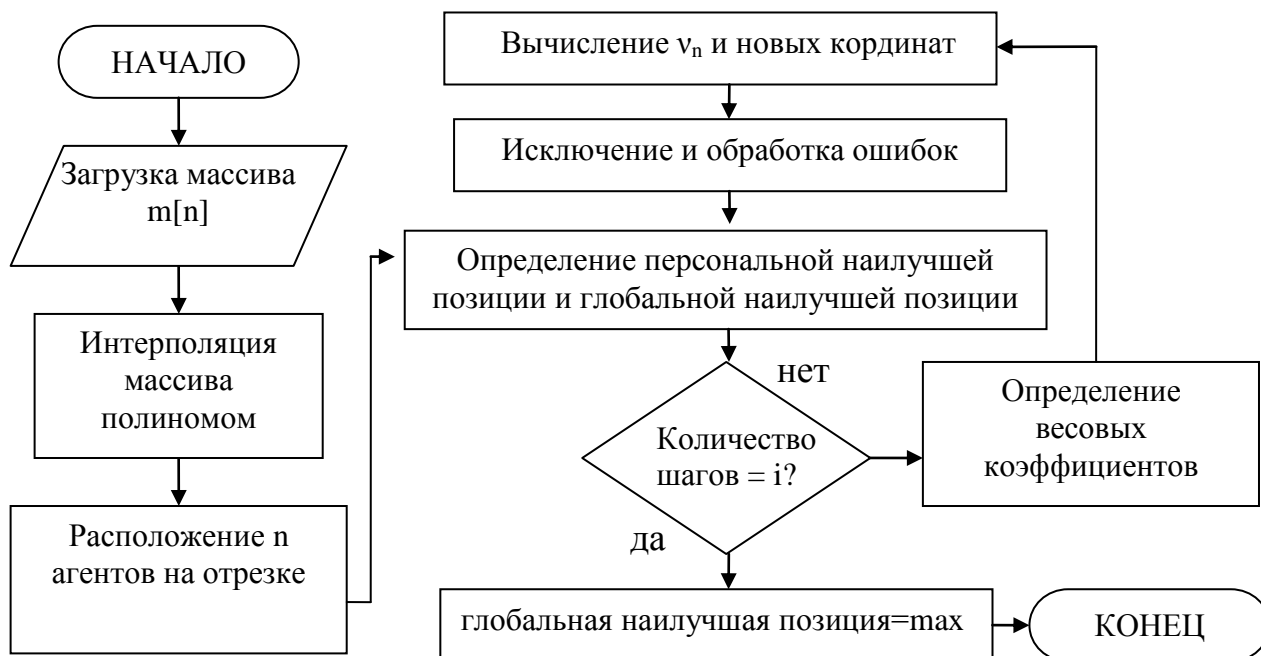


Рис. 7. Полиномиальная интерполяция с поиском max по алгоритму пчелиного роя

Наибольшую эффективность по сравнению с другими алгоритм пчелиного роя демонстрирует в нахождении экстремума при наличии нескольких особых точек.

Имея предварительную информацию о характере ВКФ принимаемых сигналов ОИ, можно выбрать вид интерполяции, обеспечивающий минимальную погрешность восстановления, а также определить алгоритм поиска максимума функции. Уменьшение вычислительных затрат при поиске оценочных значений может быть достигнуто за счет использования априорной информации о временном положении максимума ВКФ. Если решается задача текущего уточнения величины сдвига шкал, то анализируется не вся временная выборка, а только ее фрагмент, в котором достоверно находится максимум функции.

В качестве примера на рис. 8 приведена ВКФ двух радиоимпульсных сигналов. Грубое определение временного положения максимума в этом случае проводится по огибающей ВКФ и для восстановления огибающей применяется линейная интерполяция. Дальнейшее уточнение происходит в районе грубой оценки по восстановленному фрагменту радиочастотного заполнения, для чего уже используется sinc-интерполяция либо интерполяция гармоническими функциями.

Следующим шагом является статистическая обработка – нахождение значений математического ожидания и среднеквадратического отклонения (СКО) сдвига шкал времени по известным формулам [11]. Полученный массив данных визуализируется в виде гистограммы (рис. 9).

Для определения вычислительной погрешности на этапе получения оценочных значений проведено моделирование различных законов распределения и интеграция их в программу обработки данных. Для моделирования используется пакет Wolfram Mathematica 6.0. Резуль-

таты моделирования приведены на рис. 10 и 11. Здесь показан случай, когда в модели генерируется массив данных временного положения максимумов ВКФ, подчиненный нормальному закону распределения с СКО = 10^{-3} . В результате обработки массива получены выходные данные математического ожидания и СКО с точностью до 9-го знака. Следовательно, при длительности выборки менее 1 мкс вычислительная погрешность определения временного положения максимума ВКФ не превышает 1 нс.

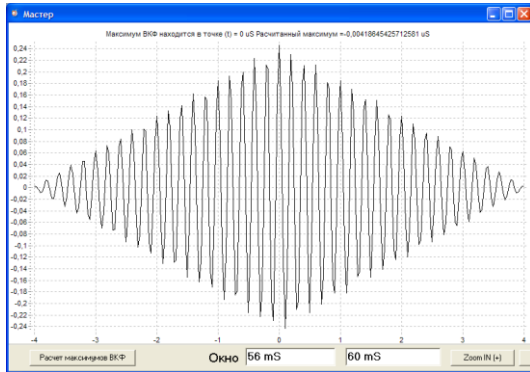


Рис. 8. ВКФ радиоимпульсных сигналов

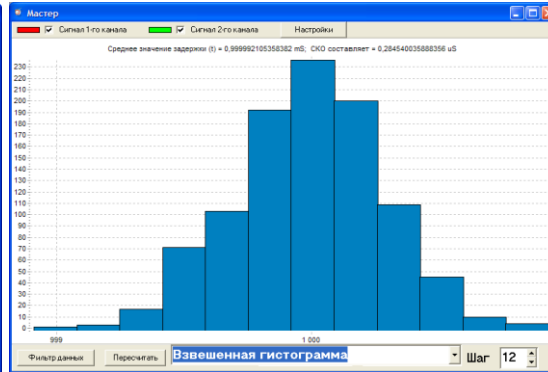


Рис.9. СКО результатов измерений

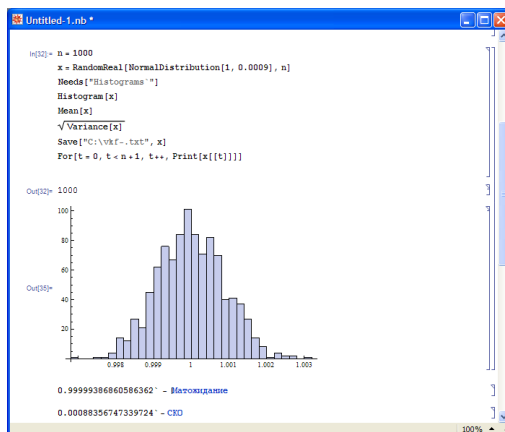


Рис.10. Модель массива данных

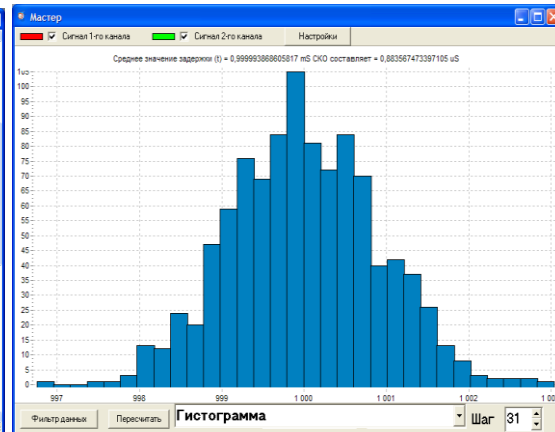


Рис.11. Результат обработки массива данных модели

Выводы

Рассмотренные методы восстановления дискретных функций охватывают возможные виды ВКФ сигналов общих источников, принимаемых в синхронизируемых пунктах. Вид аппроксимации выбирается на основе предварительной информации о параметрах сигнала ОИ.

Разработаны алгоритмы, реализующие восстановление непрерывной функции по ее дискретным значениям, поиск максимального значения и статистическую обработку полученных оценок. Сравнение эффективности предложенных алгоритмов планируется в ходе дальнейших исследований при обработке тестовых данных.

Путем математического моделирования получено значение вычислительной погрешности на этапе нахождения оценок измерений временного сдвига шкал эталонов. При длительности сигнальной выборки, равной 1 мкс, вычислительная погрешность определена на уровне 1 нс и является существенно меньшей измеряемого временного интервала.

Список литературы: 1. Коваль Ю. А., Костыря А. А., Соляник О. А., Семенов С. Ф., Плехно С. А., Асаад Х. Х. Выбор общего источника сигнала для региональной системы синхронизации времени и

частоты // Радиоэлектроника. Информатика. Управління. – Запоріжжя : ЗНТУ. – 2012. – № 2. – С.63-69. 2. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов/ перевод с англ. Зайцева А.Л., Назаренко Э.Г., Теткина Н.Н. – М. : Мир, 1978. – 847 с. 3. Трибель Х. Теория интерполяции, функциональные пространства, дифференциальные операторы / пер. с англ. В.И. Буренкова и М.Л. Гольдмана ; под ред. О.В. Бесова. – М. : Мир, 1980. – 665 с. 4. Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельников Г.М. Численные методы. – М. : Наука, 1987. 5. Афонский А.А., Суханов Е.В. Интерполяция в цифровой осциллографии // Контрольно измерительные приборы и системы (КИПиС). – М.,2010. – №5. – С. 13-16. 6. Эйлер Л. Дифференциальное исчисление / пер. с лат. Я. Выгодский ; под ред. В.А. Калануцкого. – М. : Гос. изд-во технико-теоретической лит., 1949. – 581 с. 7. Bazarara, M.S. Nonlinear programming: theory and algorithms / Mokhtar S. Bazarara, Hanif D. Sherali, C.M. Shetty. – 3rd ed. 8. Аоки М. Введение в методы оптимизации / пер. с англ. – М. : Наука, 1977. – 344 с. 9. D.T. Pham, A. Ghanbarzadeh, E. Koc, S. Otri, S. Rahim, M. Zaidi. The Bees Algorithm // A Novel Tool for Complex Optimisation Problems Manufacturing Engineering Centre, Cardiff University, Cardiff UK, 2005. 10. Тьтюк В. К. Об одном робастном алгоритме поиска глобального экстремума / В.К.Тьтюк, А.Ю.Михайленко, П.В.Тьтюк, Р.В.Дударь // Електромех. і енергозберігаючі системи. – 2010. – Вип. 3. – С. 76-79. 11. Рыбалко А.М. Специальные главы математики для инженеров. – Х., 2002. – 141 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 05.03.2013

В. А. ЛИВНОВ, Ю. А. КОВАЛЬ *д-р техн. наук*

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ И НЕОПРЕДЕЛЕННОСТЕЙ СИСТЕМЫ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ С УЛЬТРАЗВУКОВЫМ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ИНФОРМАЦИОННЫМИ КАНАЛАМИ

В настоящее время для определения местоположения объектов в пространстве чаще всего применяются спутниковые навигационные системы (СНС), такие как GPS, ГЛОНАСС, ГАЛИЛЛЕО. Но в некоторых случаях СНС не обеспечивают необходимой точности (например, при локальном позиционировании) или их применение вообще невозможно (при подземном или подводном позиционировании). Причиной малой точности СНС является сравнительно большая длина используемых радиоволн, а также суточные и сезонные изменения условий прохождения волн от спутника до навигатора [1, 2].

Для решения задач, описанных выше, целесообразно использовать ультразвуковые (УЗ) волны для определения местоположения объектов и электромагнитный (ЭМ) канал для синхронизации и обмена информацией. Так как УЗ имеет длину волны на 6 порядков меньшую, чем ЭМ волны той же частоты, это позволяет довести точность системы до нескольких сантиметров. Такая система может быть полезной для тренеров спортивных команд при слежении за движением футболистов или баскетболистов по игровому полю; для наблюдения за перемещением грузов или частей механизмов на производстве; для идентификации участников заседаний или конференций и т.д.

Описываемая в настоящей работе система для позиционирования использует УЗ волны с несущей частотой 40 кГц, позволяющие получить линейную точность менее 1 см [3, 4, 5]. Структурная схема системы приведена на рис. 1 и состоит из следующих модулей.

УЗ метки (3). Это микропроцессорные устройства, имеющие в своём составе УЗ приёмники (3.1). Они устанавливаются на объекте позиционирования. Метки обеспечивают приём УЗ датчиками зонд-сигналов, их обработку и обмен информацией с базовой станцией по ЭМ каналу.

Базовая станция (1). Это центральное связующее звено в системе. Она предназначена для формирования импульсов, которые подаются на УЗ излучатели (1.1 и 1.2) и преобразуются ими в звук (в зонд-сигналы). Также она обеспечивает опрос меток (3) по ЭМ каналу и передачу полученных данных в персональный компьютер (4).

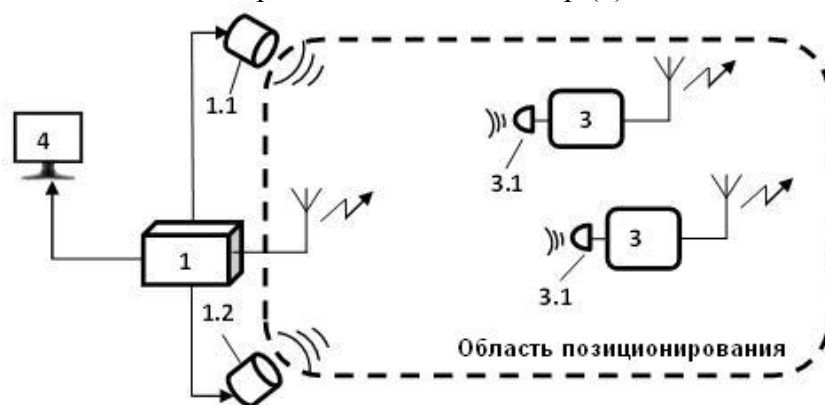


Рис. 1. Структурная схема системы

Персональный компьютер (4). Программное обеспечение для ПК анализирует полученные данные, рассчитывает координаты меток, выводит результаты на экран в графическом и численном виде.

Остановимся подробнее на принципе определения системой координат УЗ меток для того, чтобы выявить все возможные источники погрешностей системы (рис. 2).

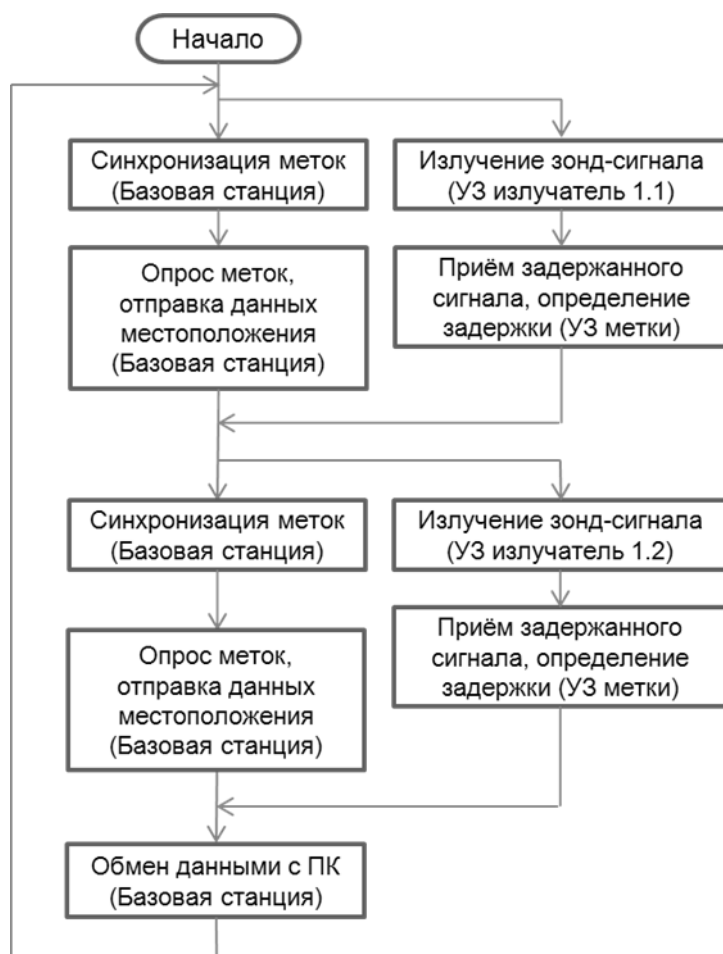


Рис. 2. Алгоритм работы системы

Алгоритм работы системы состоит из двух этапов, на каждом из которых работает один из УЗ излучателей. Каждый этап состоит из двух потоков, протекающих параллельно во времени. Первый поток выполняется в радиоканале, а второй – в УЗ канале.

Вначале базовая станция синхронизирует все УЗ метки с моментом излучения зонд-сигнала путём отправки по радиоканалу специального пакета синхронизации, адресованного всем УЗ меткам. Одновременно с отправкой пакета синхронизации базовая станция формирует зонд-сигнал, который преобразуется первым излучателем в ультразвук. С момента синхронизации запускаются счётчики времени задержки на всех УЗ метках и ожидается приём задержанного зонд-сигнала. В момент приёма переднего фронта зонд-сигнала, счётчик метки останавливается и фиксируется время задержки. До прихода следующего пакета синхронизации приём зонд-сигналов блокируется, для того, чтобы УЗ импульсы, отраженные от стен и других объектов не влияли на работу системы.

Параллельно с приёмом зонд-сигналов происходит опрос меток по радиоканалу. Базовая станция отправляет пакет с адресом опрашиваемой УЗ метки, в ответ метка пересылает пакет с данными, содержащими зафиксированное время задержки зонд-сигнала.

На этом первый этап завершается, и начинается второй этап, который отличается от первого тем, что в нём работает второй УЗ излучатель. В конце второго этапа происходит отправка базовой станцией времени задержки, полученного от всех меток, на ПК. После этого происходит переход к первому этапу, и рабочий цикл замыкается.

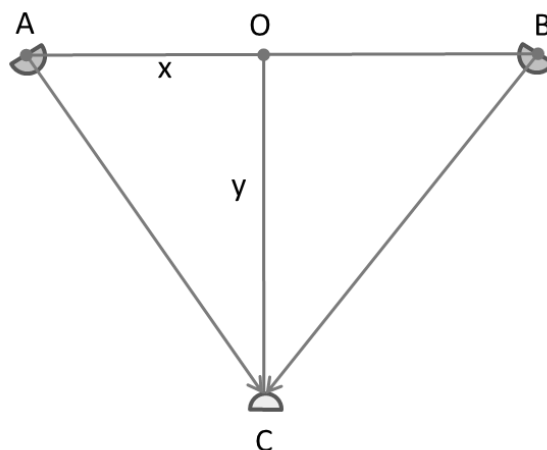


Рис. 3. Принцип определения координат УЗ метки

На рис. 3 схематически изображена ситуация в области позиционирования. Здесь в точках А, В расположены излучатели, в точке С – УЗ метка, АВ – расстояние между излучателями (база). АО=х, ОС=у – декартовы координаты метки, которые необходимо найти.

Расстояние от излучателей до метки (АС и ВС) определяются из переменных времени задержки (dt1 и dt2) по формулам:

$$AC = v_{зв} \cdot dt1 \quad (1)$$

$$BC = v_{зв} \cdot dt2, \quad (2)$$

где $v_{зв} = 343,1 \text{ м/с}$ – скорость звука в воздухе при температуре 20°C.

Из треугольника ABC, у которого известны все стороны, а у=ОС – его высота, находятся величины х и у по следующим формулам:

$$x = \frac{AC^2 - BC^2}{2AB} + \frac{AB}{2} \quad (3)$$

$$y = \sqrt{AC^2 - x^2} \quad (4)$$

Проанализируем возможные источники погрешностей системы.

Так как определение координат объектов выполняется путём измерения расстояния от навигационных точек до движущихся объектов, которое, в свою очередь, зависит от времени задержки УЗ сигнала, то основным источником погрешностей является звуковой канал. Два фактора, такие как движение воздушных масс (ветер) или изменение температуры воздуха влияют на скорость звука в УЗ канале. Величины этих погрешностей медленно изменяются во времени в сравнении с периодом работы системы, поэтому в перспективе их можно учитывать и соответственно корректировать работу системы.

Ещё одним существенным источником погрешности являются шумы, присутствующие в звуковом канале и вносимые самой системой. Так как УЗ приёмник с последующими каскадами усиления являются резонансными устройствами, они существенно затягивают фронт зонд-сигнала, который изначально имеет вид радиоимпульса (рис. 4). Для защиты от многолучёвости временное положение зонд-сигнала определяется по его переднему фронту, поэтому затягивание последнего усиливает влияние шумов на точность системы. Также последнее обстоятельство оказывает негативное влияние на защиту системы от многолучёвости, которая становится ещё одним источником погрешности.

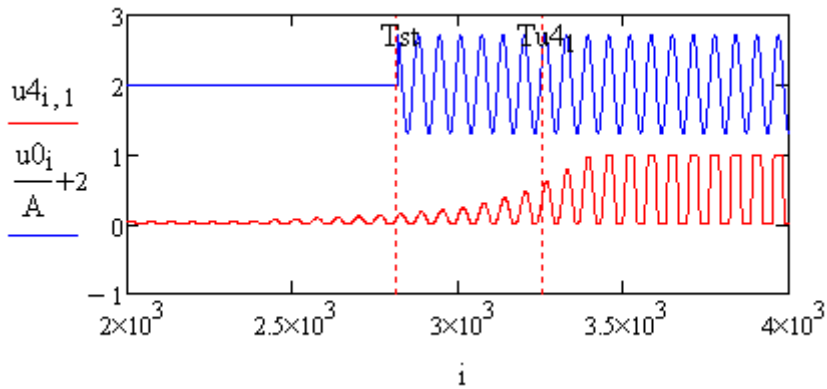


Рис. 4. Вид зонд-сигнала: исходный (сверху) и на выходе усилителя (снизу)

Задержки в системе, погрешности синхронизации, неточности расчётов оказывают менее негативное влияние на точность системы.

Существенную роль играют динамические погрешности, которые проявляются при быстром движении объектов позиционирования. Они возникают из-за того, что в промежутке между работой первого и второго излучателей объект позиционирования успевает переместиться и его координаты определяются неверно. Данную погрешность также возможно устранить в перспективе, учитывая скорость и направление движения объекта в данный момент.



Рис. 5. Структура источников погрешностей системы

Все перечисленные выше источники погрешностей оказывают влияние на точность определения дальности от навигационных точек до объектов позиционирования. После определения координат или оценки траектории движения объектов позиционирования (т.е.

обработки) эти погрешности повлияют на результирующую погрешность системы в соответствии с дальномерным способом определения местоположения.

Систематизация всех источников погрешностей, а также связей между ними выполнена на рис. 5. Там же приведены составляющие неопределенности измерений данной системой.

Стандартная неопределённость типа A (u_A) оценивается экспериментально путем сравнения траекторий движения объекта позиционирования, полученных в ПК с помощью программного обеспечения, и действительной траектории движения. Источниками данной неопределённости будут все шумы, присутствующие в момент измерения, многолучёвость и динамические погрешности. Остальные источники погрешностей будут слагаемыми неопределённости типа B [6].

Список литературы: 1. Соловьев Ю.А. Системы спутниковой навигации. – М. : Эко-Тендз, 2001. – 270 с. 2. V. S. Zhang, T. E. Parker, M. A. Weiss, F. M. Vannicola Multi-Channel GPS/GLONASS Common-View between NIST and USNO // IEEE International Frequency Control Symposium, pp. 598-606, June 2000. 3. Пат. 71860 Україна, МПК (2012.01) G01S 11/00. Спосіб ультразвукового локального позиціонування рухомих об'єктів / Лівнов В.О., Коваль Ю.О., заявник та власник Харк. нац. ун-тет радіоелектр. – № u2012 01318, подано 08.02.2012, опубл. 25.05.2012 бюл. №14. 4. *Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций «РТ-2011»* : Материалы 7-й междунар. молодежной науч.-техн. конф., 11-15 апреля 2011 г. – Севастополь : Изд-во СевНТУ, 2011. – 479 с. 5. *16-й Международный молодежный форум «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке»*. Сб. материалов. Т. 3. – Харьков : ХНУРЕ, 2012. – 220 с. 6. *РМГ 91-2009*. ГСИ. Совместное использование понятий "погрешность измерения" и "неопределенность измерения". Общие принципы.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 12.02.2013

**МЕТОДИКА ОЦЕНИВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ
СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА ОБЩИХ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕЙ
РАДИОЧАСТОТНОГО РЕСУРСА
НА ОСНОВЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОГО ПОДХОДА.
ЧАСТЬ 2**

Введение

Данная статья продолжает статью [1], в которой рассмотрены:

- предложенный пространственно-частотно-временной подход к оценке эффективности функционирования систем радиочастотного мониторинга (СРЧМ):
- разработанные на его основе критерий и система интегральных показателей эффективности, пригодные для оценивания эффективности функционирования СРЧМ на всех уровнях иерархии от станций радиоконтроля (СРК) до системы в целом;
- сформированная система частных показателей оценивания эффективности региональных подсистем радиочастотного мониторинга (РП РЧМ), их стационарной и мобильной составляющих по решению основных задач радиомониторинга;
- особенности функционирования национальной СРЧМ, РП РЧМ и СРК по контролю излучений зарегистрированных РЭС используемых радиотехнологий;
- математический аппарат методики оценивания эффективности функционирования РП РЧМ при решении задачи контроля излучений зарегистрированных радиоэлектронных средств (РЭС), который подтвержден результатами расчетов на примере Киевской РП РЧМ.

Ниже продолжено рассмотрение методики оценивания эффективности функционирования РП РЧМ и СРЧМ в целом при решении основных задач радиомониторинга на основе предложенного пространственно-частотно-временного подхода. Приводится математический аппарат оценивания показателей эффективности при решении следующих трех задач: контроля занятости полос частот (ПЧ), выявление незаконно действующих передатчиков (НДП) и выявление источников помех (ИП). Расчет показателей эффективности по решению данных задач иллюстрируются на примере Киевской РП РЧМ. По совокупности решения всех задач радиомониторинга оцениваются интегральные (пространственно-частотно-временные) показатели эффективности функционирования РП РЧМ, их стационарной и мобильной составляющих по контролю за излучениями РЭС в регионе. На основе интегральных показателей эффективности функционирования 26 РП РЧМ определяется общая эффективность функционирования национальной СРЧМ по контролю за использованием радиочастотного ресурса (РЧР). Приводятся результаты расчета общей эффективности функционирования Киевской РП РЧМ и СРЧМ в целом.

Цель статьи – продолжить ознакомление специалистов с разработанной на основе пространственно-частотно-временной подхода методикой оценивания эффективности функционирования СРЧМ на всех уровнях иерархии, которая может использоваться радиочастотными органами как общих, так и специальных пользователей.

Основная часть

Результаты расчета показателей эффективности функционирования при решении задачи контроля параметров излучений зарегистрированных РЭС, приведенные в [1], свидетельствуют о высокой эффективности работы Киевской РП РЧМ в части ее выполнения. Для оценки показателя общей эффективности функционирования каждой РП РЧМ следует рассмотреть методику и результаты расчета эффективности последующих основных задач радиомониторинга, которые определены на основе нормативных документов [5 – 10]. Остановимся на каждой из них более подробно.

Контроль занятости полос частот

В качестве показателей эффективности функционирования РП РЧМ при оценивании контроля занятости полос частот в методике используются показатели эффективности $w_{ПЧ\ S_l}$, $w_{ПЧ\ F_l}$ и $w_{ПЧ\ T_l}$, оценивание которых производится с учетом специфики рассматриваемой задачи контроля ПЧ для каждой из РП РЧМ.

Показатель эффективности $w_{ПЧ\ S_l}$ оценивается отдельно для стационарной и мобильной составляющей и для каждой из РП РЧМ как отношение суммарной площади зон электромагнитной доступности (ЭМД) стационарных $S_{СРК\ ст\ l}$ и мобильных $S_{СРК\ моб\ l}$ СРК l -го региона к удвоенной площади S_l региона, на которой размещены РЭС, подлежащие контролю СРЧМ l -го филиала УДЦР. Оценивание показателей эффективности охвата территории при выполнении задачи контроля занятости полос частот производится по формулам:

а) для стационарной составляющей РП РЧМ l -го филиала УГЦР:

$$w_{ПЧ\ S_l\ ст} = \frac{S_{СРК\ ст\ l}}{S_l}; \quad (1)$$

б) для мобильной составляющей РП РЧМ l -го филиала УГЦР:

$$w_{ПЧ\ S_l\ моб} = \frac{S_{СРК\ моб\ l}}{S_l}, \quad (2)$$

в) общего с учетом усреднения:

$$w_{ПЧ\ S_l} = \frac{w_{ПЧ\ S_l\ ст} + w_{ПЧ\ S_l\ моб}}{2}; \quad (3)$$

где $S_{СРК\ ст\ l}$ – зона электромагнитной доступности стационарных СРК l -го региона, $S_{СРК\ моб\ l}$ – зона электромагнитной доступности мобильных СРК l -го региона, S_l – площадь l -го региона.

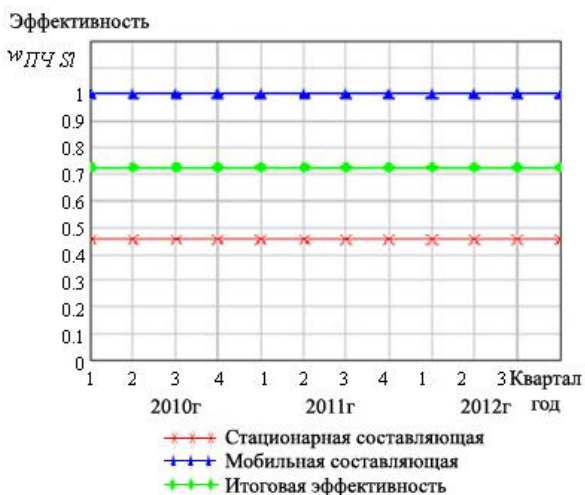


Рис. 1

ЭМД стационарных СРК и маршруты мобильных СРК были фиксированными за анализируемый интервал времени.

Оценивание показателя эффективности $w_{ПЧ\ F_l}$ осуществляется исходя из количества плановых и внеплановых заданий по контролю занятости полос частот, количества задействованных СРК, их производительности за смену и количества смен работы СРК за квартал

На рис. 1 представлены результаты оценивания показателя эффективности охвата по пространству при выполнении задачи контроля занятости полос частот Киевской РП РЧМ в целом, ее мобильной и стационарной составляющих за 2010 – 2011 годы и прогноз на 2012 год. Низкий показатель эффективности стационарной составляющей свидетельствует о недостаточном охвате контролируемой территории стационарными СРК. Мобильная составляющая более эффективна при выполнении данной задачи. Разработанные маршруты следования мобильных СРК позволяет охватить требуемую территорию в полном объеме.

Данные от квартала к кварталу не изменяются, так как территория региона, зона

при решении данной задачи. Количество плановых заданий определяется по каждой из четырех групп радиотехнологий отдельно для стационарных и мобильных СРК. Оценивание коэффициента $w_{ПЧ Fl}$ производится по формулам:

а) для стационарной составляющей РП РЧМ l -го филиала УГЦР:

$$w_{ПЧ Fl cm} = \frac{\sum_{k=1}^{K_{СРК cm}} (M_{СРК l, k} \Pi_{ПЧ k, 1}^{n_{ПЧ cm k}})}{N_{ПЧ l, 1}^{план} + N_{ПЧ l}^{впл}}; \quad (4)$$

б) для мобильной составляющей РП РЧМ l -го филиала УГЦР:

$$w_{ПЧ Fl моб} = \frac{\sum_{j=1}^4 \left[\sum_{k=K_{СРК cm}+1}^{K_{СРК}} (M_{СРК l, k} \Pi_{ПЧ k, j}^{n_{ПЧ cm k}}) \right]}{\sum_{j=1}^4 N_{ПЧ моб l, j}^{план} + N_{ПЧ моб l, j}^{впл}}, \quad (5)$$

где $M_{СРК l, k}$ – количество СРК k -го типа в l -м регионе УГЦР, $\Pi_{ПЧ k, j}$ – производительность СРК k -го типа за смену при контроле занятости полос частот, относящихся к j -й группе радиотехнологий, $n_{ПЧ cm k}$ – количество смен работы СРК k -го типа за квартал по контролю занятости полос частот, $N_{ПЧ l}^{план}$, $N_{ПЧ l}^{впл}$ – соответственно количество плановых и внеплановых заданий по контролю полос частот в l -м филиале УГЦР, $N_{ПЧ моб l, j}^{план}$, $N_{ПЧ моб l, j}^{впл}$ –

соответственно количество плановых и внеплановых полос частот, относящихся к j -й группе радиотехнологий, запланированных для контроля мобильными СРК в l -м филиале УГЦР.

Количество плановых заданий по контролю загруженности полос частот задается в виде матрицы размера $(L \times I)$, элементами которой являются количество $N_{ПЧ li}$ полос частот i -й радиотехнологии, запланированных для контроля в l -м филиале УГЦР.

На рис. 2 представлены результаты оценивания показателя эффективности охвата по частоте при выполнении задачи контроля занятости полос частот Киевской РП РЧМ для мобильной и стационарной составляющих за 2010 – 2011 годы и прогноз на 2012 год. Результаты расчетов подтверждают высокую эффективность функционирования РП РЧМ по контролю полос частот общего пользования в регионе. Для детального анализа эффективности функционирования мобильной составляющей РП РЧМ l -го филиала УГЦР по контролю занятости полос частот, относящихся к разным группам радиотехнологий, производится оценивание коэффициента $w_{ПЧ Fl}$ для каждой группы радиотехнологий.

Значения показателя эффективности $w_{ПЧ Fl}$ оценивается исходя из числа СРК, задействованных для решения данной задачи, коэффициента сменности и количества смен их работы за квартал. Время работы СРК l -го филиала задается в виде вектора $(K_{СРК})$, значениями которого являются общее количество смен $n_{см, k \in k}$ работы СРК k -го типа ($k = 1, 2, \dots, K_{СРК}$) за квартал. При этом:

а) для стационарной составляющей РП РЧМ l -го филиала УГЦР:

$$w_{ПЧ Fl cm} = \frac{\sum_{k=1}^{K_{СРК cm}} \left[M_{СРК l, k} \cdot \left(n_{ПЧ cm} \right)_{l, k} \right]}{\sum_{k=1}^{K_{СРК cm}} n_{см, k \in k} \cdot M_{СРК l, k}}; \quad (6)$$

б) для мобильной составляющей РП РЧМ l -го филиала УГЦР:

$$w_{ПЧ Тl моб} = \frac{\sum_{k=K_{CPKcm}+1}^{K_{CPK}} \left[M_{CPK l,k} \cdot (n_{ПЧ см})_{l,k} \right]}{\sum_{k=K_{CPKcm}+1}^K n_{см,кв k} \cdot M_{CPK l,k}}, \quad (7)$$

где $M_{CPK l,k}$ – количество СРК, k -го типа в l -м регионе, $(n_{ПЧ см})_{l,k}$ – количество смен работы СРК k -го типа в l -м регионе при выполнении задачи контроля занятости полос частот, $n_{см,кв k}$ – общее количество смен работы СРК за квартал. На рис.3 представлены результаты оценивания показателя эффективности охвата контролем во временной области при выполнении данной задачи Киевской РП РЧМ для мобильной и стационарной составляющих за 2010 – 2011 годы и прогноз на 2012 год. Низкие результаты обусловлены односменным режимом работы большей части существующего парка СРК. Такие результаты являются достаточными для периодического контроля, но для проведения постоянного контроля – неудовлетворительными.

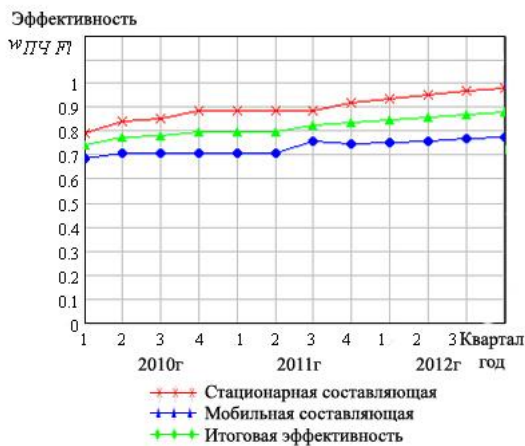


Рис. 2

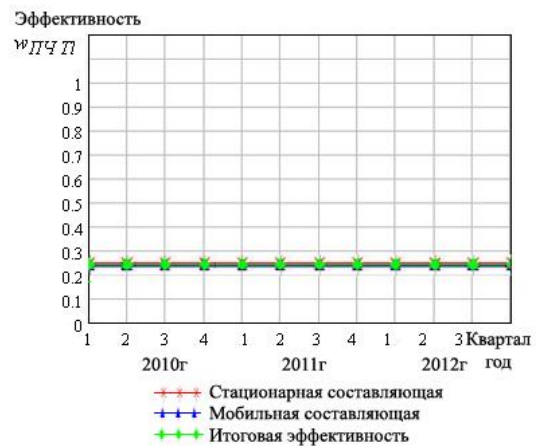


Рис.3

Выявление незаконно действующих передатчиков

Эффективность функционирования РП РЧМ l -го филиала УГЦР ($l=1, 2, \dots, L$) при решении задачи выявления НДП характеризуется численными значениями показателей $w_{НДП Sl}$, $w_{НДП Fl}$ и $w_{НДП Tl}$, оценивание которых производится на основе гипотезы о том, что количество НДП в регионе прямо пропорционально численности населения. Исходя из этой гипотезы показатель $w_{НДП Sl}$ оценивается как отношение суммарной численности населения, проживающего в зонах ЭМД стационарных и мобильных СРК, к общей численности населения, проживающего на территории контролируемого региона:

$$w_{НДП Sl} = \frac{w_{НДП Sl см} + w_{НДП Sl моб}}{2} = \frac{H_{см l} + H_{моб l}}{2H_l}. \quad (8)$$

где $H_{см l}$, $H_{моб l}$ – соответственно количество населения проживающего в зонах ЭМД стационарных и мобильных СРК l -го региона, H_l – население l -го региона.

Так как выявление НДП происходит в процессе выполнения задач контроля параметров излучений зарегистрированных РЭС и занятости полос частот, то параметр $w_{НДП Fl}$ оценивается как усредненный показатель выполнения этих задач:

$$w_{НДП Fl} = \frac{w_{PЭC Fl} + w_{ПЧ Fl}}{2}. \quad (9)$$

При оценивании показателей эффективности во временной области показатель $w_{НДП Tl}$ оценивается как остаток доли времени выявления одного НДП всей совокупностью СРК к 25 % бюджета времени на выполнение внеплановых задач:

$$w_{НДП см Tl} = 1 - \frac{1}{N_{НДП}} \cdot \frac{\sum_K M_{СРК l,k} \cdot (n_{НДП см})_{l,k}}{0,25 \cdot \sum_K n_{см,кв k} \cdot M_{СРК l,k}}. \quad (10)$$

где $N_{НДП}$ – количество выявленных НДП, $M_{СРК l,k}$ – количество СРК k -го типа в l -м регионе, $(n_{НДП см})_{l,k}$ – количество смен работы СРК k -го типа в l -м регионе при выполнении задачи выявления НДП, $n_{см,кв k}$ – общее количество смен работы СРК за квартал.

Результаты оценивания показателей эффективности по пространственно-частотно-временному охвату излучений НДП Киевской РП РЧМ с учетом мобильной и стационарной составляющих за 2010 – 2011 годы и прогноз на 2012 год представлены на рис. 4 – 6 соответственно.

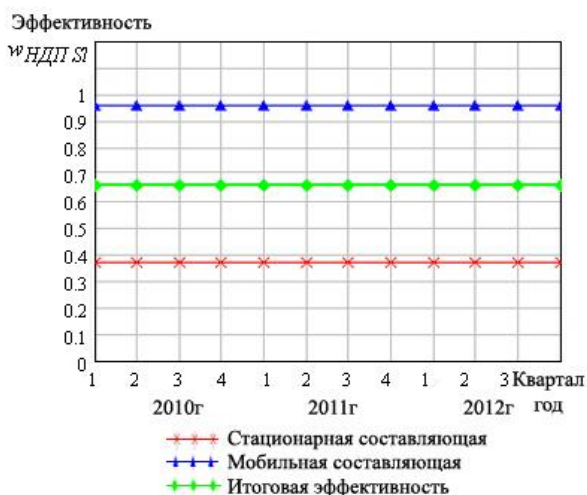


Рис. 4



Рис.5

Полученные результаты показывают высокий уровень охвата по территории мобильной составляющей Киевской РП РЧМ. Стационарная составляющая менее эффективна. Показатель эффективности контроля по частоте во время выполнения данной задачи находится на высоком уровне. Значение показателя эффективности охвата во временной области, представленные на рис. 6, свидетельствует о том, что ежеквартальный ресурс рабочего времени, выделенный на решение данной задачи является достаточным для выполнения оперативных действий при выявлении НДП. Таким образом, высокие результаты свидетельствуют о своевременном проведении процедур предупреждения нарушений и их оперативного выявления.

Выявление источников помех

Эффективность функционирования РП РЧМ l -го филиала УГЦР ($l=1, 2, \dots, L$) при решении задачи выявления источников помех характеризуется численными значениями показателей $w_{ИП SI}$, $w_{ИП Fl}$ и $w_{ИП Tl}$.

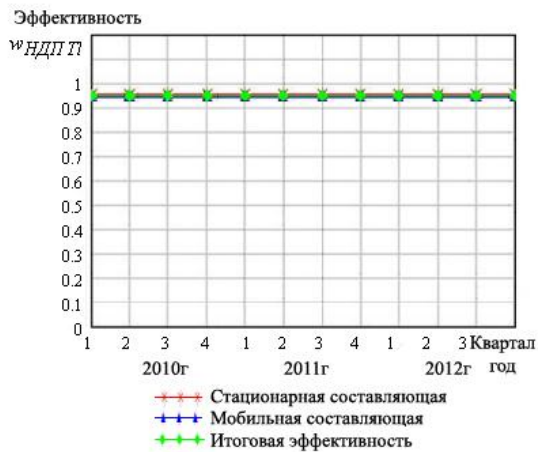


Рис. 6

Показатель эффективности охвата по пространству принят за $w_{ИП SI} = 1$. Это обусловлено тем, что помеха может появиться в любом месте пространства. Показателем эффективности охвата по частоте $w_{ИП FI}$ оценивается отдельно для стационарной и мобильной составляющей как отношение количества выявленных ИП мобильными и стационарными СРК к общему количеству заявленных ИП:

а) для стационарной составляющей РП РЧМ l -го филиала УГЦР:

$$w_{ИП ст F, l} = \frac{N_{ИП ст l}^{выяв.}}{N_{ИП l}^{заяв.}}; \quad (11)$$

б) для мобильной составляющей РП РЧМ l -го филиала УГЦР:

$$w_{ИП моб F, l} = \frac{N_{ИП моб l}^{выяв.}}{N_{ИП l}^{заяв.}}. \quad (12)$$

где $N_{ИП ст l}^{выяв.}$ и $N_{ИП моб l}^{выяв.}$ – соответственно количество выявленных ИП стационарными и мобильными СРК в l -м регионе, $N_{ИП l}^{заяв.}$ – количество заявленных ИП в l -м регионе.

Общий показатель эффективности охвата по частоте при выполнении данной задачи оценивается как усредненный показатель эффективности охвата по частоте стационарными и мобильными СРК:

$$w_{ИП FI} = \frac{w_{ИП ст F, l} + w_{ИП моб F, l}}{2}. \quad (13)$$

Показатели эффективности охвата во временной области $w_{ИП TI}$ оценивается однотипно для стационарной и мобильной составляющих как остаток доли времени на выявление одной помехи всей совокупностью СРК к нормативному времени 25 дней:

$$w_{ИП ст / моб TI} = 1 - \frac{1}{25} \cdot \frac{\sum M_{СРК l, k} \cdot (n_{ИП ст})_{l, k}}{N_{ИП ст / моб l}^{заяв.}}, \quad (14)$$

где $M_{СРК l, k}$ – количество СРК k -го типа в l -м регионе, $(n_{ИП ст})_{l, k}$ – количество смен работы СРК k -го типа в l -м регионе при выполнении задачи выявления ИП, $N_{ИП ст / моб l}^{заяв.}$ – общее количество заявленных ИП за квартал в l -м регионе для стационарной или мобильной составляющих.

Результаты оценивания показателей эффективности выполнения задачи выявления ИП Киевской РП РЧМ с учетом мобильной и стационарной составляющих представлены на рис. 7 – 9 соответственно. На всех трех графиках показано, что мобильная и стационарная составляющая принимают одинаковые значения. Это связано с тем, что выявление радиопомех на территории региона производится мобильными и стационарными СРК в комплексе.

Изменения в ежеквартальных показателях эффективности охвата по частоте зависят от соотношения количества выявленных ИП к заявленным. Временные показатели свидетельствуют об оперативности реагирования структурных подразделений РП РЧМ по выявлению ИП. Общий результат по всем трем составляющим показывает, что эффективность работы РП РЧМ при выполнении задачи выявления ИП по каждой из составляющих находится на высоком уровне.

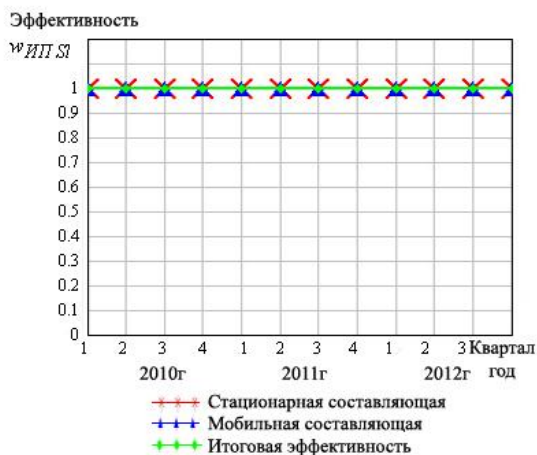


Рис. 7



Рис. 8

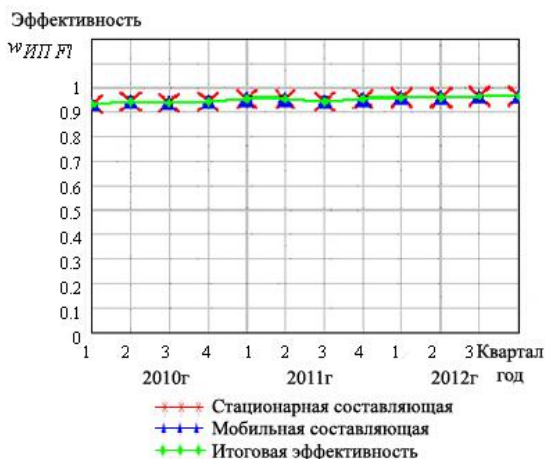


Рис. 9

Общая эффективность РП РЧМ и СРЧМ в целом

На основе результатов функционирования СРЧ производится оценивание интегральных показателей эффективности контроля состояния использования радиочастотного ресурса в РП РЧМ [1 – 3]. В качестве интегральных показателей эффективности функционирования РП РЧМ l -го филиала УГЦР по контролю состояния использования РЧР принимаются показатели:

$$W_{z l} = w_{z SI} \cdot w_{z FI} \cdot w_{z TI}, \quad (15)$$

а) для стационарной составляющей РП РЧМ l -го филиала УГЦР:

$$W_{z cm l} = w_{z cm SI} \cdot w_{z cm FI} \cdot w_{z cm TI}, \quad (16)$$

б) для мобильной составляющей РП РЧМ l -го филиала УГЦР:

$$W_{z mob l} = w_{z mob SI} \cdot w_{z mob FI} \cdot w_{z mob TI}. \quad (17)$$

Они позволяют оценить эффективность выполнения z -й ($z = PЭС, ПЧ, НДП, ИП$) задачи РП РЧМ l -го филиала УГЦР в целом и ее стационарной и мобильной составляющих.

Далее оцениваются показатели W_l , $W_{cm l}$, $W_{mob l}$, характеризующие эффективность контроля состояния использования РЧР в l -й РП РЧМ в целом, ее стационарной и мобильной составляющих. Оценивание данных показателей осуществляется с учетом важности ($p_z = 0..1, \sum_z p_z = 1$) задач:

$$W_l = \sum_{z=1}^Z (p_z \cdot W_{z l}), W_{cm l} = \sum_{z=1}^Z (p_z \cdot W_{z cm l}), W_{mob l} = \sum_{z=1}^Z (p_z \cdot W_{z mob l}). \quad (18)$$

В качестве интегральных показателей оценивания эффективности функционирования национальных СРЧМ принимаются показатели $W_{СРЧМ z}$, $W_{СРЧМ z cm}$, $W_{СРЧМ z mob}$, которые отражают эффективность работы национальной СРЧМ при выполнении z-й задачи в целом по всей системе и для ее мобильной и стационарной составляющих:

$$W_{СРЧМ z} = \frac{1}{L} \cdot \sum_{l=1}^L W_{z l}, W_{СРЧМ z cm} = \frac{1}{L} \cdot \sum_{l=1}^L W_{z cm l}, W_{СРЧМ z mob} = \frac{1}{L} \cdot \sum_{l=1}^L W_{z cm l}. \quad (19)$$

Оценивание эффективности контроля состояния использования радиочастотного ресурса национальной СРЧМ в целом по всей совокупности задач РЧМ, а также ее стационарной и мобильной составляющих проводится с помощью показателей:

$$W_{СРЧМ} = \frac{1}{L} \cdot \sum_{l=1}^L W_l, W_{СРЧМ cm} = \frac{1}{L} \cdot \sum_{l=1}^L W_{cm l}, W_{СРЧМ mob} = \frac{1}{L} \cdot \sum_{l=1}^L W_{mob l} \quad (20)$$

На основе предложенного методического аппарата [1 – 3] могут быть получены и рассчитаны производственные показатели эффективности функционирования РП РЧМ и СРЧМ в целом.

Для реализации описанной методики были разработаны программное обеспечение и базы данных, которые обеспечивают автоматизацию решения следующих основных задач: расчет частных и интегральных показателей эффективности функционирования СРЧ, РП РЧМ и СРЧМ по задачам РЧМ в целом; оценка и прогнозирование показателей эффективности функционирования СРЧМ УГЦР и РП РЧМ на будущие периоды; сопровождение баз данных, содержащих исходные данные и результаты расчетов (добавление, удаление и редактирование соответствующих данных); отображение результатов расчетов в табличной и графической формах.

Результаты оценивания эффективности функционирования Киевской РП РЧМ за 2010 – 2011 годы и прогноз на 2012 год приводятся на рис 10. Анализ результатов показал, что наблюдается ежеквартальный рост показателей эффективности за весь период проведения расчетов. Аналогичные результаты были получены по каждому из 26 филиалов (РП РЧМ) УГЦР. На рис. 11 представлена общая эффективность СРЧМ Украины с учетом результатов оценивания эффективности всех входящих в нее РП РЧМ.

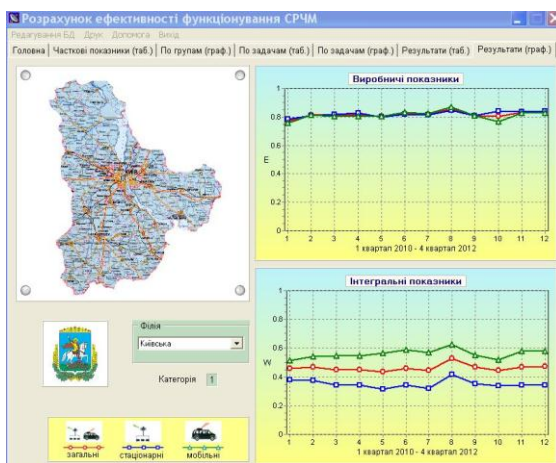


Рис. 10

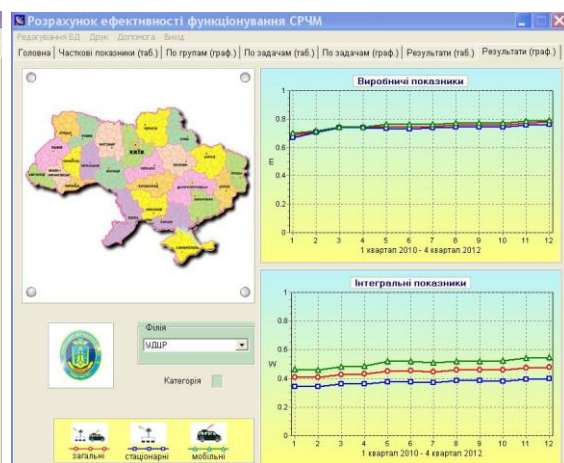


Рис.11

Заключение

Разработанная методика позволяет провести оценивание эффективности функционирования СРЧМ в пространственно-частотно-временной области с учетом специфики функционирования всех уровней системы. Она может применяться для оценивания эффективности функционирования любой из национальных СРЧМ, созданных по регионально-объектовому принципу, с минимальной адаптацией к специфике функционирования конкретной СРЧМ. Детальный анализ различных уровней системы отображает вклад каждой из составляющих в суммарную эффективность РП РЧМ и СРЧМ в целом. Методика позволяет определить функциональные возможности всей совокупности СРК применительно к СРЧМ, ее РП РЧМ и их стационарной и мобильной составляющих на уровне использования СРК по контролю за использованием национального радиочастотного ресурса. Анализ полученных результатов позволяет выявить проблемные моменты в каждой из РП РЧМ, в частности по использованию СРК и выделенного им ресурса рабочего времени при решении основных задач радиомониторинга.

Таким образом, на основе разработанного методического аппарата могут быть выработаны и обоснованы практические рекомендации по созданию новых и дальнейшему совершенствованию существующих СРЧМ на всех уровнях иерархического построения от СРК до системы в целом.

Список литературы: 1. *Калюжный Н.М., Попов А.М., Ковшарь В.А.* Методика оценивания эффективности функционирования системы мониторинга общих пользователей радиочастотного ресурса на основе пространственно-частотно-временного подхода. Ч. 1 // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 172. – С. 160-169. 2. *Калюжный Н.М., Николаев И.М., Галкин С.А.* Методология оценивания эффективности функционирования национальных систем радиочастотного мониторинга / 9-й Международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии // Труды симпозиума. – Санкт-Петербург, 2011. – С. 164-167. 3. *Калюжный Н.М., Николаев И.М., Попов А.М., Ковшарь В.А., Задонский А.И., Благодарный В.Г.* Методика и результаты оценки пространственно-частотно-временных показателей эффективности функционирования системы радиочастотного мониторинга / 4-й Междунар. радиоэлектронный форум "Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития" МРФ-2011. Сб. науч. тр. : материалы форума в 3-х т. Том I. Конференция "Интегрированные информационные радиоэлектронные системы и технологии". Ч. 2. – Харьков : АНПРЭ, ХНУРЭ, 2011. – С. 213-218. 4. *Слободянюк П.В., Благодарный В.Г.* Радиомониторинг: вчера, сегодня, завтра / Под общ. ред. П.В. Слободянюка. – Прилуки : ООО «Издательство «Аір-Поліграф», 2010. – 296 с. 5. *Справочник по радиоконтролю.* – Женева : МСЭ, 2002. 6. *Положення про радіочастотний моніторинг у смугах радіочастот загального користування, затверджене рішенням НКРЗ від 16.07.2009 № 1599, зареєстровано у Міністерстві юстиції України 07.08.2009 за № 741/16757.* 7. *Порядок виконання робіт з виявлення та усунення дії джерел радіозавад у смугах радіочастот загального користування, затверджене наказом УДЦР від 28.01.2008 № 15.* 8. *Рекомендация ITU-R SM. 1050-2 Tasks of a monitoring service.* 9. *Рекомендация ITU-R SM. 1392-1 Essential requirement for a spectrum monitoring station for developing countries.* 10. *Рекомендация ITU-R SM.1046-2* Определение использования радиочастотного спектра и эффективность радиосистемы.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 12.02.2013

ЦИФРОВАЯ МЕТЕОРНАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ. ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛИ

Введение

В предыдущей статье [1] рассмотрена существующая в НУЦ РТ метеорная система передачи информации (МСПИ). Дальнейшей задачей является совершенствование системы, придание ей современного духа и новых функций.

В качестве одного из примера «идеалов», к которому можно стремиться, возьмём подобную систему [2]. В указанной статье описана полученная система пакетного радиосообщения, со всеми особенностями, присущими компьютерным сетям.

МСПИ

Структурная схема МСПИ приведена на рис. 1.

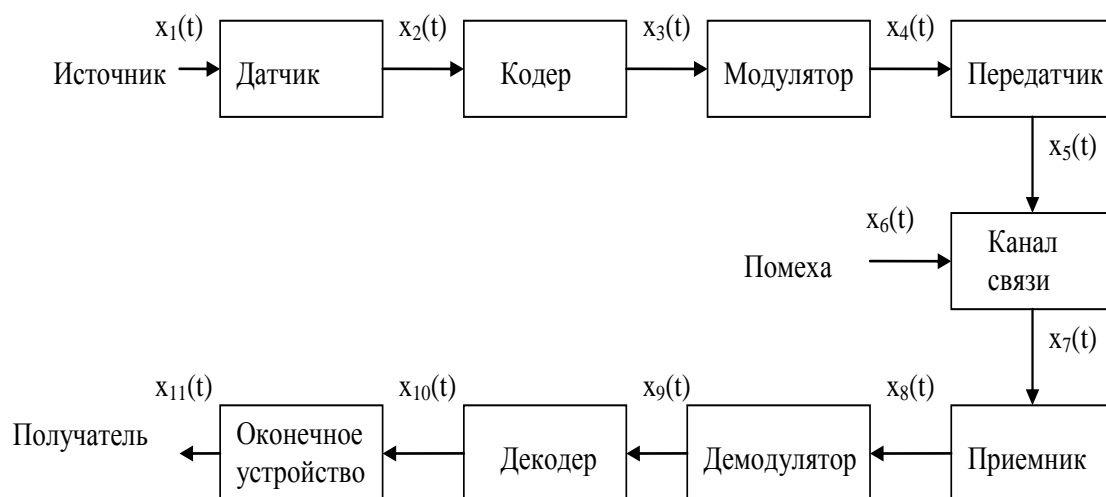


Рис. 1. Структурная схема МСПИ

Структурная схема не содержит ничего нового, данная статья посвящена только анализу МСПИ в том виде, как она создана в Харьковском национальном университете радиоэлектроники (ХНУРЭ) на кафедре ОРТ и описана в литературе [3]. Краткие характеристики системы [3]:

- | | |
|--------------------------------|------------------------------|
| – мощность передатчика | 0,3 кВт; |
| – рабочая частота | 40,6 МГц; |
| – вид модуляции | прямая частотная телеграфия; |
| – девиация частоты | 100 – 150 Гц; |
| – помехоустойчивое кодирование | отсутствует. |

Обновленная ЦСПИ

Структурная схема ЦСПИ, рассматриваемая в работе, приведена на рис. 2.

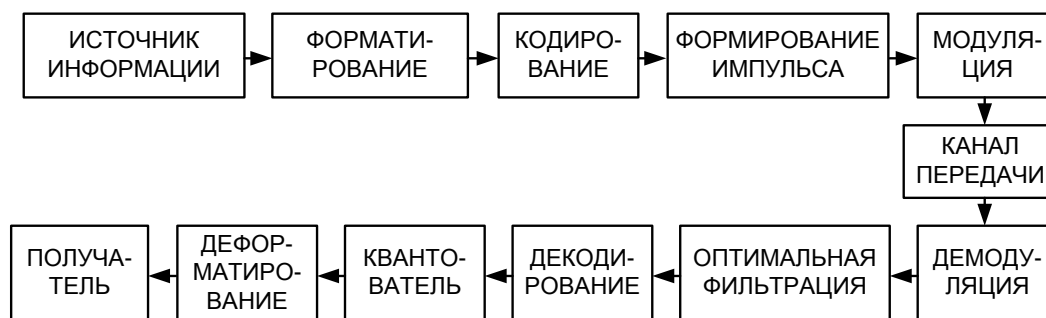


Рис. 2. Структурная схема исследуемой цифровой системы передачи информации

Согласно структурной схеме выходной сигнал блока «источник информации» представляет собой поток битов. Формирователь преобразует битовый поток в последовательность символов. Число битов на один символ может задаваться исследователем, в работе использовались значения 2, 4, 8 или 16 *bit* на символ. Необходимо отметить, что некоторые методы модуляций могут работать не с любым значением бит на символ [3 – 5]. Этап кодирования (и, соответственно, декодирования) является существенным и необходимым, но его рассмотрение выходит за рамки этой статьи. Информационным (модулирующим) сигналом является последовательность прямоугольных импульсов. Амплитуда импульсов может быть разной, в зависимости от количества бит в символе. При непосредственном использовании сигналов прямоугольной формы для модуляции возрастает уровень межсимвольных искажений (МСИ) и возникают проблемы с правильным выбором момента принятия решения в квантователе. Поэтому предварительным этапом, перед модуляцией, производится обработка информационного сигнала с помощью оконной функции. Выбор оконной функции для данной задачи рассматривается в работах [3, 5]. На рис. 1 эта операция обозначена как формирование импульса. В приемной части системы в качестве обратной операции производится оптимальная фильтрация сигнала по известной форме импульсной характеристики фильтра [3, 5]. Частота несущего колебания для всех методов модуляции фиксирована. В работе в качестве модели канала использовалась линейная модель без переотражений (только прямой канал) в условиях действия аддитивного Гауссова белого шума (АБГШ). После демодуляции и декодирования расположена точка мягкого решения [3–5]. После этой точки квантователь формирует из демодулированного и декодированного сигнала последовательность символов, эту точку называют точкой жесткого решения [3–5]. Разность сигналов между входом и выходом квантователя считаем шумом квантователя, если он сработал без ошибок.

При рассмотрении системы считается, что в точке приема частота и начальная фаза несущего колебания известна с нулевой погрешностью, а также что символьная синхронизация осуществляется идеально.

Этапы модуляции и демодуляции рассмотрены в [6], а формирование импульса и оптимальная фильтрация – в [7]. Частота несущего колебания для всех методов модуляции фиксирована. В работе в качестве модели канала использовалась линейная модель с аддитивным Гауссовым белым шумом (АБГШ) при наличии только одного пути. Влияние переотражений и методы смягчения эффекта от них рассмотрены в статье [8]. После демодуляции и декодирования квантователь формирует из демодулированного и декодированного сигнала последовательность символов [3 – 5]. Разность сигналов между входом и выходом квантователя считаем шумом квантователя, если он сработал без ошибок.

Рассматривается идеальная система, не требующая синхронизации частоты и начальной фазы несущего колебания, а также посимвольной и покадровой синхронизации.

Алгоритм моделирования системы ЦСПИ для получения зависимости BER и дисперсии шума квантователя от соотношения сигнал/шум:

- передаче в ходе имитационного эксперимента подлжит текстовая строка;
- строка преобразуется в последовательность бит;

– последовательность бит форматируется в соответствии с выбранной длиной алфавита $M, \{2,4,6,8\}$

– с помощью заданной оконной функции формируется сигнал длительностью T секунд, соответствующий каждому символу. Использовались оконные функции прямоугольной формы, Хэмминга и корень из приподнятого косинуса [3];

– выполняется помехоустойчивое кодирование по выбранному методу;

– применяется модуляция;

– добавляется АГБШ с заданной дисперсией шума;

– применяется демодуляция;

– осуществляется оптимальная фильтрация. Импульсная характеристика считается заданной и определяется по пункту "формирование";

– выполняется квантование;

– выполняется декодирование;

– определяется принятая текстовая строка, дисперсия шума квантователя и число битовых ошибок.

При выполнении алгоритма для набора значений дисперсии шума получаем требуемые зависимости. Такой подход позволяет гибко менять множество параметров системы ЦСПИ.

Модуляция

Разновидности амплитудной манипуляции.

В связи с тем, что ЦСПИ планируется использовать в условиях метеорного канала, в котором АЧХ существенно нестабилен, эти виды модуляции не являются лучшим выбором. Рассматриваются здесь как наиболее простые, описанные в литературе [3 – 5], т. е. как стартовый.

Для получения модулированного сигнала $s(t)$ в случае БАМ информационный сигнал $s_m(t)$ умножается на несущее колебание. Для классической АМ модуляцию можно осуществить так же, но на входе необходимо сформировать сумму $(1 + M_{AM} \cdot s_m(t))$. Демодуляция происходит немного сложнее. После умножения принятого сигнала $s(t)$ на опорное колебание необходимо, используя ФНЧ, избавиться от второй гармоники. Для БАМ этого достаточно. Если используется классическая АМ, для правильной работы квантователя необходимо удалить постоянную составляющую. В случае синхронности и синфазности по несущему колебанию результат прекрасный. В противном случае, выходной сигнал будет зависеть от разности фаз несущих колебаний в модуляторе и демодуляторе соответственно.

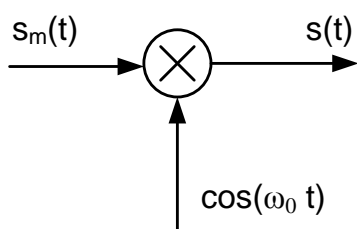


Рис. 3. Модулятор АМ

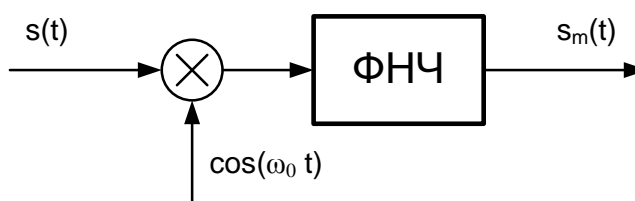


Рис. 4. Демодулятор АМ

Если использовать схемы с двумя квадратурными каналами, то влияние неизвестной начальной фазы можно полностью исключить. БАМ используют, если канал действительно линейный с не слишком большим затуханием. Для метеорного канала данный метод модуляции неприемлем.

Угловая модуляция.

Как известно [3, 5], когерентный прием позволяет несколько улучшить характеристики системы в целом, но требует знания фазы, что приводит к существенному усложнению системы. Поэтому постараемся использовать некогерентный прием и квадратурные каналы. Когерентный прием сложен и в данной работе не рассматривается. Некогерентный прием на базе схемы с квадратурными каналами приводит к тому, что к демодулированному сигналу добавляется линейная составляющая пропорциональная частотной расстройке плюс случайная начальная фаза. При этом начинает проявляться второй эффект, который заключается в периодичности арктангенса, что из-за неоднозначности может привести к аномальным ошибкам.

Особенность работы цифровой системы заключается в том, что информационный сигнал кусочно-линейный и может принимать только одно из заданного числа значений. Это упрощает прием и позволяет эффективно использовать в дальнейшем декодирование. Для угловых методов модуляции амплитуда колебания должна быть постоянна, что облегчает работу АРУ в условиях изменения амплитуды принимаемого сигнала. При использовании частотных методов модуляции даже при прямоугольном окне формирующего фильтра не происходит скачков значения сигнала, если фазу формировать методом интегрирования значений частоты. При использовании фазовых методов скачки значений сигнала можно получить, чего следует тщательно избегать [3, 5].

Частотная манипуляция.

В цифровой реализации разновидности угловой модуляции заиграли по-новому [3, 6]. Схемы модуляторов для ЧМ и ФМ почти одинаковы и приведены на рис 4(ФМ) и 6 (ЧМ). В схемах демодуляторов, см. рис. 5 и 7, как и при АМ, частота и фаза опорного сигнала считается точно известной. Но даже если это и не так, при использовании квадратурного канала на выходе будем иметь правильную частоту или фазу [8] и плюс две фазовых добавки – из-за несинхронности и из-за несинфазности.

ЧМ сигналы имеют большое распространение из-за простоты исполнения и нечувствительности к неизвестной начальной фазе. В ходе моделирования для ЧМ использовались все значения длины алфавита M – от 2 до 16. Увеличение M повышает скорость кодирования, но и приводит к расширению спектра. В этом смысле наиболее экономным является минимальная частотная модуляция (МЧМ).

Для ЧМ [5], после взятия производной от выходного сигнала, см. рис. 5 (ФМ), частотное рассогласование повлияет лишь на постоянную составляющую демодулированного сигнала. Она может быть устранена в ходе работы квантователя. От нежелательной периодичности арктангенса можно избавиться, аппаратно реализовав производную от него, см. рис. 8. Деление в этой схеме на квадрат амплитудной огибающей приводит к устранению влияния паразитной амплитудной модуляции [5]. К недостаткам данного метода модуляции следует отнести расширение полосы частот при увеличении длины алфавита.

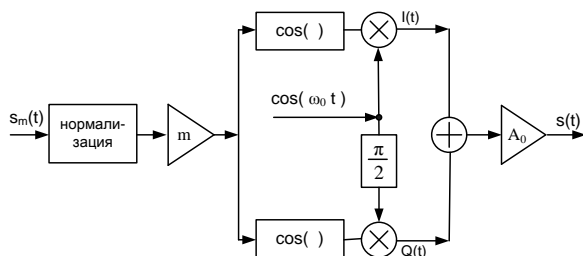


Рис. 5. Модулятор ФМ

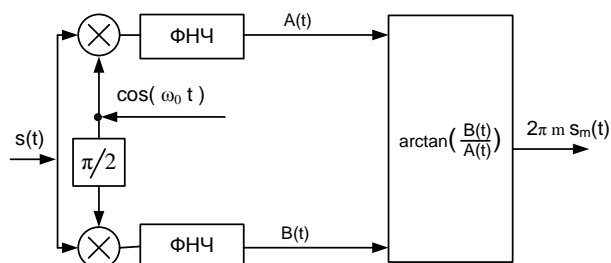


Рис. 6. Демодулятор ФМ

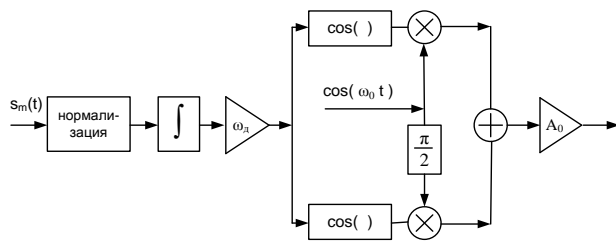


Рис. 7. Модулятор ЧМ

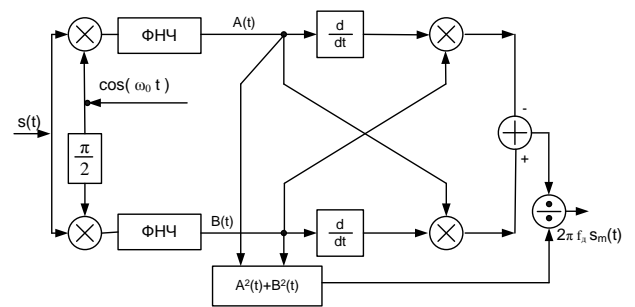


Рис. 8. Демодулятор ЧМ

Фазовая манипуляция.

Как видно из структурных схем всех угловых методов модуляции, см. рис. 5 – 10, все они основаны на универсальном квадратурном модуляторе. Отличия между ними обусловлены спецификой конкретного вида модуляции. Для ФМ схемы получаются наиболее общими. К недостаткам относят большое влияние несинхронности и несинфазности, из-за которого иногда прием ФМ осуществляется по схеме ЧМ – преобразование в ФМ. К несомненным достоинствам относят меньшее расширение спектра, чем в ЧМ [5, 6].

Квадратурная манипуляция.

Особенностью КАМ является возможность уменьшить при передаче символьную скорость в 2 раза за счет ортогональной передачи двух каналов в одной полосе (на рис. 9 и 10 – $I(t)$ и $Q(t)$) [3, 5]. При хорошем соотношении сигнал/помеха метод особенно выгоден, включает достоинства и недостатки ФМ [3, 5].

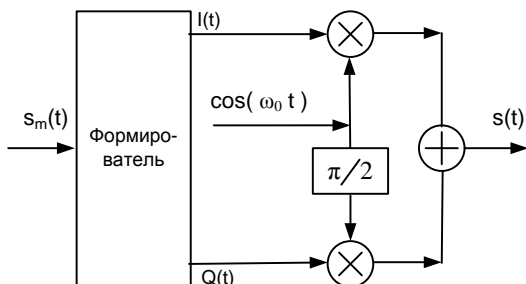


Рис. 9. Модулятор КАМ

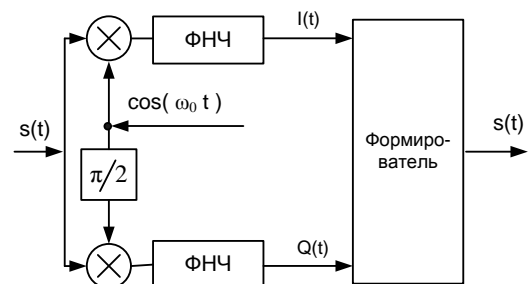


Рис. 10. Демодулятор КАМ

Результатом работы является подробное описание алгоритмов модуляции и демодуляции с целью их дальнейшего использования для реализации в ПЛИС. Особенностью такой реализации будет невозможность или затруднительность использования стандартных функций, например, $\arctan(x)$, но позволит использовать несколько вычислительных ядер.

Было проведено моделирование части системы, изображенной на рис. 2, обладающей высокой сложностью и большим количеством параметров. Результаты моделирования приведены на рис. 11. Данные зависимости получены в предположении о линейности канала передачи, постоянства его коэффициента передачи и неизменности его во времени, что ни в коем случае не соответствует действительности, но зато позволяет выбрать метод модуляции. Модель помехи, использованная в канале, – АБГШ. Результаты демонстрируют хорошее соответствие с классическими работами [5]. Лучшие характеристики показывает ФМ. Для примера приведен график, показывающий преимущества модуляции с непрерывной

фазой. К сожалению, за рамками работы остались существенные ограничения системы – ограниченность передаваемой средней мощности и полосы пропускания.

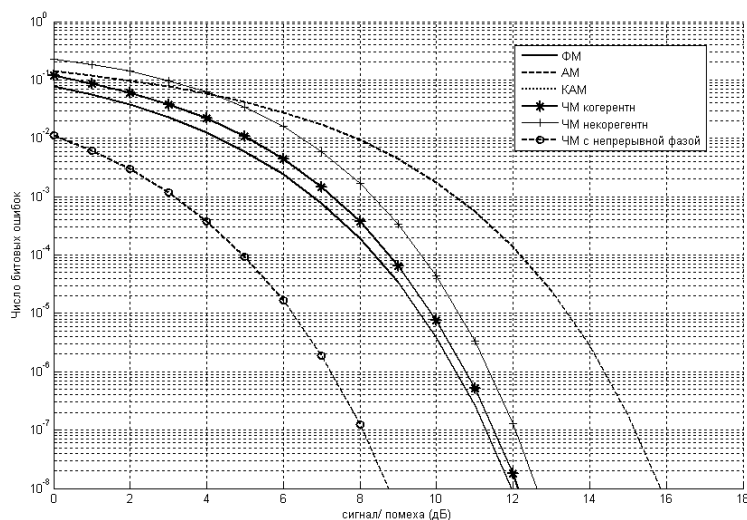


Рис. 11. Зависимости BER для разных методов модуляций. Везде $M = 4$

Кодирование

Используемые методы кодирования.

Авторы [9] считают "наиболее перспективными с точки зрения практического использования, максимального приближения к пропускной способности Шеннона в различных каналах и простоты реализации ... каскадные коды с внутренним сверточным кодом с декодированием по алгоритму Витерби и внешним кодом Рида – Соломона, сверточные и блочные турбокоды и низкоплотные коды".

Бит четности. Данный кодер выполняет сумму бит сигнала по модулю 2. При декодировании выполняется аналогичная операция и проверяется совпадение или отличие принятого и рассчитанного в точке приема бита четности. Позволяет обнаруживать (не исправлять) только одиночные ошибки. Используется как часть блочного кода либо в очень коротких кодах ($k = 5 \dots 8$). Не может быть использован для алфавитов с длиной M не равной 2. Рассматриваются здесь как наиболее простой, не требующий существенных программных или аппаратных затрат, т. е., как стартовый [5, 10].

Код Хэмминга известен с 1950 года. Данный код относится к блочным линейным кодам и может быть двоичным и недвоичным. Линейный код обозначается как $(n, k, d_{\min}) = (2^m - 1, 2^m - 1 - m, d_{\min})$, где n – длина кода, k – число информационных символов, m – целое положительное число и d_{\min} – минимальное расстояние кода. Код задается порождающей матрицей \mathbf{G} или порождающим полиномом $g(p)$.

Для невысоких значений n при операциях с кодом обычно используют порождающую матрицу. Тогда процедура кодирования сводится к вычислению $\mathbf{v} = \mathbf{u} \cdot \mathbf{G}$, где \mathbf{u} – информация на входе кодера, k бит, \mathbf{v} – информация на выходе кодера, n бит, \mathbf{G} – порождающая матрица размером $n \times k$. Для декодирования используют проверочную матрицу \mathbf{H} , определяемую из соотношения $\mathbf{G} \times \mathbf{H}^T = \mathbf{0}$.

Процедура декодирования содержит такие этапы:

- пусть принятая комбинация \mathbf{r} содержит ошибку: $\mathbf{r} = \mathbf{v} + \mathbf{e}$, где \mathbf{e} – вектор ошибки;
- определяется синдром $\mathbf{s} = \mathbf{r} \times \mathbf{H}$;
- если синдром не равен нулю, то произошла ошибка при передаче. По синдрому определяется вектор ошибки \mathbf{e} . Для кода Хэмминга в система-

тическом виде позиция единичного бита равна номеру бита, в котором произошла ошибка. Но в общем случае поиск вектора ошибки по синдрому – непростая задача; г) если исправляющей мощности кода достаточно, то переданная комбинация \mathbf{u} может быть исправлена: $\mathbf{u} = \mathbf{r} + \mathbf{e}$. [5, 10]

Код Голея.

Совершенный двоичный код (23, 12, 7) с $t = 3$. Поскольку он относится к линейным и двоичным, процедура кодирования и декодирования аналогична коду Хэмминга. Образующий полином $g(p) = p^{11} + p^{10} + p^6 + p^5 + p^4 + p^2 + 1$. Считается, что для кодирования и декодирования удобнее пользоваться матрицами, а вектор ошибки определять по синдрому с помощью заранее заготовленной таблицы [4, 5, 10]. Если к коду Голея добавить проверку на четность, то получится расширенный код Голея. Он является самодуальным, т.е. для него проверочная и порождающая матрицы равны.

Код Боуза – Чоудхури – Хоквингема (БЧХ) – это двоичный код, задаваемый корнями порождающего многочлена. Так как данный код относится к циклическим, для имеющегося образующего полинома $g(p)$ кодированный полином $\mathbf{v}(\mathbf{p})$ получают из информационного полинома $\mathbf{u}(\mathbf{p})$: $\mathbf{v}(\mathbf{p}) = \mathbf{u}(\mathbf{p}) \cdot \mathbf{g}(\mathbf{p})$. Декодирование БЧХ кода можно производить как для циклического кода, к которому он и относится. Но для кодов большой длины есть существенно более эффективные алгоритмы [4, 5, 10]: алгоритм Берлекампа – Мессе (БМА), алгоритм Эвклида (ЕА), прямое решение (алгоритм Питерсона).

Процедура декодирования содержит такие этапы [4, 5, 10]: а) вычислить синдром; б) определить полином локаторов ошибок (ЕА, БМА); в) определить позиции ошибок (поиск Ченя); г) определить значения ошибок (алгоритм Форни); сложить с принятым кодом.

В книге [5] приводится оценка вероятности ошибки данного кода при передаче двоичных сигналов в канале с АБГШ, полученные методом Монте – Карло. Для расширенных БЧХ длиной 16 в зависимости от $d_{\min} = 2..4..6..8..16$ для $BER = 10^{-6}$ требуемое E/N_0 равно: -1 2.3 3.6 5.5 8.5 дБ.

Код Рида-Соломона (РС) – недвоичный, полиномиальный, является подмножеством БЧХ. Хорошо подходит для совместного использования со сложными схемами модуляции (ОФМ-4, ОФМ-16, КАМ-4, КАМ-16, КАМ-64). Кодирование можно производить кодером, осуществляющим деление на порождающий полином. Остаток от деления – результат кодирования. Или с помощью подстановки в информационный полином примитивного элемента поля Галуа. В этом случае можно не использовать порождающий полином.

Декодирование проводится аналогично БЧХ. Сравнительно недавно для декодирования появился и используется алгоритм Мадху Судана [10]. Поскольку код недвоичный, он позволяет исправлять не бит, а символ целиком. В случае большой величины d_{\min} возможно восстановление стертых символов. Фактически данный код, наряду с БЧХ, является стандартным во многих областях передачи и хранения цифровой информации.

Для оценки помехоустойчивости кода (n, k, d) над полем $GF(q)$ можно использовать оценку сверху вероятности ошибки на бит P_b [5]:

$$P_b \leq \frac{2^{m-1}}{2^m - 1} \sum_{i=t_d+1}^n \frac{i+t_d}{n} \binom{n}{i} P_s' (1 - P_s)^{n-1},$$

где вероятность ошибки на символ на входе декодера $P_s = 1 - (1 - p)^m$ и p – вероятность ошибки на символ на входе декодера.

Сверточные коды. Особенность сверточных кодов заключается в том, что в них последовательность символов не разделяется на информационные и проверочные, которые распо-

лагаются в потоке информационных. Поскольку добавляются проверочные символы, скорость кода, как обычно, меньше единицы. Сверточный кодер является автоматом с памятью, имеющий один вход и не менее двух выходов. Сверточный код описывается структурой кодера в восьмиричном виде, таблицей, диаграммой состояний или порождающими полиномами. Развернутая во времени диаграмма состояний кодера образует решетчатую диаграмму. Структуры могут содержать обратные связи.

Декодирование сверточного кода может быть последовательного поиска, метода максимального правдоподобия (или логарифма максимального правдоподобия) и алгоритм Витерби. Последний достаточно популярен в реализации в схеме с мягким выходом, т.е. когда квантование происходит после декодирования. Причина этого еще и в том, что, по сравнению с жестким выходом преимущество составляет приблизительно 2 дБ. Сверточные коды плохо справляются с блоками ошибок, что является их недостатком [4, 5, 10].

Комбинации кодов в настоящее время бурно развивающаяся область.

К простейшим комбинациям можно отнести код с двойной проверкой на четность. Строится логическая таблица, в которой проверка на четность осуществляется как по строкам, так и по столбцам.

Для борьбы с группами ошибок простые коды успешно используются совместно с блоковым или сверточным перемежителем (interleaver), который переставляет рядом стоящие биты на большие расстояния.

Наиболее популярной комбинацией является внешний код Рида – Соломона с жестким декодированием и внутренний сверточный код с мягким решением. Результат, близкий к границе Шеннона, демонстрирует идея использования обобщенных каскадных кодов и турбо-кодов [9, 10].

Моделирование подсистемы кодирования ЦСПИ. Для получения характеристик использовался эксперимент по следующей схеме.

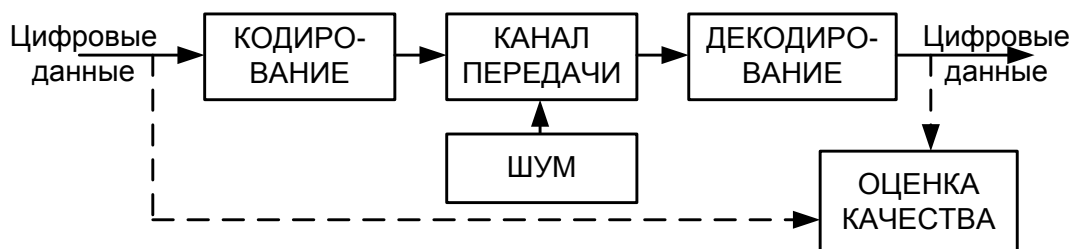


Рис.12. Структурная схема компьютерного моделирования методов кодирования

Были промоделированы методы кодирования: ОФМ2 без кодирования, код Голя (23, 12, 7), код БЧХ (16, 6, 7) и (32, 17, 8), код Рида – Соломона ($N = 31, t = 2...4$), сверточный код ($g_0 = 33, g_1 = 31, M = 8$), Рида – Соломона + сверточный код.

Было проведено моделирование части системы, изображенной на рис. 2, обладающей высокой сложностью и большим количеством параметров. Результаты моделирования приведены на рис. 13. При выполнении моделирования использовались идеи алгоритмов и частично программы, приведенные в [4, 10]. Модель использованного канала – линейный канал с постоянным затуханием без переотражений. Модель помехи, использованная в канале, – АБГШ. Результаты демонстрируют хорошее соответствие классическим работам [5]. Ожидаемый результат – сложные коды демонстрируют качество, приближающееся к пределу Шеннона. Свои характеристики подтверждают коды РС и БЧХ.

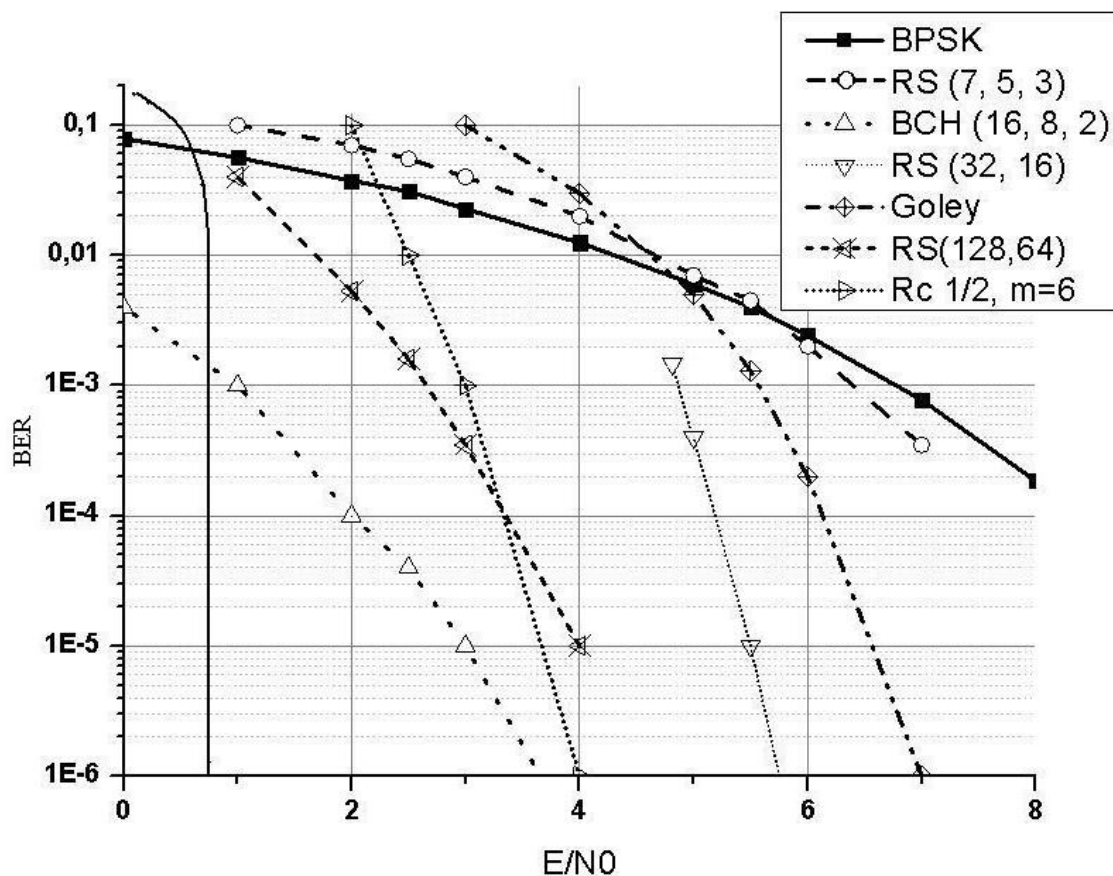


Рис. 13. Зависимости BER для разных методов кодирования

Адаптация

Структурная схема части ЦСПИ, рассматриваемая в работе, имеет вид, представленный на рис. 14 [3, 4]:

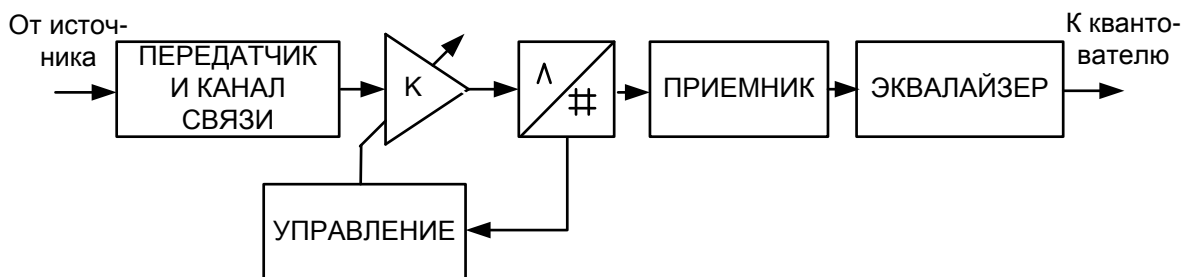


Рис.14. Структурная схема исследуемой цифровой системы передачи информации

В статье рассматривается работа приемной части ЦСПИ. Из рассмотрения исключены входные цепи приемника и аналоговый преобразователь частоты. Сигнал на входе усилителя относится к промежуточной частоте и подвергается дискретизации. Все операции по демодуляции и декодированию скрыты от рассмотрения в блок "приемник". Для борьбы с многолучевостью в канале применяется линейный эквалайзер.

Особенности метеорного канала передачи

Известно, что метеорный след рассеивает передаваемый сигнал большим числом ионов и электронов, из которых состоит [1]. Они переизлучают сигнал независимо. Для ненасыщенного следа считается, что волна проникает в след насквозь. Важно то, что сигнал в точке приема интегрально связан с отражением каждой заряженной частицы, причем с учетом частоты и фазы. Такой канал можно представить как многолучевой с большим числом лучей. Амплитуда сигнала на выходе такого канала обладает типичными участками – гладкого

быстрого роста и осцилляций на фоне затухания. Параметры (время нарастания, темп затухания период осцилляций) отличается большим разнообразием.

Автоматическая регулировка усиления

Перед АЦП используется усилитель с автоматической регулировкой усиления (АРУ) [3]. В данной цифровой системе цель АРУ – максимально использовать динамический диапазон АЦП (т.е., "растянуть" сигнал по амплитуде почти до предела АЦП) в условиях переменного коэффициента передачи канала. Цель элемента управления, см. рис.14, – установить параметр K (коэффициент усиления) так, чтобы

$$K^2 \cdot \overline{(r^2(t))} \Big|_{t=kT} \approx \overline{s^2(iT)} = \overline{s^2[iT]},$$

где $r(t)$ – сигнал на входе усилителя, $s[iT]$ – сигнал на выходе АЦП, \bar{x} – среднее, вычисленное за N отсчетов. Процедура адаптации может быть разной [3], например,

$$K_{i+1} = K_i - \mu \cdot \left\{ (s[iT] - S)^2 \cdot \frac{s^2[iT]}{a} \right\},$$

где μ – параметр, играющий ключевую роль.

Остаточная ошибка и ее снижение с помощью эквалайзера

Если отсутствуют шумы и многолучевости или канал линейный и неискажающий, то импульсную характеристику канала (см., например, [3]), можно рассматривать как $h(t) = K_0 \cdot \delta(t - \Delta)$, где K_0 – затухание в канале и Δ – время распространения сигнала в канале, скорее всего, неизвестное.

Если же имеются несколько (N) путей распространения сигнала, то в рамках линейной модели канала импульсная характеристика примет вид

$$h(t) = K_1 \cdot \delta(t - \Delta_1) + K_2 \cdot \delta(t - \Delta_2) + \dots + K_N \cdot \delta(t - \Delta_N)$$

Для цифрового сигнала $y[kT]$ на входе приемника, с учетом шума, получим

$$y[kT] = K_0 \cdot u[kT] + K_1 \cdot u[(k-1)T] + \dots + K_N \cdot u[(k-N)T] + \eta[kT],$$

где $u[kT]$ – входной сигнал, $\eta[kT]$ – шум.

Цель разработки эквалайзера – создать такой цифровой фильтр для сигнала $y[kT]$, чтобы на выходе фильтра была только одна компонента. При использовании дополнительной дискретизации $T_s = T/L$ можно работать с шагом, меньшим длительности символа T . Это позволяет добиться лучшего качества, но потребует меньшего шага. При этом можно рассмотреть разные подходы [3]:

а) линейный эквалайзер, основанный на методе наименьших квадратов с обучением.

Для работы данного варианта эквалайзера необходимо знать переданный сигнал в точке приема. Другими словами, в работе приемника необходимо предусмотреть периодическую настройку по обучающему сигналу. Если это так, то для решения задачи составляется матричное уравнение для определения ошибки на выходе эквалайзера, неизвестными параметрами которого являются коэффициенты КИХ фильтра (эквалайзера) и величины задержек Δ_j . Для пробного значения величины искомой задержки в данном методе задача решается методом наименьших квадратов. Недостатком метода является то, что задачу необходимо решать многократно для разных пробных значений задержек Δ_j .

Если усложнить составленное для решения матричное уравнение, подставив в матрицу все возможные задержки, то по минимуму значения ошибки можно выбрать величину задержки автоматически. Это удобно, но приводит к увеличению размерности решаемой задачи и к усложнению;

б) линейный эквалайзер, использующий адаптацию.

Матрица для определения ошибки строится аналогично предыдущему методу, но обращаться матрицу не нужно, необходимо, используя метод максимально быстрого спуска, оценивать конечную разность. В результате получим многошаговый алгоритм;

в) решение – ориентированный линейный эквалайзер.

При данном подходе не требуется тестовый (обучающий) сигнал. Это позволяет существенно улучшить характеристики системы в целом. Метод основан на определении разности между сигналами на входе и выходе решающего устройства. Это разность и считается ошибкой. С этим значением ошибки используется предыдущий метод;

г) линейный эквалайзер, по алгоритму Годарда.

В методе минимизируется дисперсия ошибки, определяемая как в предыдущем методе.

Метод, как правило, дает сходящийся ответ из худшего начального условия, чем первые два метода, но не так надежен, как они. Для конкретной задержки, (средне)квадратичная поверхность функции ошибок, убывающая вдоль градиента из алгоритма с обучением, унимодальна. Таким образом, независимо от того, где поиск инициализируется, он находит желаемый единственный минимум, связанный с нужной задержкой. Характеристическая функция дисперсий является мультимодальной.

Результатом работы является, во-первых, моделирование АРУ с простым цифровым управлением. Операция усреднения может быть эффективно реализована. Выбором параметра μ можно регулировать скорость адаптации или степень сглаживания. Для ЦСПИ и метеорного канала $\mu = 0.002 \dots 0.05$. Для снижения остаточной ошибки использован линейный эквалайзер, работающий с передискретизированным сигналом. Число возможных каналов эквалайзера в этом случае определяется параметром дискретизации L и длительностью метеорного следа (единицы, реже десятки секунд). Рассмотренные методы построения эквалайзера позволяют получить разумный компромисс между скоростью обработки и достигаемой погрешностью.

Выводы

В анализируемой системе информацию в неимпульсном аналоговом виде передавать, по-видимому, нет смысла из-за прерывистой природы канала. В качестве простых методов модуляции нельзя использовать амплитудную из-за отсутствия постоянства амплитуды коэффициента передачи канала. Но можно использовать частотную или фазовую.

Зная возможности (ресурсы) канала, можно увеличить скорость передачи информации, контролируя при этом качество переданной информации.

При передаче информации по телефону (протоколы V32 и более новые, см. [9]) эффективная длительность импульсов (битов) очень короткая при эффективной полосе частот канала, но аппаратура обеспечивает полный дуплекс со скоростью 28800 бит/с при $\Delta f = 3100$ Гц. Правда, для увеличения скорости аппаратура контролирует как модуляцию, так и качество канала, что существенно усложняет систему.

В современных технологиях мобильных телекоммуникаций, например IEEE 802.11x, абонентские станции могут регулировать мощность передатчика, вид и параметры модуляции, но станции работают в предположении о неизвестном канале передачи, чаще всего с глубокими замираниями и в условии большого количества различных помех [9].

Поэтому, для увеличения помехоустойчивости системы схема должна быть дополнена устройством кодирования/декодирования данных.

Во многих случаях спектр модулированного сигнала улучшается (с точки зрения работы канала и системы в целом), если передается симметричное во времени число нулей и единиц. Чтобы обеспечить такой режим, требуется обоснованно выбранный кодер, называемый отбеливателем, а к нему в пару – декодер, выполняющий обратную процедуру при приеме сигнала.

В специфических условиях метеорного канала в рассмотренной литературе [1, 2, 5] из методов модуляции рекомендуют к использованию ОФМ и не рекомендуют ЧМ и КАМ

с большим числом точек в созвездии. Для ЧМ – причина в дополнительном расширении спектра частот модулированного сигнала. Для метеорного канала, относительно аппаратуры описанной в [1], возможности расширения полосы частот есть, но они не так уж велики. Из методов кодирования можно использовать комбинацию РС и сверточного кодирования с чередованием. Использование турбокодирования приведет к усложнению декодера и увеличению времени обработки, но и качество при этом существенно возрастает. Использование АРУ и эквалайзера позволит повысить качество в условиях метеорного канала.

Список литературы: 1. *Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли* / Под ред. Б.Л.Кашеева, Е.Г.Прошкина, М.Ф.Лагутина. – Раздел № 7 : Радиометеорный канал передачи информации. – Харьков : Харьк.ун-т радиоэлектроники ; Бизнес Информ, 2002. – 426 с. 2. *Mahmud Haled, Mukumoto Kaiji, Fukuda Akira. Development of MBC system using software modem* // IECSE Trans. Commun. – 2000. – Vol E83-B, No. 6 June. 3. *Johnson, Jr. C. R. Software Receiver Design. Build Your Own Digital Communications. System in Five Easy Steps.* / Johnson, Jr. C. R., Sethares W. A., Klein A. G. – Cambridge : Cambridge University Press, 2011. – 465 p. 4. *Proakis John G. Contemporary Communication Systems using Matlab* / John G. Proakis, Masoud Salehi. – Boston : PWS Publ.Comp, 1997. – 427 p. 5. *Прокис Дж. Цифровая связь/ Дж Прокис.* – М. : Радио и связь, 2000. – 800 с. 6. *Воргуль А.В. Исследование цифровых методов модуляции для метеорных систем передачи информации* / А.В. Воргуль, Ю.Х. Сулейман // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2013. – 2/9 (62). – С.24-28. 7. *Сулейман Ю., Воргуль А. Модернизация метеорной системы передачи информации : "Актуальні задачі сучасних технологій"* : зб. тез доповідей міжн.наук.-техн. конф. 19–20 грудн. 2012р. – Тернопіль : Видавництво ТНТУ ім. Івана Пулюя, 2012. 8. *Воргуль А.В. Адаптация цифровой системы передачи информации к метеорному каналу* / А.В. Воргуль, Ю.Х. Сулейман // Вісник НТУ «ХП». 2013. – №1 (977). С 42-45. 9. *Вишневецкий В., Портной С.Шахнович И. Энциклопедия Wimax. Путь к 4G.* – М. : Техносфера, 2009. – 472 с. 10. *Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение.* – М. : Техносфера, 2005. – 320 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 11.03.2013

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ МЕХАНИЗМА АДАПТАЦИИ НА ОСНОВЕ МЕТРИКИ *PSNR* БЕСПРОВОДНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ *WiMAX* В МНОГОЛУЧЕВЫХ РАДИОКАНАЛАХ

Введение

Современные системы радиосвязи *OFDM* (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) предназначены для работы в частотно-селективных каналах с многолучевым распространением сигналов. При этом стандартные алгоритмы обработки сигналов предусматривают лишь равномерное распределение мощности и одинаковую схему модуляции и кодирования (МКС) на всех информационных поднесущих частотах [1, 2].

Известные алгоритмы адаптации к каналу для систем связи с ортогональными поднесущими можно условно разделить на две основные группы: первые максимизируют скорость передачи информации при заданной вероятности битовой (пакетной) ошибки на приемнике; вторые – минимизируют вероятность ошибок при фиксированной скорости передачи информации. Для некоторых ведомственных систем связи, ориентированных на передачу мультимедийной информации с заданными показателями *QoS* (*Quality of Service*), актуальным является разработка усовершенствованных методов и критериев адаптации.

В работе [1] был предложен метод адаптации к каналу связи системы *WiMAX*, основанный на определении и контроле качества передаваемой информации на основе критерия оценки *PSNR* (*Peak Signal to Noise Ratio*). Данные компьютерного моделирования показали эффективность предложенного метода при передаче мультимедийной информации, а также выявил ряд преимуществ по сравнению с таким традиционно используемым критерием качества, как *BER* (*Bit Error Rate*).

Ранее [1] была рассмотрена работа предложенного метода в канале с Гауссовским белым шумом (*AWGN*). Данная статья продолжает изучать проблематику, поднятую в [1] и описывает работу предложенного метода в многолучевых радиоканалах.

Цель работы - рассмотрение эффективности поддержания качества передачи мультимедийной информации с использованием критерия *PSNR* в многолучевых каналах распространения радиосигнала.

Основная часть

Современные системы связи, такие как *WiMAX* (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) и *Wi-Fi* (*Wireless Fidelity*), для достижения высокого уровня качества переданной информации используют системы оценки канала передачи данных, которые не принимают во внимание характер передаваемой информации.

Как было показано в [1] это может приводить к тому, что в зависимости от типа переданных данных (аудио, видео, текст, цифровая таблица, комбинированный тип и т.п.), при одинаковых условиях распространения в канале передачи, качество принятой информации может различаться в широких пределах. Одним из выходов из данного положения может быть работа системы передачи данных при таком уровне *BER*, на котором заведомо любая информация будет передана с высоким качеством. Такой подход определен развитием *WiMAX* где допустимый уровень *BER* равен 10^{-6} [2] по сравнению с 10^{-3} для *preWiMAX* систем [3]. Недостатком такого подхода является ситуация, обратная описанной выше – для некоторых типов данных, в частности текстовых, новый уровень *BER* будет явно завышен. Это приводит к тому, что для поддержания требуемого *BER*, данные передаются на меньшей скорости, чем оптимальная (работа с *QAM* модуляцией поднесущих с меньшим индексом).

Критерий *PSNR* зачастую используется для оценки качества изображений, сжатых кодеком с потерей. Сравнение производится между сжатым изображением и исходным. Нами

предложено использовать *PSNR* при оценке качества передачи данных. Передающая сторона (на примере *WiMAX*) вместе с полезной информацией также передает и служебную информацию, используя для этого специально выделенные частоты. В предложенном методе в поток служебных данных вводятся небольшие по размеру тестовые последовательности, того же типа (или даже расширения), что и передаваемые полезные данные пользователя. Приемная сторона, имея копию тестовой последовательности, может подсчитать уровень искажений при передаче. Так как полезная и тестовая последовательности передаются одновременно, то и уровень искажений будет у них общим. Таким образом, выясняется уровень качества переданной информации.

Расчет качества переданной информации с помощью метрики *PSNR* представляет ряд преимуществ по сравнению с используемым расчётом качества на основе *BER*:

- возможность выработки отдельных критериев оценки качества для различных видов информации (видео, аудио, текстовая последовательность);
- сравнительная простота внедрения и обработки (подсчета);
- данный метод учитывает тип передаваемых данных, в отличие от *BER* [1].

К недостаткам можно отнести:

- наличие копий тестовых последовательностей на приемной и передающей стороне – следовательно, наличие блоков памяти для хранения последовательностей;
- использование части служебного канала связи для передачи тестовых последовательностей;
- стандартизация метода – аппаратура различных производителей должна содержать одинаковые наборы тестовых последовательностей.

Последний недостаток вносит наибольшее влияние – трудно представить, что различные производители аппаратуры связи одновременно введут системы приема-передачи, имеющие единый набор тестовых последовательностей. Кроме того, даже ввод таких систем не позволит им оценивать качество передачи при помощи *PSNR*, работая с ранее введенными в эксплуатацию системами.

Данное ограничение приводит к выводу, что на данный момент, предложенный метод возможно реализовать лишь в отдельно взятых замкнутых системах связи. Под эту категорию попадают ведомственные системы и системы с ограниченным доступом.

Рассмотрим еще одну особенность современных ширококвещательных систем связи. При падении соотношения сигнал/шум до определенного уровня, считается что поддерживать высокое качество передачи больше невозможно и связь разрывается. Это уровень в 10 дБ для *Wi-Fi* [4] и $3,6$ дБ для *WiMAX* [5] соответственно. Но существует целый ряд приложений, где получение даже сильно искаженных данных является более приемлемым, чем полное отсутствие таковых. К таким приложениям можно отнести телемедицину, ведомственные системы связи МВД, данные военной разведки и связи. В таких системах недопустимы обрывы связи и существенные задержки при приеме информации. Следовательно, ширококвещательные протоколы работы при передаче мультимедийной информации для этих систем не подходят. Исходя из вышеизложенных рассуждений, можно сделать вывод о возможности применения предложенного метода для таких типов специальной связи.

В [1] рассматривалась работа системы в канале с аддитивным белым Гауссовским шумом (*AWGN*). В данной работе рассматривается возможность применения метрики *PSNR* для оценки качества передаваемой информации в многолучевых каналах распространения радиосигнала с замираниями (*fading channels*): в канале Релея и канале Райса.

Канал Релея (*Rayleigh fading channel*) – многолучевой канал с замираниями, статистически изменяемый во времени, функция плотности вероятности которой рассчитывается как [6]:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} * \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & (0 \leq r \leq \infty) \\ 0 & (r < 0) \end{cases} \quad (1)$$

где r – принимаемый случайный сигнал, σ – среднеквадратичное значение напряжения принятого сигнала до детектирования огибающей, σ^2 – усредненная по времени мощность принятого сигнала до детектирования огибающей.

Функция распределения вероятности такого канала имеет вид [6]:

$$P(R) = \int_0^R p(r) dr = 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2)$$

где R – искомая случайная величина.

Данный канал рассматривают в случае, если прием осуществляется только по отраженным сигналам. Согласно [7], экспериментальная работа, проводимая в Нью-Йорке, показала, что распространение сигнала в условиях плотной городской застройки очень близко к каналом Релея (*NLOS*).

Если в многолучевом канале связи кроме отраженных сигналов присутствует еще доминирующий сигнал, передаваемый в зоне прямой видимости (*LOS*). В такой ситуации, отраженные лучи накладываются на прямой. Если сигнал прямой видимости намного сильнее отраженных, то такой канал называется каналом Райса. Функция плотности вероятности в модели канала Райса рассчитывается как [6]:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} * \exp\left(-\frac{(r^2 + A^2)}{2\sigma^2}\right) * I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) & (A \geq 0, r \geq 0) \\ 0 & (r < 0) \end{cases} \quad (3)$$

где A – максимальная амплитуда доминирующего сигнала (сигнал прямой видимости), I_0 – это модифицированная функция Бесселя первого рода и нулевого порядка.

Распределение Райса зачастую описывают через параметр K (K -фактор), который определяется как соотношение между мощностью доминирующего сигнала и дисперсией мощности отраженных сигналов:

$$K = 10 \log\left(\frac{A^2}{2\sigma^2}\right), \quad \text{дБ} \quad (4)$$

Данный параметр обозначается как K -фактор. Если $A \rightarrow 0$, то $K \rightarrow -\infty$, это означает, что при ослаблении луча прямой видимости такой канал приближается к каналу Релея. Следовательно, при уменьшении доминантной компоненты распределение Райса стремится к распределению Релея. Согласно [8], [9] – с помощью модели канала Райса можно описать сельскую местность или территорию, окруженную невысокими пологими холмами.

Математическая модель построена в программном пакете *MATLAB*, в ее основе модель, описанная в работе [1]: в блок канала связи были добавлены блоки каналов с затуханием и блок фильтрации, призванный исправлять влияния отраженных лучей.

В модели канал связи имитировал наличие/отсутствие зоны прямой видимости и 3-х отраженных сигналов (лучей). Модель была верифицирована по результату определения зависимости *BER* от отношения сигнал/шум для различных видов модуляции *M-QAM*.

При сравнении оказалось, что полученные графики совпадают с результатами других авторов как качественно, так и количественно [10, 11, 12].

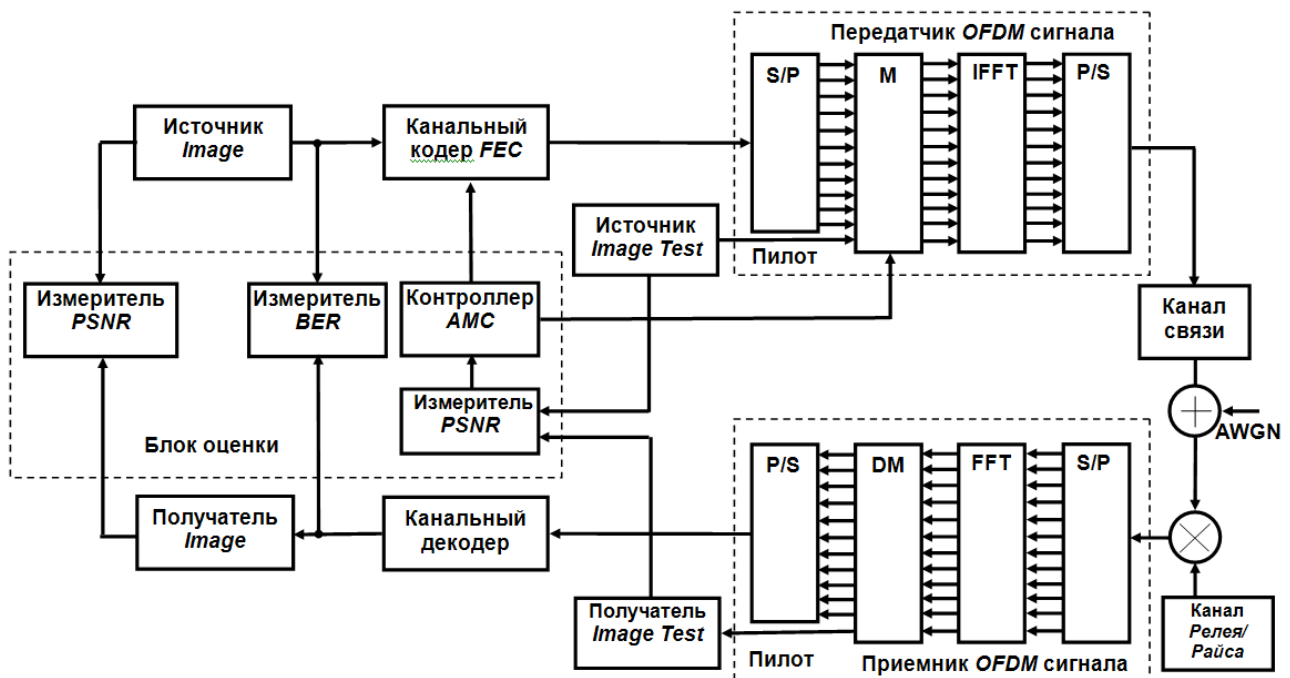


Рис. 1. Усовершенствованная структурная схема математической модели системы беспроводной связи WiMAX

Рассмотрим результаты моделирования в программном пакете *MATLAB* системы связи WiMAX для канала Релея (рис. 2 и 3).

На рис. 2 и 3 показаны графики зависимости *BER* и *PSNR* от отношения сигнал/шум *SNR* для разных видов многоуровневой модуляции поднесущих частот (*BPSK*, *QPSK*, *16-QAM* и *64-QAM*) и схемы кодирования (без кодирования, кодирование $2/3$, $3/4$ и $5/6$). На рис. 3 пунктирной прямой выделен уровень $PSNR=37$ дб, соответствующий высокому качеству передачи видеоинформации.

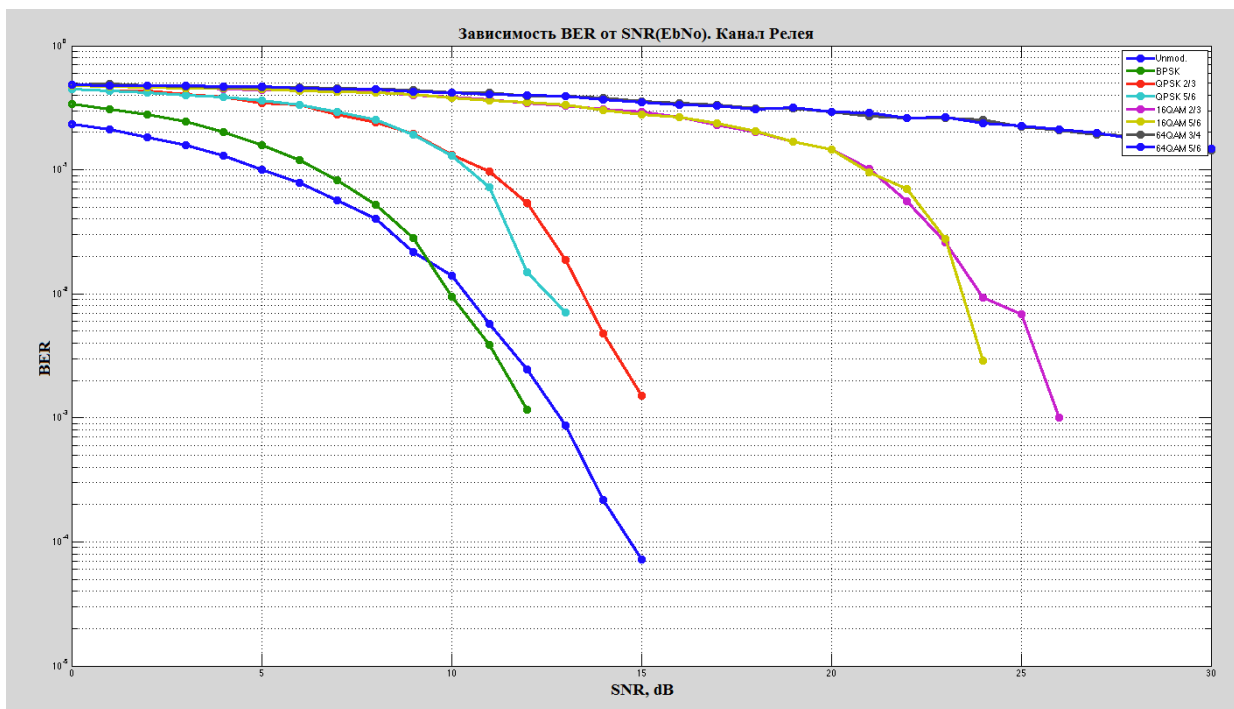


Рис. 2. Зависимость *BER* от соотношения сигнал/шум *SNR* в канале Релея при использовании различных типов модуляции *M-QAM*

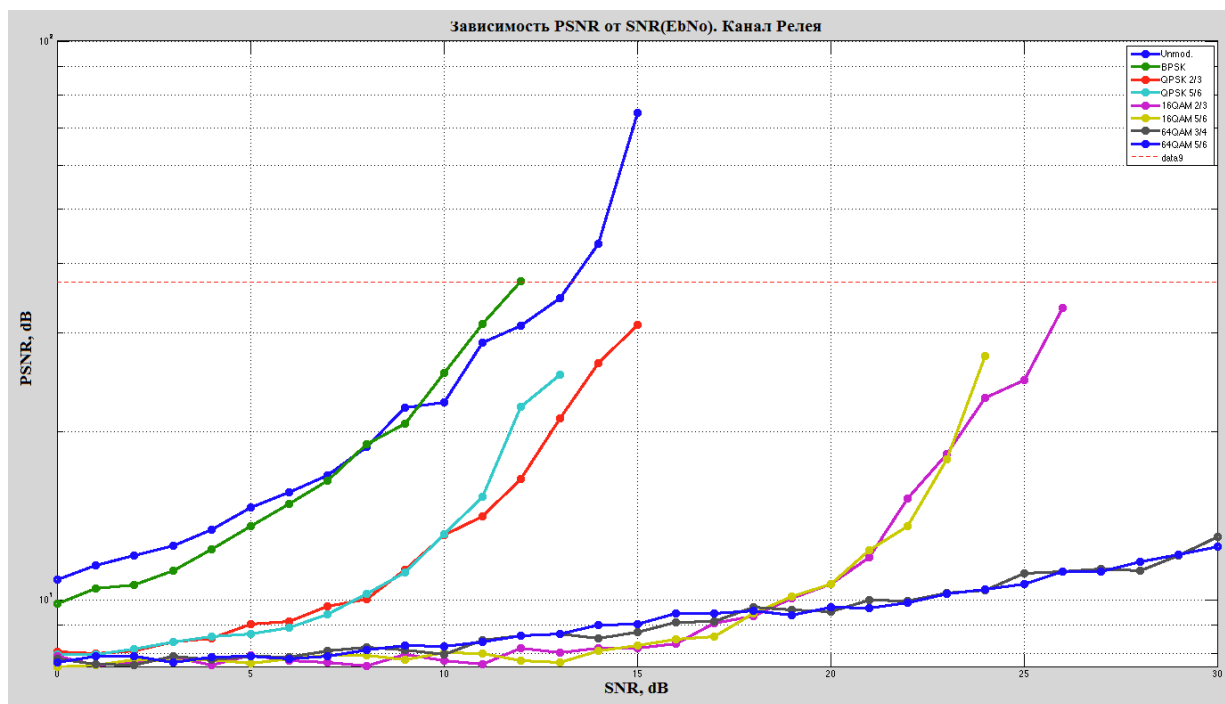


Рис. 3. Зависимость $PSNR$ от соотношения сигнал/шум SNR в канале Релея при использовании различных типов модуляции M - QAM

На рис. 4 и 5 показаны результаты моделирования для канала Райса со значением параметра $K = 1000$.

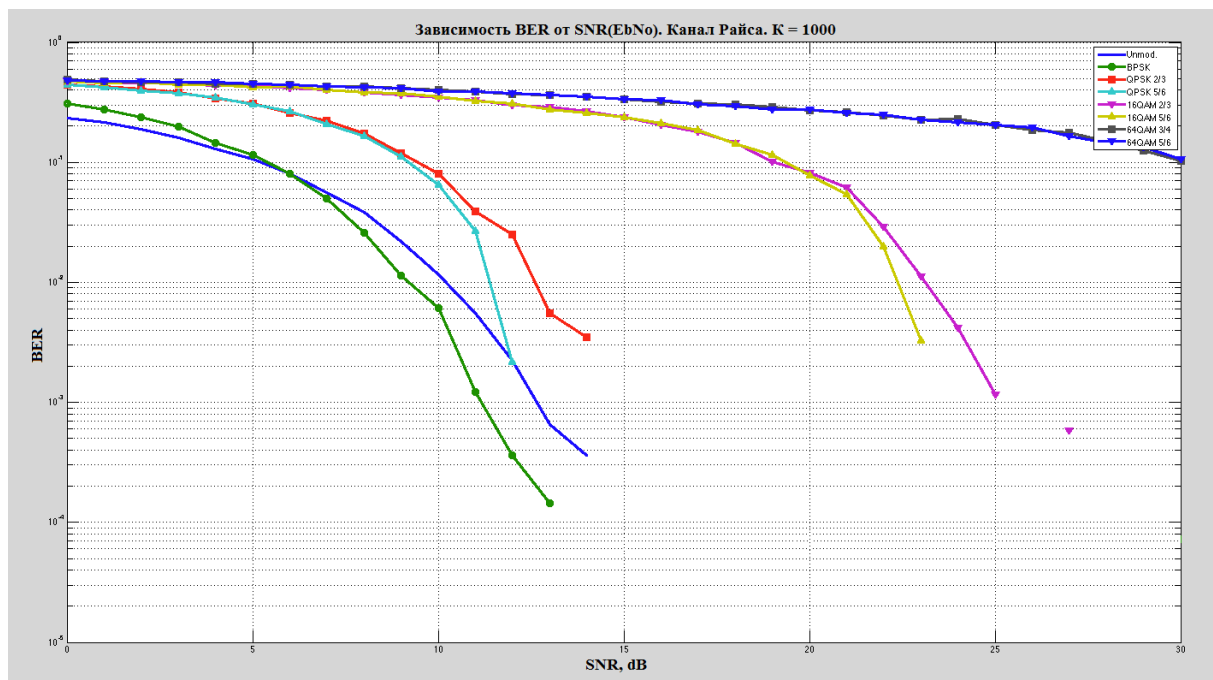


Рис. 4. Зависимость $PSNR$ от соотношения сигнал/шум SNR в канале Райса при использовании различных типов модуляции M - QAM . Параметр $K = 1000$

При сравнении полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Работа системы связи с использованием модуляции QAM -64 не дает хорошего приема. Использование модуляции QAM -16 возможно начиная с уровня соотношения сигнал/шум в 22 – 25 дБ. Следовательно, для успешного приема сигнала даже в сельской местности сле-

дует существенно ограничить скорость работы системы связи, примерно на 20% от максимальной (см. таблицу).

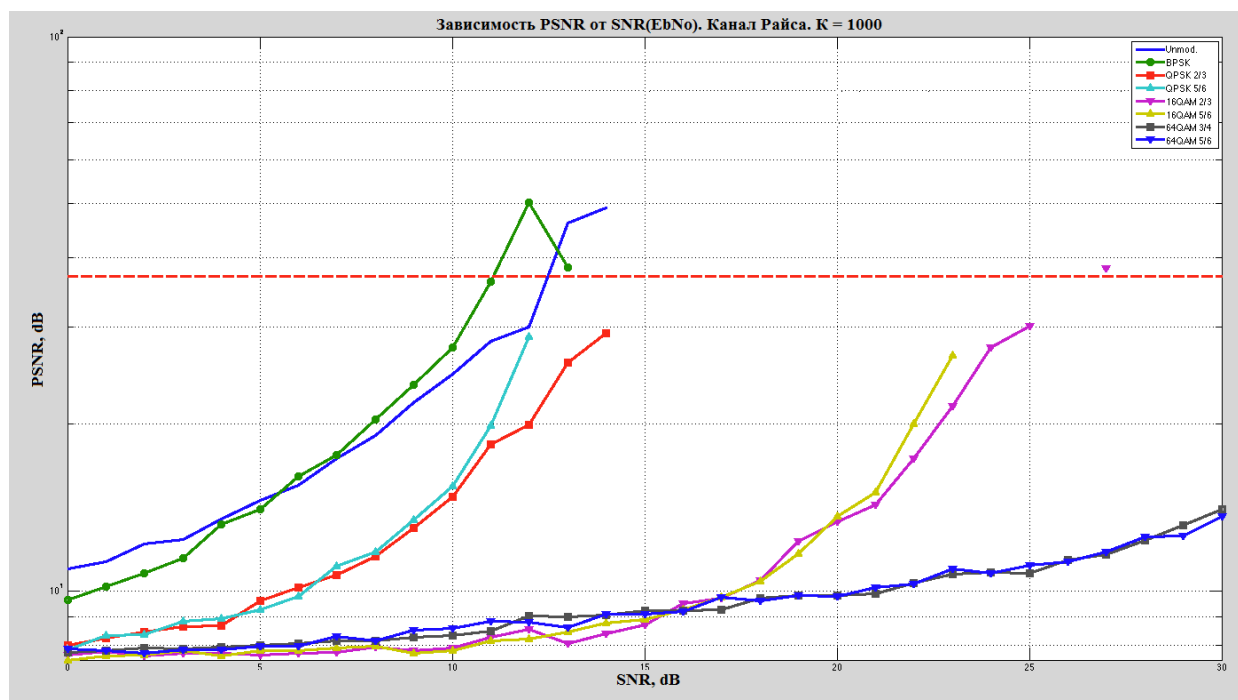


Рис. 5. Зависимость BER от соотношения сигнал/шум SNR в канале Райса при использовании различных типов модуляции M -QAM. Параметр $K = 1000$

2. При сравнении результатов моделирования каналов Релея и Райса заметны некоторое улучшение приема сигнала в канале Райса по сравнению с каналом Релея – сказывается наличие зоны прямой видимости между приемником и передатчиком.

3. Как и было указано в [3], при SNR в 4 дБ качество переданной информации при наиболее помехоустойчивом типе модуляции крайне низкое, что означает дальнейшую нецелесообразность поддерживать связь при использовании широковещательных протоколов связи.

Соответствие скорости передачи данных типу модуляции и кодирования

Тип модуляции и кодирования	Скорость передачи, МБит/с
QPSK 1/2	2.016
QPSK 3/4	3.024
QAM-16 1/2	4.032
QAM-16 3/4	6.048
QAM-64 2/3	8.064
QAM-64 3/4	9.072

Рассмотрим работу системы в режиме адаптации – работа начинается при соотношении сигнал/шум в 30 дБ, далее состояния канала начинает ухудшаться. В момент, когда качество передаваемой информации падает ниже заданного уровня, система переходит к работе с такой схемой помехоустойчивого кодирования и модуляции, которая позволит удерживать качество передачи данных на требуемом уровне. Для характеристики BER эта величина определена как 10^{-3} [3] – требование к качеству $preWiMAX$ систем, например домашний проводной интернет, $Wi-Fi$; для $PSNR$ как 37 дБ [13].

Рассмотрим более детально работу системы связи с каналом Релея при использовании различных критериев адаптации к каналу (рис. 6 и 7).

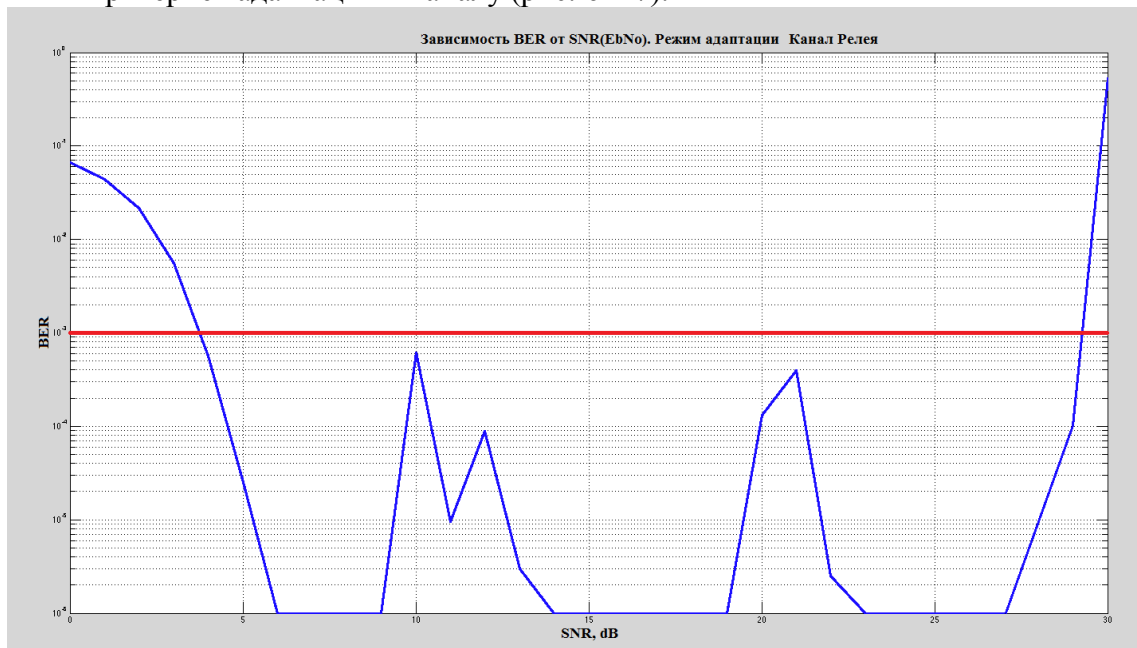


Рис. 6. Зависимость BER от отношения сигнал/шум SNR в канале связи Релея при работе механизма адаптации

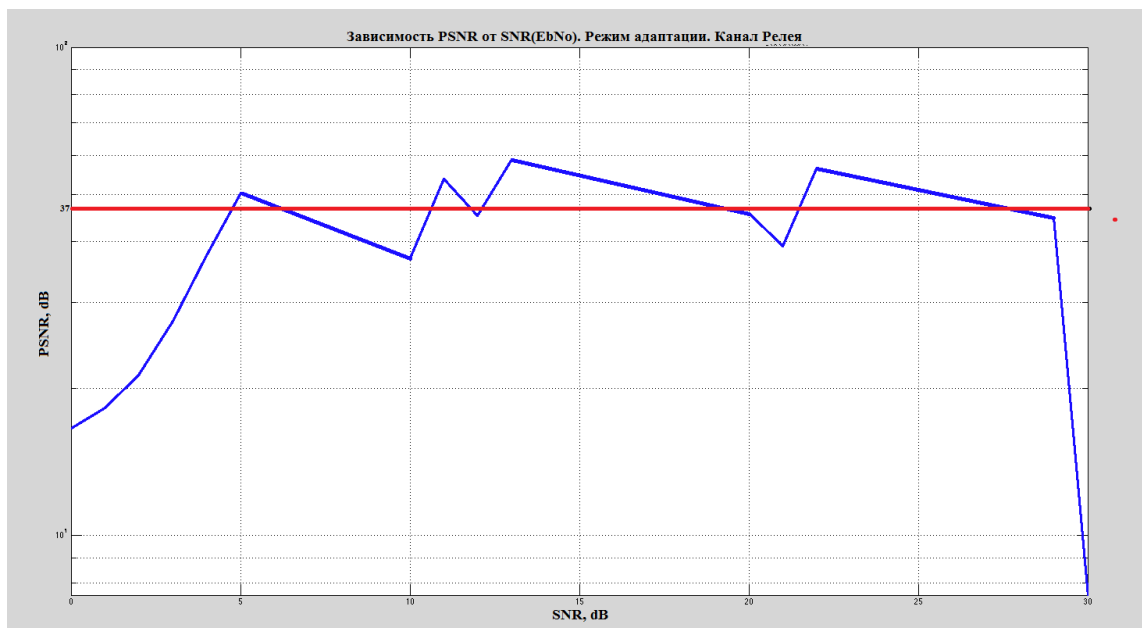


Рис. 7. Зависимость $PSNR$ от отношения сигнал/шум SNR в канале связи Релея при работе механизма адаптации

На рис. 6 видно, что даже при хорошем уровне соотношения сигнал/шум работа схемы с использованием модуляции $QAM-64$ является затруднительной, о чем уже было сказано ранее. Далее видно, что модель не превышает допустимого уровня качества передачи данных вплоть до момента, когда соотношение сигнал/шум не позволяет уверенно принимать сигнал. Это уровень $SNR 4$ дБ, что сходится с данными в работе [12]. На рис. 7 видно, что при $SNR = 21$ дБ, 12 дБ и 10 дБ уровень $PSNR$ падает ниже требуемого. Сравнивая с рис. 6 становится ясно, что это происходит в моменты, когда уровень BER был близок к допустимому пределу.

При рассмотрении аналогичного режима работы системы с каналом Райса (рис. 8 и 9) видна схожая ситуация, единственным исключением является тот факт, что при соотношении сигнал/шум 10 дБ уровень BER был гораздо дальше от допустимого, чем в канале Релея.

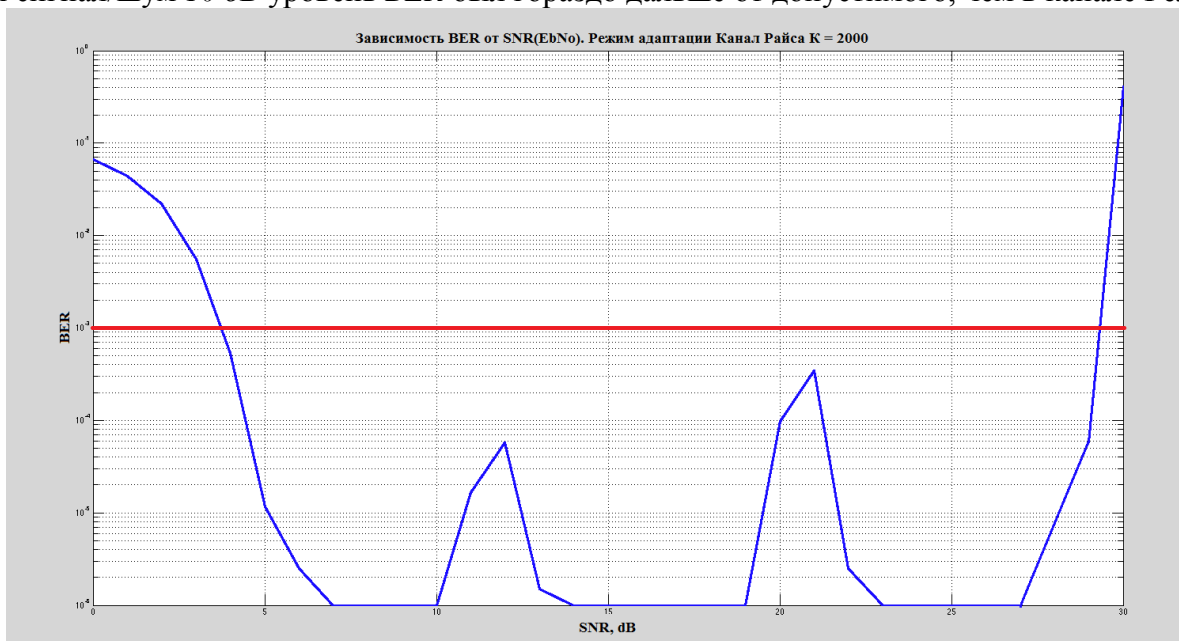


Рис. 8. Зависимость BER от отношения сигнал/шум SNR в канале Райса при работе механизма адаптации. K -фактор = 2000

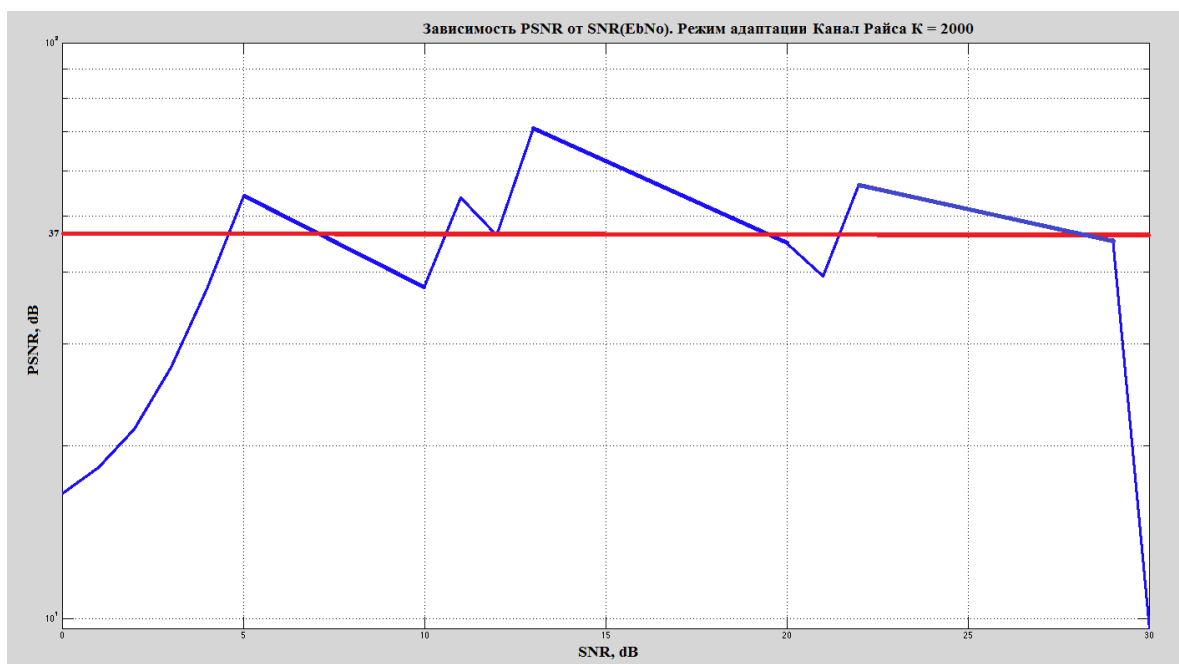


Рис. 9. Зависимость метрики $PSNR$ от отношения сигнал/шум SNR в канале Райса при работе механизма адаптации. K -фактор = 2000

Заключение

В работе показано состоятельность использования предложенного метода адаптации сигнала на основе метрики $PSNR$ в многолучевых каналах распространения радиосигнала.

Показано, что в ряде случаев использование фиксированного уровня BER в качестве параметра оценки качества передаваемой информации может приводить к тому, что на самом

деле данные будут переданы с неудовлетворительным качеством. Исходя из того, что в [1] была показана противоположная ситуация – имея хорошее качество в *PSNR*; основываясь на *BER*, принималось решение о смене схемы модуляции и кодирования на более медленную и помехоустойчивую. Все это указывает на то, что использования *BER* в качестве параметра оценки качества переданной мультимедийной информации недостаточно.

Дальнейшее исследование должно быть направлено на изучение и выявление ситуаций, когда *BER* дает неправильную оценку по сравнению с *PSNR*.

Список литературы: 1. *Ивженко А.В., Маслий В.В., Цона А.И.* Исследование механизмов адаптации в беспроводных *WiMAX* каналах связи при передаче мультимедийной информации // Радиотехника. – 2012. – Вып. № 169. – С. 152-161. 2. *IEEE 802.16-2009.* IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems Amendment 2: Physical and Medium Access Control Layers for Combined Fixed and Mobile Operation in Licensed Bands. 3. *Bahar Jalali Farahani, Mohammed Ismail.* *WiMAX/WLAN* Radio Receiver Architecture for Convergence in WMANS // 48th Midwest Symposium. Circuits and Systems. – 2005. – p. 1621-1622. 4. <http://www.enterprisenetworkingplanet.com/netsp/article.php/3747656/WiFi-Define-Minimum-SNR-Values-for-Signal-Coverage.htm>. 5. *João Pedro Eira, António J. Rodrigues.* Analysis of *WiMAX* data rate performance // Autoridade nacional de comunicacões. – Portugal. – 2007. 6. *Rappaport Theodore S.* *Wireless Communications Principles and Practice.* Second edition. // Prentice Hall PTR. 7. *Dmitry Chizhik, Jonathan Ling.* Multiple-Input – Multiple-Output Measurements and Modeling in Manhattan // IEEE Journal on selected areas in communications. – vol. 21. – April 2003. 8. *Eric Haas.* Design, Evaluation and Implementation of a Multi-Carrier Transmission System for Aeronautical Communications // Doctor Dissertation. – 2002. 9. *Yogender Singh Gill, Dr. Rajesh Khanna.* Analysis of data transmission techniques in Rayleigh, Rician and Nakagami fading model under various modulation schemes // International Journal of VLSI and Signal Processing Applications. – Vol. 1, Issue 2, 2011. – p. 108-111. 10. *Anamul Islam* BER Performance Analysis of a Real Data Communication through *WiMAX*-PHY Layer over an AWGN and Fading Channels. // International Journal of Electrical & Computer Sciences IJECS-IJENS. – Vol: 10. – No: 04. 11. *P. Samundiswary, Ravi Ranjan Prasad.* Performance Analysis of MIMO-Mobile *WiMAX* System using Space Time Block Codes under Different Channels // International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE). – Volume-2, Issue-2, – 2013. 12. *Jamal Mountassir, Horia Balta.* Simulating the *WiMAX* Physical Layer in Rayleigh Fading Channel // Journal of Wireless Networking and Communications. 2011. 13. *J. Gross, J. Klaue, H. Karl, and A. Wolisz.* Cross-layer optimization of *OFDM* transmission systems for MPEG-4 video streaming. *Computer Communications*, vol. 27. – 2004.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 13.02.2013

СРАВНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА WiMAX И LTE**Введение**

Исторически технологии беспроводной связи развивались по двум независимым направлениям – системы сотовой связи и системы передачи данных (Wi-Fi, WiMAX). Но в последнее время наблюдается тенденция к их слиянию. Более того, объем пакетных данных в сетях сотовой связи третьего поколения (3G) уже превышает объем голосового трафика, что связано с внедрением технологий HSPA. Однако требования конечных пользователей к предоставляемым услугам постоянно повышаются. Мобильные сети должны использоваться не только для сотовой связи, но и для передачи видео, мобильного ТВ, музыки и работы с Интернетом с высокими скоростями и качеством передачи. Именно с этой целью в рамках проекта сотрудничества в создании сетей третьего поколения 3GPP (3G Partnership Project) была начата разработка технологии LTE. По сравнению с ранее разработанными системами 3G, радиointерфейс LTE обеспечит улучшенные технические характеристики. в условиях многолучевого распространения радиоволн [1, 2].

Сравнение радиointерфейсов технологий WiMAX 802.16e и LTE

В настоящее время технология LTE потенциально обеспечивает наиболее высокие характеристики по сравнению с другими системами беспроводной связи. При этом ее ближайшим конкурентом является технология WiMAX. Поэтому представляет интерес сравнение радиointерфейсов именно этих технологий.

Спецификация 802.16e технологии WiMAX впервые была утверждена в 2005 году. С тех пор в 2009 были внесены некоторые поправки к стандарту 802.16e, а в 2011 году IEEE официально утвердил стандарт IEEE 802.16m также известный, как Wireless MAN – Advanced Air Interface или WiMAX-2 [10]. Однако пока на рынке присутствуют, в основном, продукты с поддержкой 802.16e, поэтому сравнение LTE будем проводить с уже реализуемым стандартом 802.16e.

Технология LTE была стандартизована на два года позже WiMAX. В ней учтены и исправлены ошибки, взяты лучшие принципы. Кроме того, за два года появились новые эффективные алгоритмы обработки сигналов, что позволило реализовать в LTE передовые технологии. Проведем сравнение радиointерфейсов WiMAX 802.16e и LTE Release по их важнейшим свойствам.

Многостанционный доступ. На линии «вниз» технологии LTE и линиях «вверх» и «вниз» технологии WiMAX используется OFDMA – многостанционный доступ на базе ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM) [5].

Линия «вверх» обеих технологий отличается намного меньшим энергетическим бюджетом. Поэтому для маломощных абонентских терминалов энергетическая эффективность схемы модуляции является одним из приоритетов. Известным недостатком OFDM, где радиосигнал образуется суперпозицией множества независимо модулируемых несущих, является высокое отношение пиковой мощности сигнала к его средней мощности, называемое пик-фактором. В связи с этим для линии «вверх» в LTE предложена технология SC-FDMA (Single-Carrier Frequency-Division Multiple Access) мультиплексирование на одной несущей. В отличие от схемы OFDMA, в которой на каждой поднесущей одновременно передается целый модуляционный символ, все поднесущие SC-FDMA модулируются одним и тем же символом (рис.1). Иначе говоря, в OFDMA символы данных передаются параллельно, а в SC-FDMA – последовательно. Это заметно снижает пик-фактор формируемых на передачу сигналов, а также смягчает требования к динамическому диапазону и степени линейности

выходной характеристики усилителя мощности. В результате этого усилитель может работать в более эффективном режиме и с более высоким КПД [4].

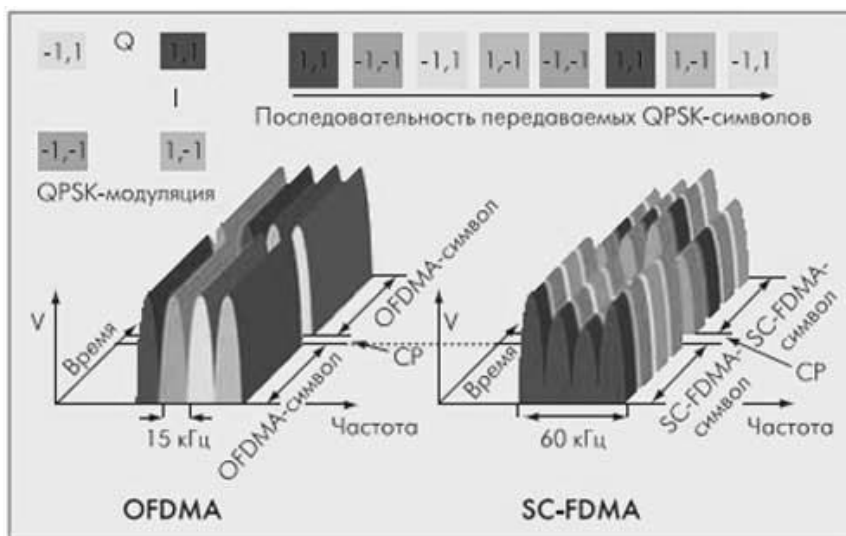


Рис.1. OFDMA и SC-FDMA технологии [4]

Организация канальных ресурсов. В технологии WiMAX ресурсы выделяются пользователям слотами, формируемыми из поднесущих и символов OFDM [9]; при этом применяется метод расстановки поднесущих PUSC (Partial Usage of Subcarriers). Поднесущие объединяются в субканалы, распределенные по всей несущей: на линии вниз 1 субканал = 24 поднесущие данных + 4 пилот-поднесущих (доля пилот-поднесущих 14,2 %); на линии вверх 1 субканал = 16 поднесущих данных + 8 пилот-поднесущих (доля пилот-поднесущих 33,3 %).

В LTE пользователям выделяются ресурсные блоки по 12 соседних поднесущих \times 1 субкадр. 1 ресурсный блок = 12 поднесущих \times 14 символов OFDM = 168 ресурсных элементов. Тот факт, что в пределах одного ресурсного блока, 180 кГц, поднесущие коррелированы, позволяет сократить количество пилот-поднесущих для оценивания канала на приемной стороне. На линии вниз в режиме MIMO 2x2 в каждом ресурсном блоке под пилоты резервируется 16 позиций из доступных 168 (доля пилотов – 9,5 %). На линиях вверх и вниз размер ресурсного блока совпадает – 168 ресурсных элементов. На линии вверх под пилоты выделяются 36 позиций (доля пилотов – 21,4 %). Таким образом, доля пилот-поднесущих в LTE в 1,5 раза меньше, чем в WiMAX [7].

Диспетчеризация частотных ресурсов. В WiMAX диспетчеризация ресурсов в частотной области осуществляется по принципу “frequency diversity scheduling”, поднесущие, выделяемые пользователю, распределены по всему спектру канала. Делается это для рандомизации и усреднения влияния частотно-селективных замираний на широкополосный канал [4].

В LTE реализована другая техника борьбы с частотно-селективными замираниями: частотно-селективная диспетчеризация ресурсов (frequency selective scheduling). Для каждой абонентской станции UE (User Equipment) и каждого частотного блока несущей формируются индикаторы качества канала CQI (Channel Quality Indicator). В зависимости от требуемой для UE скорости передачи данных базовой станцией принимается решение о количестве ресурсных блоков, выделяемых тому или иному пользователю, а какие именно частотные блоки выделять пользователям зависит от CQI. Пользователям выделяются те ресурсные блоки, которые обладают наивысшим CQI, а значит, наилучшим отношением сигнал/шум. Такой способ распределения ресурсов между пользователями дает заметный энергетический выигрыш по сравнению с рандомизированной раздачей частотных ресурсов [8].

Гибридная процедура повторной передачи по запросу. В обеих системах используется процедура повторной передачи HARQ (Hybrid Automatic Repeat reQuest). Благодаря упро-

щенной архитектуре LTE (в подсистеме WiMAX, как правило, есть контроллер базовых станций, а в LTE он отсутствует – рис.2) сократилось время на обработку пакетов до 10 мс, против 30 мс в WiMAX. Также, для объединения повторно переданных пакетов в этих технологиях используются разные процедуры: «Chase combining» – в WiMAX и «Incremental redundancy» – в LTE. В процедуре «Chase combining» осуществляется простое повторение пакетов, а в приемном устройстве накапливается энергия при каждой повторной передаче. В процедуре «Incremental redundancy» при каждой последующей повторной передаче меняется шаблон выкалывания бит в процессе турбокодирования. В декодирующем устройстве при каждой последующей передаче увеличивается число проверочных бит в декодируемом пакете. Второй метод гораздо эффективнее и дает заметный энергетический выигрыш [7].

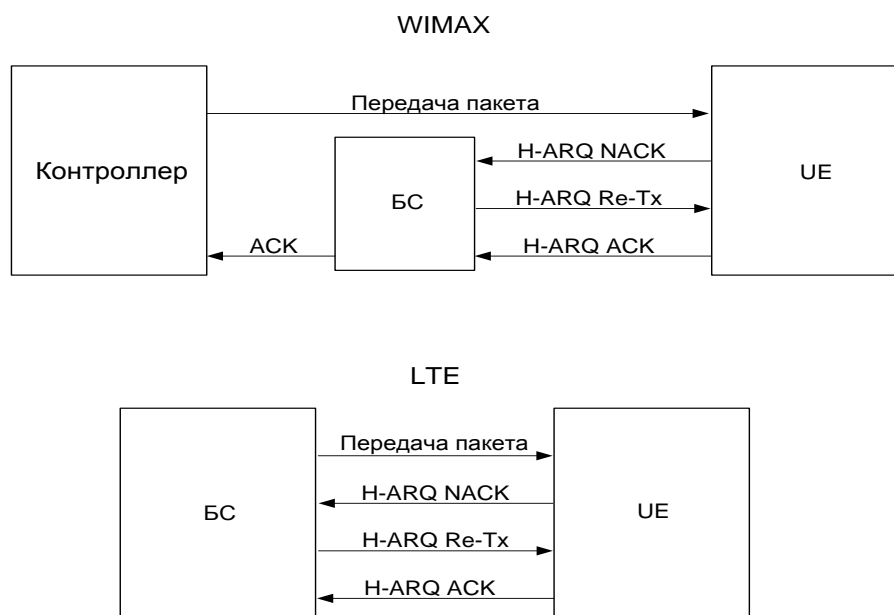


Рис.2. Процедуры HARQ в WiMAX и LTE

Адаптация системы к характеристикам канала. В современных системах радиодоступа можно максимально учесть условия распространения радиоволн в канале связи и адаптироваться к ним путем выбора наиболее подходящей схемы модуляции и кодирования MCS (Modulation and Coding Scheme). Квадратурная амплитудная модуляция QPSK/16QAM/64QAM может комбинироваться с помехоустойчивым кодированием с различными скоростями. В LTE доступны 29 схем MCS, выбирается та, которая в данных условиях распространения радиоволн обеспечивает максимальную пропускную способность. Точность настройки на канал в зависимости от отношения сигнал/шум составляет 1 – 2 дБ. При высоком отношении сигнал/шум может использоваться скорость кодирования, близкая к 1. В WiMAX число схем MCS в несколько раз меньше, точность настройки на канал более грубая – 2 – 3 дБ [11].

Управление мощностью. В любой сотовой сети поддерживаются процедуры управления мощностью передатчиков абонентских станций для борьбы с замираниями и компенсации потерь на линии. В классическом алгоритме мощность излучения пользовательских сигналов должна устанавливаться такой, чтобы уровни сигналов различных пользователей поступали на вход приемника базовой станции с отношением сигнал/шум, равным некоторому пороговому значению. Именно такой алгоритм используется в WiMAX [3].

В LTE применяется модифицированный алгоритм – частичное управление мощностью FPC (Fractional Power Control). Пороговое отношение сигнал/шум меняется для пользователей в зависимости от их положения внутри соты: чем ближе UE к базовой станции, тем выше порог отношения сигнал/шум как критерий регулировки мощности. Следовательно, вблизи

базовой станции UE работает с более высоким отношением сигнал/шум, с более высокой скоростью кодирования и кратностью модуляции, а значит, с более высокой спектральной эффективностью. Кроме того, работая с повышенной мощностью, UE может справляться с внутрисистемной интерференцией – подавлять соканальные помехи. Кроме того, каждая базовая станция LTE контролирует уровень помех от соседних сот. Базовые станции периодически обмениваются индикаторами перегрузки OI (Overload Indicator), указывающими, в каком ресурсном блоке уровень помех превышает пороговое значение. Индикатор OI формируется по результатам измерения базовой станцией уровней помех и фонового шума для каждого частотного блока в соте. Параметры управления мощностью устанавливаются в зависимости от принятого OI: если для какого-либо блока указывается высокий уровень помех, то базовая станция передает команду снизить мощность UE, излучающего в данном ресурсном блоке [6].

Коэффициент переиспользования частот. Базовая схема переиспользования частот WiMAX строится на трех частотных каналах. При трехсекторной конфигурации сайтов в каждом из секторов используется один из трех частотных каналов (рис. 3). Коэффициент переиспользования частот в данном случае равен 3.

Работа сети LTE осуществляется с коэффициентом переиспользования частот 1, т.е. все базовые станции работают на одной несущей. Внутрисистемные помехи в данной системе минимизируются благодаря частотно-селективной диспетчеризации, координации помех между сотами, гибкому частотному плану. На рис. 3, справа, показан один из вариантов гибкого частотного плана. Для пользователей в центре любой соты могут выделяться ресурсы из всей полосы канала (серая зона). Пользователям на краях сот выделяются ресурсы только из определенных поддиапазонов. Таким образом, в каждой соте известно, в каком поддиапазоне концентрируются помехи на ее границах. Положение UE, на краю соты или вблизи базовой станции, идентифицируется по периодическим отчетам UE об уровнях сигналов соседних сот (для поддержки хэндовера) [7].

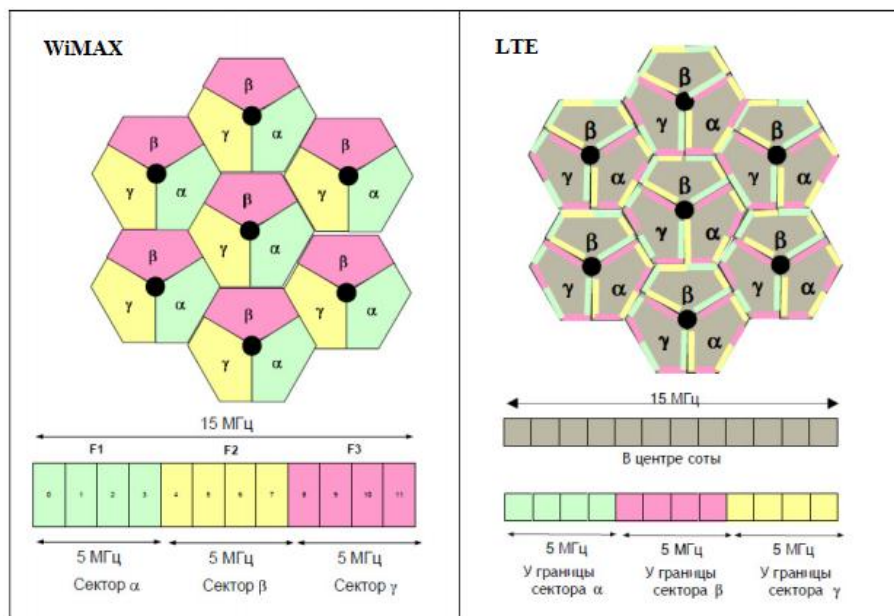


Рис.3. Коэффициент переиспользования частот в сетях WiMAX и LTE [9]

Средняя пропускная способность соты. В таблице представлены результаты вычисления средней пропускной способности в сети, при следующей конфигурации: расстояние между сотами – 500 м, в среднем число активных пользователей в соте – 10, потери при проникновении в здание – 20 дБ [7].

Как видно из таблицы, пропускная способность соты LTE на линиях «вниз» и «вверх» выше, чем пропускная способность WiMAX. По сравнению с ранее разработанными систе-

мами 3G радиointерфейс LTE обеспечивает улучшенные технические характеристики, включая максимальную скорость передачи данных, время задержки пересылки пакетов менее 10 мс, а также значительно более высокую спектральную эффективность.

Параметр	LTE/ 3GPP Rel.8	WiMAX/ IEEE 802.16e
Конфигурация сети	15 МГц, коэф. переисп. частот 1, ширина канала в секторе 15 МГц, соотношение TDD 1:1, MIMO 2x2	15 МГц, коэф. переисп. частот 3, ширина канала в секторе 5 МГц, соотношение TDD 3:2, MIMO 2x2
Средняя пропускная способность соты на линии «вверх»	11,8 Мбит/с (пиковая – 60 Мбит/с)	5 Мбит/с (пиковая – 13,5 Мбит/с)
Средняя пропускная способность соты на линии «вниз»	4,8 Мбит/с (пиковая – 20 Мбит/с)	1,5 Мбит/с (пиковая – 5 Мбит/с)

Системы LTE могут быть задействованы как в новых, так и в уже имеющихся у операторов частотных полосах. Радиointерфейс LTE позиционируется в качестве решения, на которое операторы будут постепенно переходить с нынешних систем стандартов 3GPP и 3GPP2, а его разработка является важным этапом в процессе создания стандарта IMT-Advanced (на сети 4G). Фактически спецификация LTE уже содержит большую часть функций, изначально предназначавшихся для систем 4G.

Направления совершенствования сетей LTE с MIMO

Дальнейшее улучшение характеристик качества связи в сетях LTE связано с использованием MIMO систем. При этом обеспечивается существенное повышение пропускной способности, особенно на больших расстояниях от точки доступа к сети, либо снижение число ошибок при радиообмене данными без снижения скорости передачи в условиях множественных переотражений сигналов. MIMO обеспечивают также расширение зон покрытия и сглаживание в них мертвых зон, увеличение пропускной способности каналов связи за счет формирования систем обработки сигналов, использующих пространственно-временное, частотное и поляризационное разделение каналов, а также сверхразрешение по направлению прихода сигналов в приемник. В свою очередь, полнота реализации указанных технических решений зависит от эффективности использования каналов связи, а значит от способности системы связи адаптироваться к реальным быстро меняющимся особенностям широкополосных беспроводных каналов связи. Наибольшим препятствием при этом являются множественные каналы с замираниями, особенно в случае отсутствия прямой видимости.

Направления совершенствования систем LTE с MIMO зависят от выбора метода адаптации системы к изменяющимся характеристикам беспроводного канала, который, в свою очередь, зависит от наличия или отсутствия прямой видимости (см. рис. 4). В зависимости от этого задачи адаптации решаются по разному.

В MIMO системах для разделения каналов применяется пространственно-временное или пространственно-частотное кодирование. Пространственно-частотное кодирование значительно сложнее и требует большего частотного ресурса, поэтому пространственно-временное кодирование более широко используется в MIMO.

Важным направлением развития систем с MIMO является их адаптация к изменениям параметров канала, обеспечивающая наиболее полную реализацию имеющегося пространственного и частотного ресурса. Однако, по нашему мнению, вопросы адаптации систем LTE с MIMO к реальным условиям связи исследованы недостаточно.

Будущие системы с множественными антеннами должны использовать все ресурсы временной и частотной, пространственно-временной и пространственно-частотной областях,

чтобы минимизировать передаваемую мощность и, в то же время, увеличивать пропускную способность системы связи путем адаптации к состоянию радиоканала.

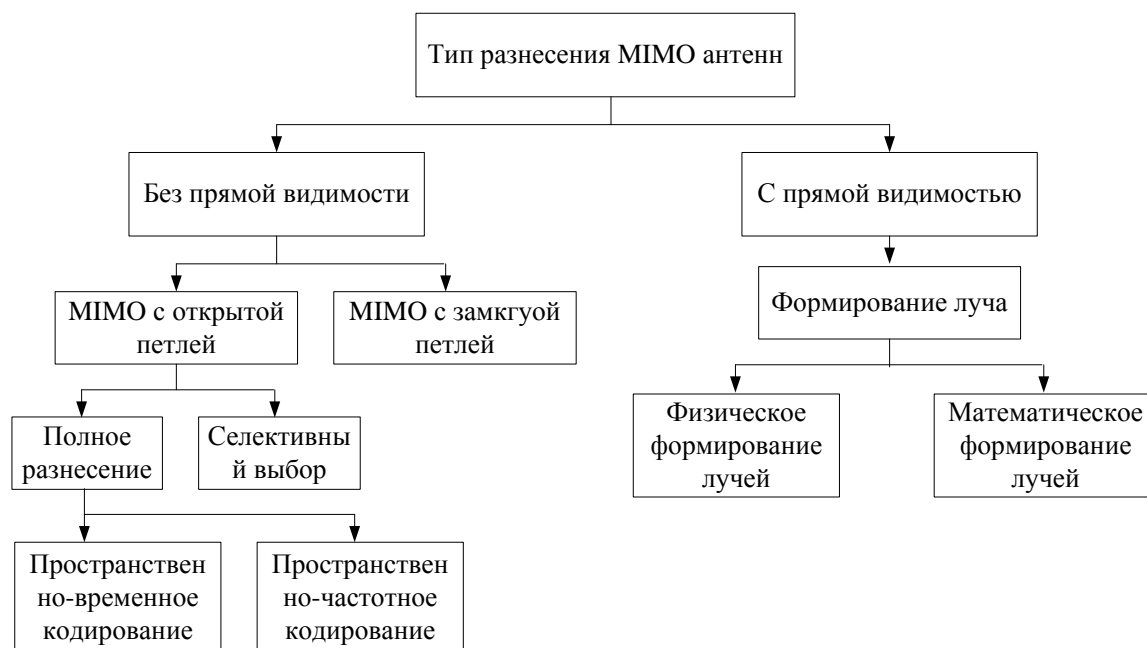


Рис.4. Направления совершенствования систем LTE с ММО

Выводы

К настоящему времени разработано большое число методов повышения качества связи в сетях LTE, основанных на более полном использовании частотного и пространственного ресурса, а также цифровой обработки сигналов. Например, применение многопозиционных методов модуляции, реализуемое во временной области, позволяет существенно увеличить скорости передачи при фиксированной ширине частотного канала, а использование OFDM – сохранить повышенную устойчивость связи в условиях многолучевого распространения и межсимвольной интерференции без привлечения дополнительного частотного ресурса.

Использование адаптивной модуляции в каналах ММО обеспечивает приспособление системы связи к изменению сигнально-помеховой обстановки. Выигрыш в отношении сигнал/шум может достигать 15 – 20 дБ при незначительном снижении скорости передачи информации. Система связи с адаптацией в каналах ММО менее чувствительна к изменению скорости терминала, что важно для мобильных систем связи.

Список литературы: 1. Гепко И.А., Олейник В.Ф. и др. Современные беспроводные сети: состояние и перспективы развития. – К.: ЕКМО, 2009. – 672 с. 2. Ханцо Л.Л., Блох Дж., Ни С. Системы радиодоступа 3G, HSPA и FDD в сравнении с технологией TDD. – М.: Техносфера, 2012. – 671 с. 3. Валентинова М. Wi-Fi микросхемы // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2005. – № 15. – С. 36-41. 4. ITU-R M.1457-8 Detailed specifications of the radio interfaces of International Mobile Telecommunications-2000 (IMT-2000). 5. Ergen M. Mobile Broadband – Including WiMAX and LTE. – Springer, 2009. – 336 с. 6. 3GPP TS 36.213. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer Procedures (Rel. 8). 7. Sesia S., Toufik I, Baker M. LTE – The UMTS Long Term Evolution. From Theory to Practice/John Wiley & Sons Ltd, 2009. – 611p. 8. Al-Janabi H.D. Improving the performance of LTE technology with MIMO and OFDM / H.D. Al-Janabi, Z. Vadia // Проблемы телекоммуникаций. – 2011. – № 3 (5). – С. 67 – 77. – Режим доступа: http://pt.journal.kh.ua/2011/3/1/113_hussam_lte.pdf 9. Варукина, Л.А. Производительность сети TD-LTE в сравнении с WiMAX / Л. Варукина – Режим доступа: http://www.mforum.ru/arc/20100722_Varukina_TDLTEvsWiMAX_MForum.pdf. 10. Sassan Ahmadi An overview of next-generation mobile WiMAX technology // IEEE Commun. Mag, vol. 47, no. 6, pages 84-98, June 2009. 11. WiMAX Forum, WiMAX Forum Mobile System Profile. V1.2.0, Sept. 2006.

ФОРМИРОВАНИЕ КОРРЕКТИРОВОЧНЫХ ПОПРАВОК ДЛЯ ЛАЗЕРНОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ РАССТОЯНИЙ

Введение

Одной из основных проблем обеспечения высокой точности лазерных измерителей расстояния является наличие существенных флуктуаций амплитуды и искажений формы принимаемых сигналов в условиях динамических изменений отражательных характеристик движущихся объектов с локально неоднородной поверхностью [1].

Существующие методы снижения ошибок измерения расстояния основаны на использовании временных дискриминаторов, не чувствительных к флуктуациям параметров отраженных сигналов [2]. Однако они эффективны лишь в линейной области изменения сигнала и в достаточно ограниченном динамическом диапазоне, что обуславливает необходимость применения средств автоматической регулировки усиления (АРУ). Кроме этого, в случае ограничения амплитуды сигнала в режиме насыщения усиления эти методы становятся непригодными [3].

Поэтому актуальной становится задача разработки новых эффективных методов и алгоритмов снижения или компенсации ошибок измерений в таких условиях.

Цель исследований – моделирование процесса формирования корректировочных поправок для компенсации в реальном времени ошибок лазерных измерений расстояния.

Структура процесса формирования поправок

В лазерных измерителях расстояния, в которых фиксация временного положения принятого сигнала осуществляется по переднему фронту, ошибки измерения определяются случайным сдвигом момента пересечения импульсом установленного порога. При этом величина сдвига, а следовательно и ошибка, зависит от текущего значения амплитуды принятого сигнала. В случае ограничения принятого сигнала по амплитуде в режиме насыщения усиления происходит его расширение, величина которого зависит от параметров усилителя и мощности сигнала и, соответственно, от расстояния до объекта. Это дает возможность построить функциональные зависимости ошибок измерений от амплитуды или от длительности сигнала в режиме насыщения усиления для формирования корректировочных поправок. При этом формирование поправок происходит в результате измерений текущих значений амплитуды принимаемых сигналов или их длительности в режиме ограничения амплитуды при насыщении усиления. Такой метод формирования поправок обеспечивает эффективную компенсацию ошибок измерений практически в неограниченном динамическом диапазоне, что устраняет необходимость применения средств АРУ.

Процесс формирования поправок представляет собой последовательные преобразования сигнала от момента его генерации до момента получения, оценки параметров и коррекции результатов измерения дальности с учетом влияния различных факторов. Каждая стадия таких преобразований определяется функциональными задачами, алгоритмом работы и характеристиками соответствующих элементов измерительного тракта. При этом каждый элемент осуществляет свои функции в рамках общего алгоритма работы измерительного устройства. Структура процесса формирования поправок представлена на рис. 1.

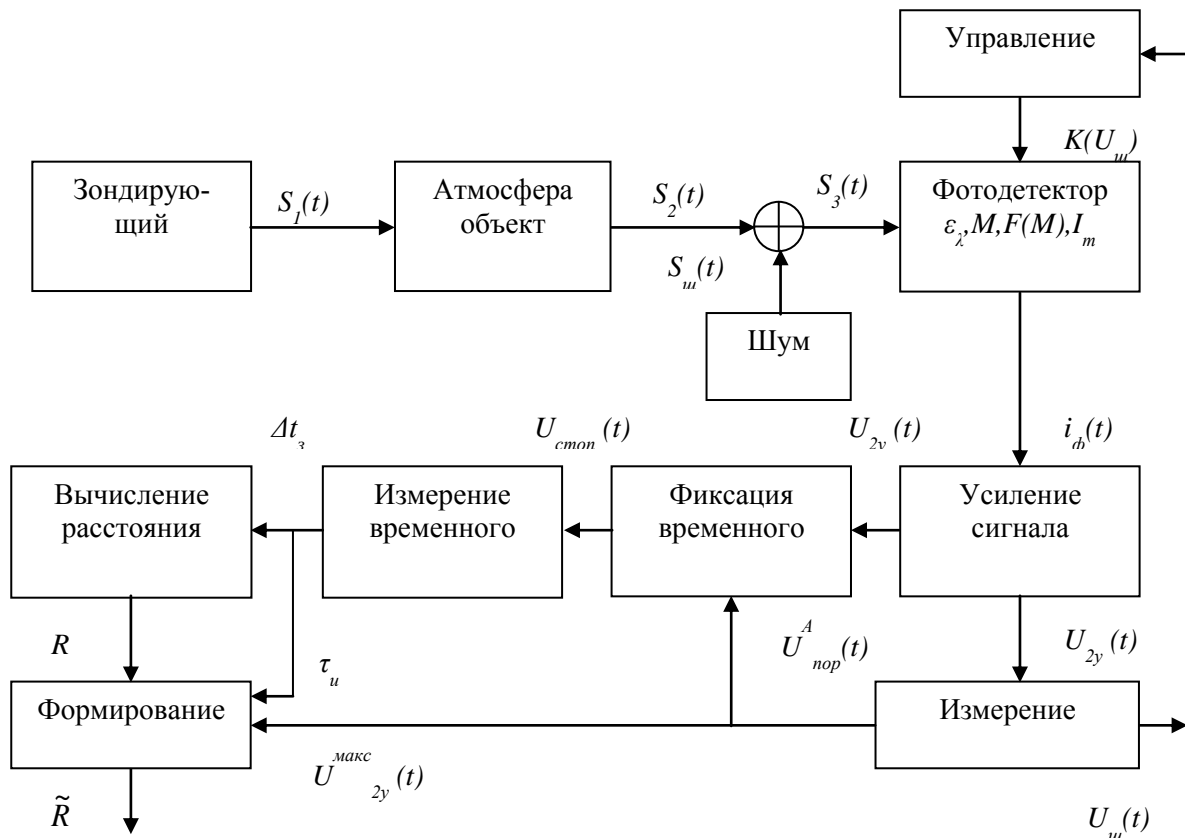


Рис.1. Структура процесса формирования поправок

Моделирование процесса формирования поправок

Функционирование лазерного измерителя расстояний начинается с формирования зондирующего сигнала. Его параметры определяются типом источника лазерного излучателя и режимами его работы. В компактных лазерных измерителях расстояния в качестве излучателей применяют лазерные диоды, в которых генерация оптических импульсов осуществляется с помощью скоростной модуляции тока. При этом форма лазерных импульсов определяются крутизной переднего и заднего фронтов импульсов тока накачки, которые связаны с быстрым действием разрядного контура. При малом времени нарастания фронтов лазерные импульсы хорошо описываются колоколообразной формой, а при относительно большом времени нарастания с достаточной точностью их форма может быть аппроксимирована Гауссовым распределением [4]. Для последнего случая модель лазерного зондирующего сигнала можно представить в следующем виде:

$$S_1(t) = P_0 \cdot \exp\left[-\frac{(t - m_t)^2}{2 \cdot \sigma_t^2}\right], \quad (1)$$

где $S_1(t)$ – мощность импульсного лазерного зондирующего сигнала; P_0 – пиковая мощность в импульсе зондирующего лазерного излучения; m_t – МОЖ случайной величины; σ_t – СКО случайной величины.

Далее лазерный сигнал распространяется к объекту через атмосферу, где происходит его ослабление и обусловленное турбулентностью искажение. Эффекты ослабления, связанные с рассеянием и поглощением лазерного излучения на молекулах и аэрозолях атмосферы, характеризуются коэффициентом прозрачности атмосферы и оцениваются известным соотношением:

$$Ta = \exp\left[-(\alpha_n + \alpha_p) \cdot R\right], \quad (2)$$

где α_n – коэффициент ослабления, обусловленный поглощением лазерного излучения в атмосфере; α_p – коэффициент ослабления, обусловленный рассеянием лазерного излучения в атмосфере; R – расстояние от лазерного измерителя до объекта.

Влияние турбулентности атмосферы приводит к расширению лазерного пучка вдоль трассы, флуктуациям интенсивности и фазы, изменениям направления распространения и угла прихода. При этом происходит снижение временной и пространственной когерентности излучения. При горизонтальном распространении плоских волн степень фазовой когерентности по сечению луча оценивают величиной r_0 , называемой радиусом когерентности [5]:

$$r_0 = (0.54 \cdot Cn^2 \cdot k^2 \cdot R)^{-3/5}, \quad (3)$$

где Cn^2 – структурная постоянная показателя преломления; k – волновое число.

Тогда добавку к расходимости лазерного излучения, приводящую к расширению пучка вследствие влияния турбулентной атмосферы, можно оценить выражением

$$\theta_a \approx \frac{\lambda}{r_0}, \quad (4)$$

Лазерные пучки испытывают флуктуации интенсивности при прохождении турбулентной атмосферы. Для локально изотропной и однородной турбулентности и слабых флуктуаций дисперсия логарифма интенсивности излучения оценивается следующим соотношением [5]:

$$\sigma_o^2 = 1,23 \cdot Cn^2 \cdot k^{7/6} \cdot R^{11/6}, \quad (5)$$

Флуктуации угла прихода излучения на входном объективе (D) приемного канала, вызванные турбулентностью атмосферы, оцениваются выражением [5]

$$(\Delta\bar{\beta})^2 = 1.46 \cdot D^{-1/3} \cdot Cn^2 \cdot R, \quad (6)$$

Такие флуктуации приводят к случайным линейным отклонениям оптических пучков в фокальной плоскости приемного объектива, которые можно оценить соотношением

$$\Delta x = f_{o\bar{o}} \cdot tg(\Delta\bar{\beta}), \quad (7)$$

где $f_{o\bar{o}}$ – фокусное расстояние приемного объектива.

Параметры сигнала, отраженного от объекта, определяются его динамическими и отражательными характеристиками. При движении (вращении) протяженного неоднородного объекта в область локализации лазерного пятна попадают участки поверхности с разными коэффициентами отражения $\Delta\rho$ и разными углами наклона $\Delta\alpha$. Это приводит к флуктуациям амплитуды, увеличению длительности и искажению формы принимаемых импульсов. Тогда с учетом диффузного характера отражения по закону Ламберта коэффициент отражения лазерных пучков объектом можно представить следующим выражением

$$\rho_{o\bar{o}} = (\rho + \Delta\rho) \cdot \cos(\alpha + \Delta\alpha), \quad (8)$$

Таким образом, прошедший слой турбулентной атмосферы и отразившийся от движущегося протяженного объекта сигнал можно представить в виде

$$S_2(t) = A_o \cdot K_a \cdot S_1(t - \Delta t_s), \quad (9)$$

где A_o – коэффициент, учитывающий ослабление лазерного сигнала при его распространении на измерительной трассе и отражении от объекта:

$$A_o = \frac{P_{np}}{P_o} = \frac{T_{oc} \cdot D^2 \cdot (\rho + \Delta\rho) \cdot \cos(\alpha + \Delta\alpha)}{4 \cdot R^2} \cdot \exp[-2(\alpha_n + \alpha_p) \cdot R], \quad (10)$$

Ka – коэффициент, учитывающий флуктуации амплитуды сигнала, обусловленные влиянием турбулентной атмосферы:

$$Ka = \exp(-\sigma_o), \quad (11)$$

Δt_3 – временная задержка, обусловленная распространением импульса до объекта и обратно.

Далее отраженный от объекта оптический сигнал попадает на приемный объектив, который фокусирует его на чувствительную площадку фотодетектора. Задачей любого фотодетектора является преобразование оптического сигнала в электрический сигнал. При этом характер преобразования определяется его частотными и электрическими параметрами. В приемном канале наряду с полезным сигналом присутствуют шумы и помехи, обусловленные внешними и внутренними источниками. Тогда смесь полезного сигнала и аддитивного шума, пересчитанного к входу фотодетектора, можно представить в следующем виде:

$$S_3(t) = S_2(t) + S_{uu}(t), \quad (12)$$

В большинстве случаев шумы приемного канала полупроводникового лазерного дальномера описываются нормальным распределением [6]. В этом случае шумовой сигнал можно представить в виде:

$$S_{uu}(t) = P_{uu} \cdot n(t), \quad (13)$$

где P_{uu} – суммарная средняя мощность всех составляющих шума; $n(t)$ – нормальный белый шум с нулевым средним и единичной дисперсией.

В случае использования в качестве фотодетектора лавинного фотодиода (ЛФД) основными составляющими шумов являются: дробовый шум темнового тока, дробовый шум сигнала, дробовый шум фонового излучения, дробовый шум излучения обратного рассеяния и тепловой шум электронного тракта [7]. Тогда суммарную среднюю мощность всех составляющих шума приемного канала с учетом статистической независимости источников шума можно оценить следующим выражением:

$$P_{uu} = \frac{\sqrt{i_{uu}^2}}{\varepsilon_\lambda} = \frac{\sqrt{2e\Delta f \cdot M^2 F(M) \cdot (I_T + P_{np}\varepsilon_\lambda + P_\phi\varepsilon_\lambda + P_{обр}\varepsilon_\lambda) + \frac{4kT\Delta f}{R_H}}}{\varepsilon_\lambda}, \quad (14)$$

где i_{uu}^2 – дисперсия суммарного шумового тока; e – заряд электрона; Δf – полоса пропускания; M – коэффициент умножения ЛФД; $F(M)$ – шумовой фактор; I_T – темновой ток ЛФД; k – постоянная Больцмана; T – температура; R_H – сопротивление нагрузки; ε_λ – спектральная чувствительность ЛФД.

Мощность фонового излучения рассчитывается из соотношения [8]:

$$P_\phi = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} B(\lambda) \cdot \omega \cdot S_{np} \cdot T_{np} \cdot d\lambda, \quad (15)$$

где $B(\lambda)$ – яркость фонового излучения; ω – телесный угол поля зрения фото приемного устройства; S_{np} – площадь приемного объектива; T_{np} – коэффициент пропускания приемной оптической системы; $\lambda_1 \dots \lambda_2$ – спектральный диапазон оптического интерференционного фильтра.

Мощность рассеянного в обратном направлении излучения можно оценить из выражения [9]:

$$P_{обр} = P_o \cdot T_a^2 \cdot T_{oc} \cdot Y \cdot \frac{c \cdot \tau_u}{2} \cdot \beta(\lambda) \cdot \frac{S_{np}}{R^2}, \quad (16)$$

где Y – геометрический фактор; $\beta(\lambda)$ – объемный коэффициент обратного рассеяния.

При использовании ЛФД существует возможность адаптивного управления его усилением в зависимости от изменений внешних условий. Для этого производится измерение текущего уровня шума и осуществляется управление напряжением питания ЛФД на определенном временном интервале в отсутствии отраженных сигналов. Тогда величину фототока можно оценить следующим выражением:

$$i_{\phi}(t) = S_3(t) \cdot \varepsilon_{\lambda} \cdot M \cdot K(U_{i_{ш}}), \quad (17)$$

где $K(U_{i_{ш}})$ – коэффициент управления усилением, зависящий от амплитуды шумового напряжения:

$$K(U_{i_{ш}}) = \begin{cases} 1, & \text{если } U_{i_{ш}} < U_{2p} \\ K_i, & \text{если } U_{i_{ш}} \geq U_{2p} \end{cases}, \quad (18)$$

где $U_{i_{ш}}$ – текущее значение амплитуды шумового напряжения; U_{2p} – граничное значение шумового напряжения; $K_i < 1$ – коэффициент управления усилением.

Граничное значение шумового напряжения рассчитывается в соответствии с выражением:

$$U_{2p} = q(D, F) \cdot \sigma_{ш}, \quad (19)$$

где $q(D, F)$ – отношение сигнал/шум, определяемое заданными значениями вероятностей правильного обнаружения (D) и ложной тревоги (F); $\sigma_{ш}$ – СКО шума.

Смесь полезного сигнала и шума поступает в усилительный тракт, который обычно состоит из двух каскадов. В усилительном тракте осуществляется преобразование импульсов фототока в импульсы напряжения и их усиление. В этом случае выходной сигнал можно представить в виде

$$U_{2y}(t) = [i_{\phi}(t) \cdot z \cdot k_2] \otimes h_{12}(t), \quad (20)$$

где $U_{2y}(t)$ – амплитуда напряжения сигнала на выходе второго усилителя; z – импеданс первого усилителя; k_2 – коэффициент усиления второго усилителя; $h_{12}(t)$ – импульсная характеристика усилителя.

Усиленный сигнал поступает на временной дискриминатор для фиксации временного положения импульса. Результатом преобразования сигнала в этом устройстве является пороговое обнаружение полезного сигнала на фоне помех и шумов, а также формирование Стоп-импульса. При этом порог может быть как постоянным, так и адаптивным. Уровень постоянного порога выставляется из наихудших фоновых условий, а использование адаптивного порога позволяет повысить чувствительность фото приемного устройства в условиях умеренного и слабого фона. Тогда в случае, если амплитуда сигнала на выходе второго усилителя превышает уровень адаптивного порога:

$$U_{2y}(t) \geq U_{nop}^A(t), \quad (21)$$

то на выходе дискриминатора формируется Стоп-импульс, в противном случае выходное напряжение равно нулю:

$$U_{стоп}(t) = \begin{cases} U, & \text{если } U_{2y}(t) \geq U_{nop}^A(t) \\ 0, & \text{если } U_{2y}(t) < U_{nop}^A(t) \end{cases}, \quad (22)$$

При этом адаптивное пороговое напряжение оценивается выражением

$$U_{nop}^A(t) = [S_{ш}(t) \cdot \varepsilon_{\lambda} \cdot z \cdot k_2 \cdot q(D, F)] \otimes h_d(t). \quad (23)$$

Стоп-импульс поступает в ИВИ для остановки процесса измерения временного интервала, соответствующего времени прохождения сигнала до объекта и обратно. Начало отсчета синхронизируется с моментом генерации зондирующего сигнала. Современные измерители временных интервалов строятся на основе цифровых преобразователей времени, которые трансформируют временные интервалы в цифровые значения. Тогда оценка времени задержки осуществляется с помощью следующего выражения:

$$\Delta t_3 = T_0 \cdot n_k, \quad (24)$$

где T_0 – период тактовых импульсов; n_k – количество тактовых импульсов, соответствующее временной задержке отраженного сигнала.

На основе результатов оценки времени задержки в вычислительном устройстве производится расчет значений дальности до объекта. При расчете дальности необходимо также учитывать задержку сигнала в электрических цепях $\Delta t_{эл}$ и задержку, обусловленную статистическими флуктуациями параметров измерительного тракта $\Delta t_{фл}$. В этом случае оценка дальности производится в соответствии со следующим выражением:

$$R = \frac{c}{2} (\Delta t_3 - \Delta t_{эл} - \Delta t_{фл}), \quad (25)$$

При наличии флуктуаций параметров принимаемого сигнала такая оценка дальности будет осуществляться с значительными ошибками. В этом случае компенсация этих ошибок может быть реализована с помощью поправок, которые формируются на основе измерения текущих значений амплитуды или длительности ограниченных по амплитуде импульсов в режиме насыщения усиления. Для этого строятся функциональные зависимости ошибок от амплитуды и длительности импульса, которые можно аппроксимировать кусочно-линейными функциями. В этом случае на каждом линейном участке зависимости поправки для компенсации ошибок, обусловленных флуктуациями амплитуды импульса, можно оценить следующим выражением:

$$\Delta t_{амп} = \left[\frac{(\Delta t_2 - \Delta t_1)}{(U_2 - U_1)} \times (U_{2y}^{макс} - U_1) \right] + \Delta t_1, \quad (26)$$

где Δt_1 ; Δt_2 – граничные значения временной задержки для выбранного линейного участка зависимости; U_1 ; U_2 – значения амплитуды импульса, соответствующие граничным значениям выбранного линейного участка зависимости; $U_{2y}^{макс}$ – измеренная амплитуда импульса.

Для оценки поправок на каждом линейном участке зависимости при компенсации ошибок, обусловленных расширением импульсов в режиме насыщения усиления, было получено соотношение

$$\Delta t_u = \frac{(\Delta t_2 - \Delta t_1)}{(\tau_{u2} - \tau_{u1})} \times [T_0 (n_{кз} - n_{кп}) - \tau_{u1}] + \Delta t_1, \quad (27)$$

где τ_{u1} ; τ_{u2} – значения длительностей импульса, соответствующие граничным значениям выбранного линейного участка зависимости; T_0 – период тактовых импульсов измерителя временных интервалов; $n_{кз}$ – количество периодов тактовых импульсов при остановке измерителя задним фронтом; $n_{кп}$ – количество периодов тактовых импульсов при остановке измерителя передним фронтом.

Эти поправки оцениваются для фиксированного значения порогового напряжения. В случае использования адаптивного порога поправки оцениваются для всего диапазона изменений порогового напряжения.

Тогда с учетом поправок динамическую коррекцию измеренного значения дальности в условиях флуктуаций амплитуды импульса осуществляют в соответствии с выражением

$$\tilde{R} = R - \left(\frac{c}{2} \cdot \Delta t_{ам} \right), \quad (28)$$

В условиях насыщения усиления (ограничения амплитуды) скорректированное значение дальности оценивается соотношением

$$\tilde{R} = R - \left(\frac{c}{2} \cdot \Delta t_u \right), \quad (29)$$

Таким образом, предложенные методы динамической коррекции результатов измерений позволяют компенсировать ошибки измерений в условиях флуктуаций амплитуд и искажений формы ограниченных по амплитуде импульсов.

Результаты моделирования

Моделирование процесса формирования корректировочных поправок осуществлялось в пакете программ МАТЛАБ. Исходные данные модели соответствовали типичным параметрам полупроводниковых лазерных измерителей расстояния, характеристикам атмосферной трассы и объекта. Результаты построения зависимостей ошибок измерений от амплитуды и длительности импульсов для различных значений порогов (50 – 216,4 мВ) представлены на рис. 2 и 3 соответственно.

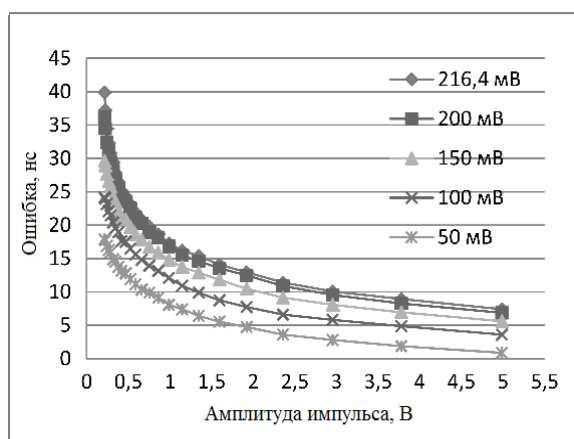


Рис. 2. Зависимость ошибок измерения от амплитуды сигнала

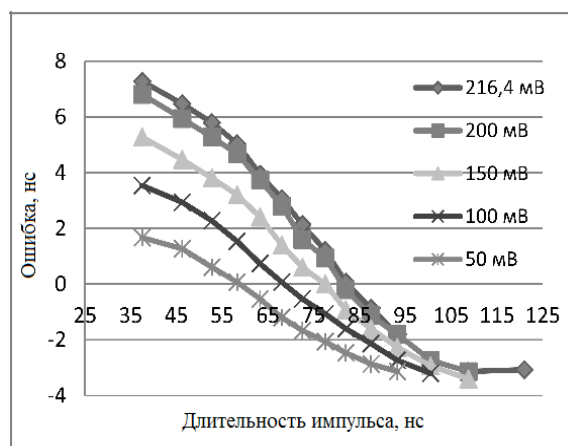


Рис. 3. Зависимость ошибок измерения длительности сигнала

Данные зависимости сохраняются в микропроцессоре и используются в качестве поправок для компенсации ошибок лазерного измерителя расстояний в условиях флуктуаций амплитуды сигнала и искажений формы в режиме насыщения усиления.

Выводы

Таким образом, полученные модели оценок поправок свидетельствуют о возможности компенсации в реальном времени ошибок измерений в условиях динамических изменений параметров принимаемых сигналов и шума. При этом каждое значение поправки оценивается путем измерения текущего значения амплитуды принятого импульса или длительности ограниченного по амплитуде импульса в режиме насыщения усиления.

Список литературы: 1. Ставров А.А. Импульсные лазерные дальнометры для оптико-локационных систем / А.А. Ставров, М.Г. Поздняков. – Минск : Доклады БГУИР. – 2003. – Т. 1, №2. – С. 59–65. 2. Kilpelä A. Timing discriminator for pulsed time-of-flight laser rangefinder measurement. / Kilpelä A., Ylitalo J., Määttä K., Kostamovaara J. // Review of Scientific Instruments, vol. 69, №5, 1998, pp. 1978-1984. 3. Вильнер В. Методы повышения точности импульсных лазерных дальнометров / В. Вильнер, А. Ларюшин, Е. Рудь // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2008. – №3. – С. 118–123. 4. Davidson F.M. Gaussian Approximation Versus Nearly Exact Performance Analysis of Optical Communication Systems

with PPM Signaling and APD Receivers / F.M. Davidson, S. Xiaoli // IEEE Transaction on Communications, 1998. – Vol. 36, №11. – pp. 1185–1192. 5. *Татарский В.И.* Теория флуктуационных явлений при распространении волн в турбулентной атмосфере / В.И. Татарский. – М. : АН СССР, 1967. – 548 с. 6. *Trishenkov M.A.* Detection of Low-Level Optical Signals. Photodetectors, Focal Plane Arrays and Systems / M.A. Trishenkov. – Kluwer Academic Publishers, 1997. – 458 p. 7. *Redus R.* Gain and noise in very high gain avalanche photodiodes: theory and experiment / R. Redus, R. Farrell // *SPIE*. – 1996. – Vol. 2859. – pp. 288–297. 8. *Малашин М.С.* Основы проектирования лазерных локационных систем / М.С. Малашин, Р.П. Каминский, Ю.Б. Борисов : учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов. – М. : Высш. шк., 1983. – 207 с. 9. *Межерис Р.* Лазерное дистанционное зондирование ; под ред. А.Б. Карасева ; пер. с англ. И.Г. Городецкого. – М. : Мир, 1987. – 550 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 17.02.2013

ОЦЕНКА И ИНТЕРПОЛЯЦИЯ ЗЕНИТНЫХ ТРОПОСФЕРНЫХ ЗАДЕРЖЕК С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГНСС-НАБЛЮДЕНИЙ СЕТИ РЕФЕРЕНЦНЫХ СТАНЦИЙ

Введение

В группу источников погрешностей, в наибольшей мере влияющих на результаты координатных ГНСС-определений, входят тропосферные задержки навигационных сигналов на трассах «спутники–приемники» [1, 2]. Для поиска возможностей уменьшения влияния рассматриваемого источника погрешностей на точность координатных определений, особенно при выполнении относительного традиционного и сетевого позиционирования на сантиметровом уровне точности, необходимо рассмотреть основные методы и особенности учета (или оценки) тропосферных задержек. В большинстве случаев при выполнении ГНСС-измерений практические трудности вызывает использование дополнительного оборудования для точной оценки метеопараметров (температуры, давления, влажности) вблизи приемников потребителей с целью более точного учета тропосферных задержек с использованием известных моделей [2 – 5]. При этом, как показывает практический опыт, даже наличие высокоточных измерений метеопараметров вблизи ГНСС-приемников не гарантирует эффективную компенсацию интегральных тропосферных задержек на трассах распространения сигналов ввиду неопределенности распределения влажностной составляющей показателя преломления по высоте [2, 3].

В практике точного ГНСС позиционирования используется, в основном, два подхода для компенсации тропосферной составляющей погрешности измерений:

- 1) расчет и компенсация тропосферных задержек по моделям, которые основаны на использовании среднесезонных значений метеопараметров для различных широт [2, 4, 5];
- 2) оценка текущих зенитных тропосферных задержек (ЗТЗ) сигналов ГНСС одновременно на нескольких перманентных референчных станциях сети, покрывающей определенную зону, с использованием высокоточных двухчастотных фазовых наблюдений.

На сегодняшний день одной из самых распространённых наилучших моделей, которые позволяют учесть задержку ГНСС сигналов в тропосфере, является модель MOPS (Minimum Operational Performance Standards for GPS) [2, 5]. Данная модель была разработана для использования в широкозонных системах дифференциальной навигации WAAS (США), EGNOS (ЕС) и др. Модель MOPS не использует наземных метеорологических данных (но и возможность их использования не исключает). Для расчета задержки используются наборы данных о средних значениях метеорологических параметров и скорости изменения температуры атмосферы для различных широтных поясов с шагом 15 градусов и порядкового дня в году. В результате анализа подобных баз данных вычисляются необходимые для расчета задержки параметры: давление, температура, вертикальный градиент плотности водяных паров.

Однако модель MOPS (которая является общепринятой в спутниковой навигации) позволяет довольно точно определить среднесуточное значение ЗТЗ, тем не менее не позволяет моделировать изменения ЗТЗ с достаточной точностью в нестандартных условиях (например, при наличии атмосферных фронтов, осадков и т.д.). Изменения ЗТЗ в таких условиях могут приводить к отклонениям ЗТЗ от модельных значений до 20 – 30 см (например, в летний период, когда тропосфера может быть сильно возмущена). При использовании дифференциального режима позиционирования остаточная тропосферная погрешность моделирования зависит от базового расстояния и растет с его увеличением. Помимо этого, погрешности вычислений поправок по модели MOPS, как показывает практика, заметно увеличиваются, если высоты «ровера» (движущегося приемника потребителя) и референчной станции (РС) значительно отличаются. Поэтому во многих случаях, когда требуется достижение

более высокой точности позиционирования, необходимо оценивать ЗТЗ по фазовым ГНСС-наблюдениям, особенно при относительных определениях на длинных базовых расстояниях (свыше 200 км). Мировая практика выработала для этих целей несколько различных подходов. Так, известен подход, когда выполняют оценку одновременно и влажностной и сухой компоненты ЗТЗ. Такой подход не всегда оправдан, особенно на базах ~200 – 500 км, когда эти компоненты сложно разделить из-за сильной корреляции [2]. Альтернативный подход заключается в оценке суммарной ЗТЗ (разностей ЗТЗ на станциях/приемниках), без разделения на сухую (гидростатическую) и влажностную компоненты (см., например, [6]).

Описанные известные подходы, предполагающие оценку ЗТЗ, применяют только для неподвижных (или медленно перемещающихся) двухчастотных приемников или стационарных неподвижных станций, так как оценка ЗТЗ совместно с информационными (координатно-временными) параметрами с необходимой точностью требует длительного накопления ГНСС наблюдений – от 30 мин до 2 ч. Уточнить параметры тропосферной задержки для движущихся одночастотных или двухчастотных приемников можно путем интерполяции оценок градиентов тропосферных задержек в сетях перманентных референчных станций [6, 7]. Но, например, в работе [6] для решения такой задачи сетевого относительного позиционирования, во-первых, используется упрощенная функция разностей тропосферных задержек (допускается методическая погрешность), а во-вторых, при интерполяции не учитываются возможные значительные перепады высот станций и приемников потребителей, что вызывает дополнительные погрешности координатных определений (вертикальных составляющих).

Таким образом, актуальна задача поиска более совершенных способов оценивания и интерполяции ЗТЗ. Целью данной статьи является описание результатов разработки, исследования и верификации новых алгоритмов оценивания и сетевой интерполяции ЗТЗ, сочетающих достоинства каждого из описанных подходов. Ниже описан смешанный подход, отличающийся тем, что в ходе обработки фазовых ГНСС-наблюдений совместно оцениваются информационные параметры и суммарные (сухая и влажностная составляющие) ЗТЗ на станциях сети (или базы). При этом используется корректное преобразование (упрощение) полной двухкомпонентной модели ЗТЗ с учетом функций отображения Niell [4] для сухой и влажностной составляющих, а также вспомогательных оценок по модели MOPS. Такие преобразования позволили минимизировать остаточную методическую погрешность представления модели ЗТЗ в упрощенном виде. Предложен и уточненный вариант сетевой интерполяции ЗТЗ, учитывающий перепад высот станций и «роверных» приемников.

Алгоритм оценки зенитных тропосферных задержек

Исходя из зарубежного опыта обработки ГНСС-наблюдений был предложен усовершенствованный сетевой алгоритм оценки зенитных тропосферных задержек. Алгоритм основывается на использовании фазовых наблюдений не менее трех референчных станций (РС), что обусловлено необходимостью дальнейшей интерполяции ЗТЗ с РС на местоположение «роверного» приемника внутри сети. Однако описанный ниже алгоритм можно применить и для оценивания ЗТЗ на станциях одной базы.

Задержка сигнала в тропосфере представляется в виде суммы гидростатической и влажностной составляющих [2 – 5]:

$$\Delta_{\text{трон}}(\beta) = \Delta_h^z \cdot m_h(\beta) + \Delta_w^z \cdot m_w(\beta), \quad (1)$$

где $\Delta_{\text{трон}}(\beta)$ – суммарная тропосферная задержка, как функция угла места β ; Δ_h^z – гидростатическая ("сухая") составляющая ЗТЗ; Δ_w^z – влажностная составляющая ЗТЗ; $m_h(\beta)$, $m_w(\beta)$ – известные функции отображения (mapping functions) для гидростатической и влажностной составляющих ЗТЗ соответственно [2, 4, 5].

Для перехода от полной двухкомпонентной модели ЗТЗ (1) к упрощенной модели, где будет оцениваться только один параметр – суммарная (сухая плюс влажностная составляющие) ЗТЗ, представим (1) в виде

$$\mathbf{Z}_{Tro}(t) = [\mathbf{Z}_h(t) + \mathbf{Z}_w(t)] \cdot \mathbf{m}_h(t) + \mathbf{Z}_w(t) \cdot \Delta \mathbf{m}_{hw}(t). \quad (2)$$

где $\Delta \mathbf{m}_{hw}$ – разность функций отображения.

«Влажностное» слагаемое в (2) можно достаточно точно компенсировать, используя расчетную величину, например, используя модель MOPS, а также используя тот факт, что функции отображения гидростатической и влажностной составляющих мало отличаются [2, 4]. Составляющую $[\mathbf{Z}_h(t) + \mathbf{Z}_w(t)]$ теперь можно представить как суммарную задержку $\mathbf{Z}_\Sigma(t)$, подлежащую оцениванию. В результате получим следующую модель тропосферной задержки:

$$\mathbf{Z}(t) = \mathbf{Z}_\Sigma(t) \cdot \mathbf{m}_h(t) - \hat{\mathbf{Z}}_w(t) \cdot \Delta \mathbf{m}_{hw}(t). \quad (3)$$

Здесь $\hat{\mathbf{Z}}_w(t)$ – величина влажной тропосферной задержки, рассчитанная по модели MOPS. Несложный расчет показывает, что методическая погрешность коррекции величины $\hat{\mathbf{Z}}_w(t) \cdot \Delta \mathbf{m}_{hw}(t)$ в фазовых наблюдениях не превышает нескольких миллиметров даже при максимальных допустимых отклонениях оценки $\hat{\mathbf{Z}}_w(t)$ от истинных величин.

В качестве функций отображения в предложенной упрощенной модели (3) в дальнейшем использованы функции отображения Niell [4], как наиболее точные и получившие широкое распространение [2, 5].

Дальнейшее изложение будет вестись с учетом того, что в используемых фазовых ГНСС-наблюдениях устранены аномальные и фазовые скачки, а также выполнено разрешение фазовой неоднозначности. Погрешности, связанные с ионосферной задержкой сигналов, скомпенсированы путем использования двухчастотных ГНСС-наблюдений приемников.

Разработанный алгоритм предполагает совместную оценку ЗТЗ и расхождений шкал времени приемников станций при условии, что координаты пунктов известны с высокой точностью (оценка ЗТЗ выполняется для перманентных референциальных станций).

Исходная система уравнений для случая трех станций имеет вид (один из пунктов будет референциальным, условно присвоим ему индекс «r»):

$$\begin{cases} \Delta \hat{\mathbf{L}}_{21}^j(t) - \Delta \mathbf{R}_{21}^j(t) = \Delta \hat{\mathbf{L}}_{21}^j(t) = \Delta_{\Delta 21}(t) + \Delta \mathbf{T}_{21}^j(t) + \delta \Delta \mathbf{L}_{21}^j(t), \\ \Delta \hat{\mathbf{L}}_{31}^j(t) - \Delta \mathbf{R}_{31}^j(t) = \Delta \hat{\mathbf{L}}_{31}^j(t) = \Delta_{\Delta 31}(t) + \Delta \mathbf{T}_{31}^j(t) + \delta \Delta \mathbf{L}_{31}^j(t) \end{cases}, \quad (4)$$

где $\Delta \hat{\mathbf{L}}_{ir}^j(t)$ – одинарные разности фазовых наблюдений на частоте L1 GPS между i -й и референциальной r -й станцией для j -го спутника на момент времени t ;

$\Delta \mathbf{R}_{ir}^j(t)$ – рассчитанные с высокой точностью (используются точные координаты станций и точные эфемериды спутников) одинарные разности геометрических расстояний между i -й и r -й станцией для j -го спутника на момент времени t ;

$\Delta_{\Delta ir}(t)$ – расхождение шкал времени между i -й и r -й станцией на момент времени t (оцениваемый параметр);

$\Delta \mathbf{T}_{ir}^j(t)$ – одинарные разности тропосферной задержки между i -й и r -й станцией для j -го спутника на момент времени t (оцениваемый параметр);

$\delta \Delta \mathbf{L}_{ir}^j(t)$ – шумовая и многолучевая составляющие погрешностей одинарных разностей фазовых наблюдений для j -го спутника на момент времени t .

Используя введенную выше модель тропосферной задержки (3), представим компоненту $\Delta T_{ir}^j(t)$ таким образом:

$$\Delta T_{ir}^j(t) = \Delta Z_{ir}(t) \cdot mf_{Hi}^j(t) + Z_r(t) \cdot [mf_{Hi}^j(t) - mf_{Hr}^j(t)] - \hat{\Theta}_{ir}^j, \quad (5)$$

где $\Delta Z_{ir}(t)$ – разность ЗТЗ между i -й и r -й станциями, $\Delta Z_{ir}(t) = Z_i(t) - Z_r(t)$; $Z_r(t)$ – ЗТЗ референционной станции;

$mf_{Hr}^j(t)$ – функция отображения для гидростатической составляющей ЗТЗ для референционной РС;

$mf_{Hi}^j(t)$ – функция отображения для гидростатической составляющей ЗТЗ для i -й станции;

$\hat{\Theta}_{ir}^j = \hat{Z}_{wi}(t) \cdot [mf_{Hi}^j(t) - mf_{wi}^j(t)] - \hat{Z}_{wr}(t) \cdot [mf_{Hr}^j(t) - mf_{wr}^j(t)]$ – остаточная погрешность, максимальная величина которой при минимальных углах места не превышает 4 мм,

$$\hat{\Theta}_{ir}^j \ll \Delta Z_{ir}(t) \cdot mf_{Hi}^j(t) + Z_r(t) \cdot [mf_{Hi}^j(t) - mf_{Hr}^j(t)],$$

$\hat{Z}_{wi,r}(t)$ – оценка влажностной составляющей ЗТЗ для $i(r)$ -й станции;

$mf_{wi,r}^j(t)$ – функция отображения для влажностной составляющей ЗТЗ для $i(r)$ -й станции.

Подставив в уравнения (4) сформированную модель тропосферной задержки (5), получим следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} \Delta \hat{L}_{21}^j(t) + \hat{\Theta}_{21}^j = \Delta \tilde{L}_{21}^j(t) = \Delta_{\Delta 21}(t) + \Delta Z_{21}(t) \cdot mf_{H2}^j(t) + \\ + Z_1(t) \cdot [mf_{H2}^j(t) - mf_{H1}^j(t)] + \delta \Delta L_{21}^j(t) \\ \Delta \hat{L}_{31}^j(t) + \hat{\Theta}_{31}^j = \Delta \tilde{L}_{31}^j(t) = \Delta_{\Delta 31}(t) + \Delta Z_{31}(t) \cdot mf_{H3}^j(t) + \\ + Z_1(t) \cdot [mf_{H3}^j(t) - mf_{H1}^j(t)] + \delta \Delta L_{31}^j(t) \end{cases}, \quad (6)$$

В системе уравнений (6) оцениваемыми параметрами являются: $\Delta_{\Delta 21}(t)$, $\Delta_{\Delta 31}(t)$, $\Delta Z_{21}(t)$, $\Delta Z_{31}(t)$, $Z_1(t)$. Из них $\Delta_{\Delta 21}(t)$, $\Delta_{\Delta 31}(t)$ в данной постановке задачи являются неинформационными параметрами. Искомые неизвестные параметры определяются с использованием обобщенного метода наименьших квадратов. При оценке параметров ЗТЗ ($\Delta Z_{21}(t)$, $\Delta Z_{31}(t)$, $Z_1(t)$) полагаем, что эти параметры на заданном интервале (от 30 мин до 2 ч) являются постоянными в соответствии с рекомендациями [2, 4] и многих других источников. Было экспериментально установлено, что рекомендуемый интервал накопления данных для достаточно точной оценки ЗТЗ при базовых расстояниях $\sim 150 - 200$ км составляет один-два часа.

После оценки разности $\Delta Z_{ir}(t)$ можно определить значения ЗТЗ на всех станциях:

$$Z_i(t) = \Delta Z_{ir}(t) + Z_r(t), \quad (7)$$

Чтобы получить коррекции ЗТЗ на каждую эпоху наблюдений необходимо интерполировать полученные оценки ЗТЗ по времени. Для такой интерполяции оценок ЗТЗ использована аппроксимация кубическими сплайнами. При этом реализован усовершенствованный алгоритм интерполяции, который позволил устранить краевые эффекты. Пример сглаженной оценки ЗТЗ показан на рис. 1.

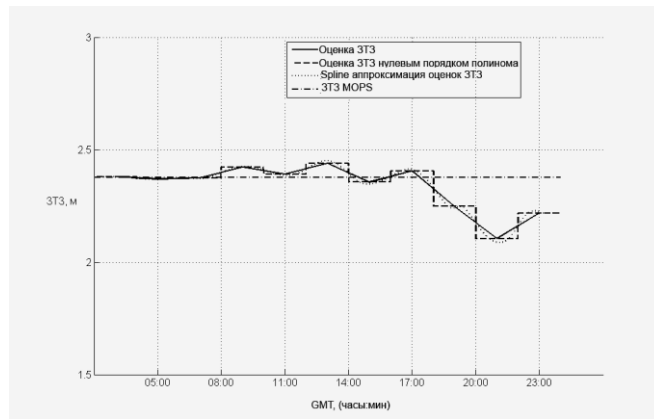


Рис. 1

Для исследования возможности повышения точности координатных определений с использованием метода оценивания ЗТЗ были использованы реальные GPS наблюдения (105-е, 208-е, 295-е GPS-сутки 2011 г. и 12-е GPS-сутки 2012 г.) сети станций NGCNET [http://www.ngcnet.com.ua/] НПП «Навигационно-геодезический центр» и станций IGS/EPN в Харьковской обл. Чтобы сравнить точность тропосферной коррекции по модели и с использованием оценок ЗТЗ, были выполнены соответствующие координатные определения по фазовым наблюдениям для обоих вариантов. Оценки координат станций для обоих вариантов сравнивались с эталонными значениями, полученными независимо с использованием апробированного программного обеспечения. На рис. 2, 3, в качестве примера приведены отклонения (в метрах) текущих оценок координат одной из станций сети NGCNET от эталонных значений – плановых координат (B, L) и высоты (H): а) при использовании модели MOPS, б) при использовании оценок ЗТЗ. Невязки, приведенные на рис. 2, получены для наблюдений, выполненных в летний период, а на рис. 3 – в зимний период.

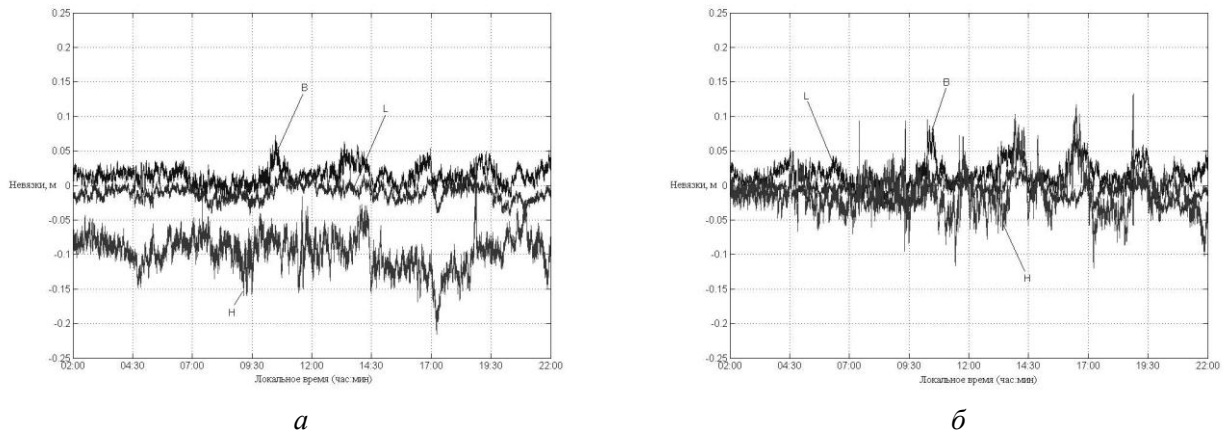


Рис. 2

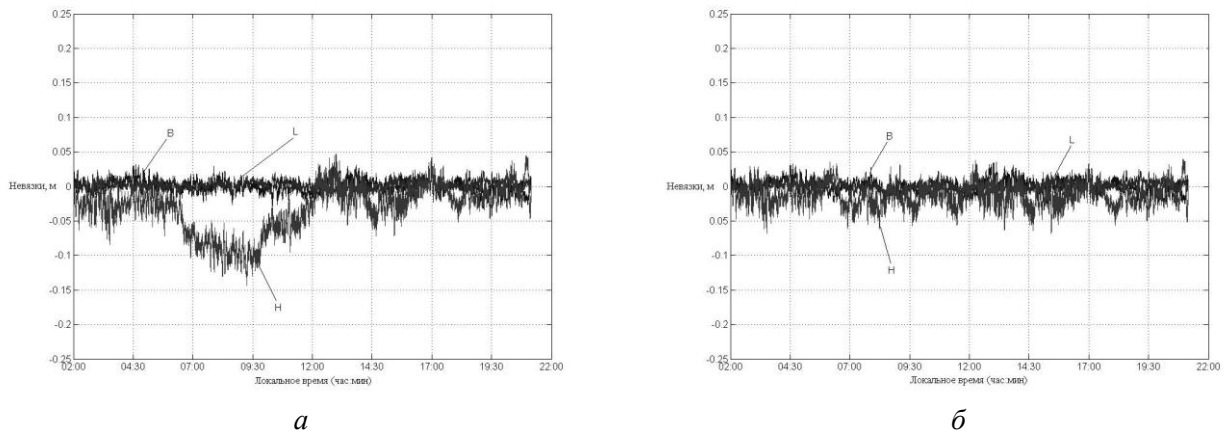


Рис. 3

Интерполяция оценок ЗТЗ базовых станций на местоположение «роверных» приемников потребителей

Напрямую использовать точные оценки зенитной тропосферной задержки, оцененные для референчных ГНСС-станций, для «роверных» приемников потребителей не позволяет фактор отличающихся высот приемников сигналов ГНСС. Поскольку оценка тропосферной задержки в значительной степени зависит от перепада высот ($\sim 0,3$ мм/м), игнорирование этого фактора может привести к значительным методическим погрешностям при расчете тропосферных коррекций для приемников потребителей. Поэтому первым важным этапом при интерполяции тропосферных коррекций является пересчет с использованием модели (например, модели MOPS) оценок ЗТЗ референчных станций на заданную одну и ту же высоту, например, на высоту референчной станции. Погрешность такого пересчета не превысит нескольких миллиметров на 100 м разности высот приемников. Затем выполняется линейная интерполяция приведенных к одной высоте оценок ЗТЗ станций на месторасположение «роверных» приемников. После этого, также с использованием модели, для каждого «роверного» приемника выполняется пересчет тропосферных коррекций на его текущую высоту.

Рассмотрим более детально выполнение линейной интерполяции оценок ЗТЗ референчных станций. Для простоты рассмотрим вначале плоский случай для двух референчных станций и роверного приемника (см. рис. 4). Изменение (разность) $\hat{\Phi}_{21}(\Delta\varphi_{21})$ зенитной тропосферной задержки между первой и второй станциями линейно зависит от угла $\Delta\varphi_{21}$:

$$\hat{\Phi}_{21}(\Delta\varphi_{21}) = a \cdot \Delta\varphi_{21}; \quad (8)$$

Оценив из (8) коэффициент a ($\Delta\varphi_{21}$ известен), и, зная угол $\Delta\varphi_{31}$ раскрыва между первой станцией и приемником потребителя, находим изменение ЗТЗ $\hat{\Phi}_{31}(\Delta\varphi_{31})$ для «роверного» приемника.

Для трехмерного случая:

$$\hat{\Phi}_{i1}(\Delta B_{i1}, \Delta L_{i1}) = a \cdot \Delta B_{i1} + b \cdot \Delta L_{i1}; \quad (9)$$

где $\Delta B_{i1}, \Delta L_{i1}$ – углы по широте и долготе i -й станции относительно референчной станции; a, b – градиенты.

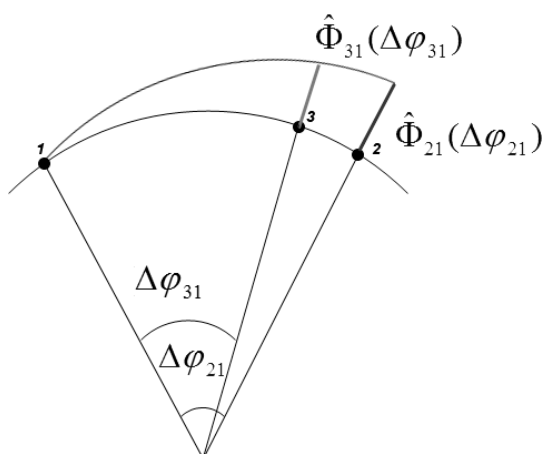


Рис. 4

Оценив параметры a, b по известным значениям $\hat{\Phi}_{i1}, \Delta B_{i1}, \Delta L_{i1}$ ($i=2, 3$), находим изменение ЗТЗ для «роверного» приемника:

$$\hat{\Phi}_{rov1}(\Delta B_{rov1}, \Delta L_{rov1}) = \hat{a} \cdot \Delta B_{rov1} + \hat{b} \cdot \Delta L_{rov1} \quad (10)$$

Зная ЗТЗ на референционной станции и разность $\hat{\Phi}_{rov1}$, вычисляем ЗТЗ для «роверного» приемника. После этого выполняем пересчет ЗТЗ приемника потребителя на его текущую высоту с использованием модели, как это изложено выше.

Оценка точности алгоритма оценки и интерполяции ЗТЗ проводилась с использованием суточных наблюдений, полученных в различные периоды года (см. выше), для следующих станций из состава сети NGCNET: «IZUM» (г. Изюм), «KPSK» (г. Купянск), «PRVM» (г. Первомайск), «ZOCH» (г. Золочев). Кроме станций сети NGCNET в состав измерительной информации были включены наблюдения перманентной референционной IGS станции «KHAR» (Харьков), которая использовалась в качестве референционной.

В таблице приведены средние значения (в процентном выражении) повышения точности определения высот станций при использовании интерполированных оценок ЗТЗ по сравнению с расчетными оценками по модели MOPS.

Станция	GPS-сутки/год			
	105/2011	208/2011	295/2011	012/2012
	Повышение точности определения высот станций (H), %			
PRVM	39	31	30	36
IZUM	54	20	26	53
KPSK	52	93	26	50
ZOCH	92	85	56	46

Анализ результатов обработки сети референчных перманентных станций NGCNET по сезонам в целом показал, что использование оценок ЗТЗ и их интерполяции при координатных определениях позволяет повысить точность определения высотной составляющей от 20 до 90 % в зависимости от активности и сезонных изменений в тропосфере (дождь, снег, атмосферные фронты и т.д.). Выигрыш же в точности определения плановых координат практически незаметен, что подтверждает известные из мирового опыта теоретические и практические результаты. Сравнения оценок ЗТЗ с модельными значениями для осеннего и зимнего периодов показали, что их расхождения в среднем не превышают 5 – 10 см, а в весенний и летний периоды – 20 – 25 см, т.е. тропосфера наиболее изменчива в летний период и наименее – в зимний период, что также известно из многолетней практики ГНСС-определений.

Необходимо отметить, что успешная линейная интерполяция ЗТЗ референчных станций на территорию, окаймлённую этими станциями, возможна только в том случае, если известно, что внутри этой территории не было сильных дождей или снегопадов, отсутствовали перемещающиеся атмосферные фронты. В противном случае интерполяция ЗТЗ может привести к заметному ухудшению точности координатных определений, впрочем, как и использование тропосферных моделей.

Выводы

В ходе выполненных исследований предложена корректно модифицированная функциональная тропосферная модель в уравнениях ГНСС наблюдений. Разработаны алгоритмы оценивания и сетевой интерполяции зенитных тропосферных задержек, учитывающие перепады высот станций и «роверных» приемников потребителей.

Представлены результаты экспериментальной верификации разработанных алгоритмов с использованием реальных фазовых ГНСС наблюдений. Так, в режиме дифференциальных

координатных определений выигрыш в точности оценки высотной составляющей с использованием оцененных параметров тропосферы вместо модельных значений, составляет от 20 до 90 % в зависимости от активности и сезонных изменений в тропосфере (дождь, снег, атмосферные фронты и т.д.). При этом необходимый интервал накопления для точной оценки зенитных тропосферных задержек должен быть не менее 1 ч.

Сравнение разностей оценок тропосферных задержек с модельными значениями для осеннего и зимнего периодов не превышают 5 – 10 см, а для весеннего и летнего периодов – 20 – 25 см.

Настоящая работа выполнена при частичном финансировании по договору №ДЗ/467-2011 с Держинформнаукой Украины.

Авторы выражают благодарность научному руководителю, к.т.н. Жалило А.А., за полезные замечания и рекомендации, способствующие улучшению материалов статьи, а также к.т.н. Горбу А.И., директору НПП "Навигационно-геодезический центр" за предоставленные ГНСС наблюдения для проведения экспериментальных исследований.

Список литературы: 1. Гофманн-Велленгоф Б. Глобальна система визначення місцеположення (GPS). Теорія і практика / Б. Гофманн-Велленгоф, Г. Ліхтнеггер, Д. Коллінз, пер. з англ.. під ред. Я.С. Яцківа. – Київ : Наук. думка.- 1995. – 380 с. 2. Schüler T. On Ground-Based GPS Tropospheric Delay Estimation Dissertation, Schriftenreihe 73, Studiengang Geodäsie und Geoinformation, Universität der Bundeswehr München, February 2001. – 364 p. 3. F. K. Brunner Tropospheric propagation effects in GPS height results using meteorological observations/ Brunner F. K., Tregoning P. // Aust.J.Geod.Photogram.Surv. No.60, – June 1994, – pp. 49-65. 4. Niell A. E. Global mapping functions for the atmosphere delay at radio wavelengths / A.E. Niell // Journal of Geophysical Research, vol. 101, no. B2. – 1996. – pp. 3227-3246. 5. A.H. Dodson, Assessment of EGNOS Tropospheric Correction Model / Dodson A.H., Chen W., Baker H.C., Penna N.T., Roberts G.W., Jeans R. J. and Westbrook J. // Proceedings of the 12th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GPS 1999). – September 14 – 17 1999, Nashville, TN, – pp. 1401 – 1408. 6. Yi Zheng Interpolating Residual Zenith Tropospheric Delays for Improved Wide Area Differential GPS Positioning / Zheng Yi // Proceedings of the 17th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2004). – September 21 – 24, 2004. – Long Beach, CA, – pp. 915 – 924. 7. Davis, J. L. The effect of turbulence on atmospheric gradient parameters estimated from ground-based radiometric and space geodetic measurements. Geophysical Research Letters. – 1992. – Vol. 19, pp. 2183-2186.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 03.03.2013

*А.Н. ОЛЕЙНИКОВ, канд. техн. наук, Ю.В. ЛЫКОВ, канд. техн. наук, А.И. ШКАРЛЕТ,
Р.К. СТАРОДУБОВ*

РЕЗУЛЬТАТЫ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ МЕТЕОРНОЙ АКТИВНОСТИ ПО СИГНАЛАМ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

Введение

В настоящее время метод радиолокации метеорных следов является одним из наиболее распространенных для исследования метеорных явлений. Этот метод является более информативным, чем другие методы (визуальные, фотографические и т.д.), а получаемая информация может быть полезна при проектировании метеорных систем связи, систем синхронизации времени и частоты, при прогнозировании условий распространения радиоволн и т.д.

Высокие эксплуатационные затраты использования собственных передатчиков метеорных радиолокационных станций привели к созданию радиометеорных комплексов, которые используют в качестве источника зондирующего излучения уже существующие сигналы, например от радиовещательных и телевизионных станций.

В сентябре 2008 г. на Многоцелевом геофизическом комплексе для исследования притока метеорного вещества (Харьковская область, г.Балаклея), являющемся объектом национального достояния Украины, введен в действие метеорный радиолокационный комплекс, использующий в качестве источника зондирующего излучения аналоговые ТВ сигналы. За счет низких эксплуатационных затрат комплекс дает возможность проводить длительные непрерывные радиометеорные наблюдения, а за счет предложенной методики обработки принятых сигналов комплекс позволяет корректно идентифицировать метеорные отражения и получать статистические данные динамики метеорной активности.

1. Описание метеорного комплекса

В состав метеорного комплекса входит антенна, приемник IC-PCR-1000 и ЭВМ. В качестве источника зондирующего сигнала выбран первый телевизионный канал Останкинского телецентра (Россия, г.Москва) [1]. Частота передатчика – 49,75 МГц, мощность – 40 кВт, расстояние до приемного пункта – 710 км. Измерительный комплекс работает круглогодично в непрерывном режиме.

Отражение от метеорного следа можно рассматривать как амплитудную модуляцию зондирующего сигнала медленно меняющимся процессом. Кроме того, сигнал, отраженный от метеорного следа, имеет характерную амплитудно-временную характеристику (АВХ). Идентификация метеорного отражения может осуществляться по характерному виду АВХ принятого сигнала.

В своей структуре телевизионный сигнал имеет строчные гасящие импульсы (СГИ), которые можно рассматривать как детерминированные сигналы. Они соответствуют требованию постоянства амплитуд, а частота их следования, равная 15625 Гц, позволяет получить более тонкую структуру АВХ по сравнению с традиционными метеорными РЛС (например, в комплексе «МАРС» частота следования зондирующих импульсов равна 500 Гц).

В рассматриваемом метеорном комплексе принятый сигнал с выхода приемника оцифровывается и с помощью быстрого преобразования Фурье выделяется первая гармоника частоты следования СГИ. Таким образом, формируется амплитудно-временная характеристики принятого сигнала. Идентификация метеорного отражения осуществляется на основе анализа АВХ принятого сигнала. Характер вариации фазы служит дополнительным критерием идентификации. Такой метод позволяет корректно идентифицировать принятый сигнал как отраженный именно от метеорного следа.

На рис.1 представлен теоретически рассчитанный вид АВХ сигналов, отраженных от метеорного следа, а на рис.2 – экспериментальные АВХ и вариации фазы, полученные с помощью рассматриваемого метеорного комплекса 14.02.2011 с 07:00-07:10.

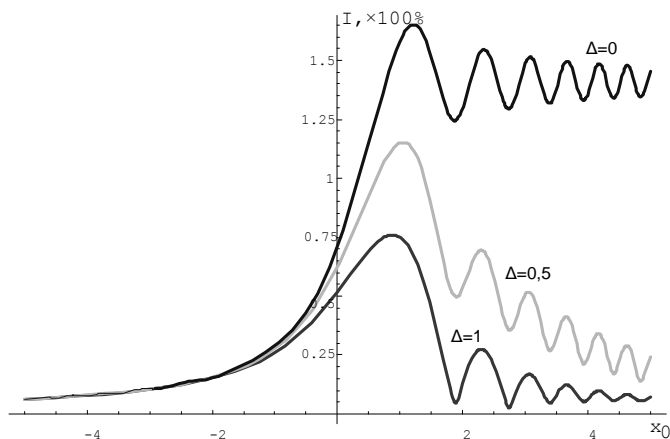


Рис.1. Теоретически рассчитанные АВХ сигналов, отраженных от метеорного следа

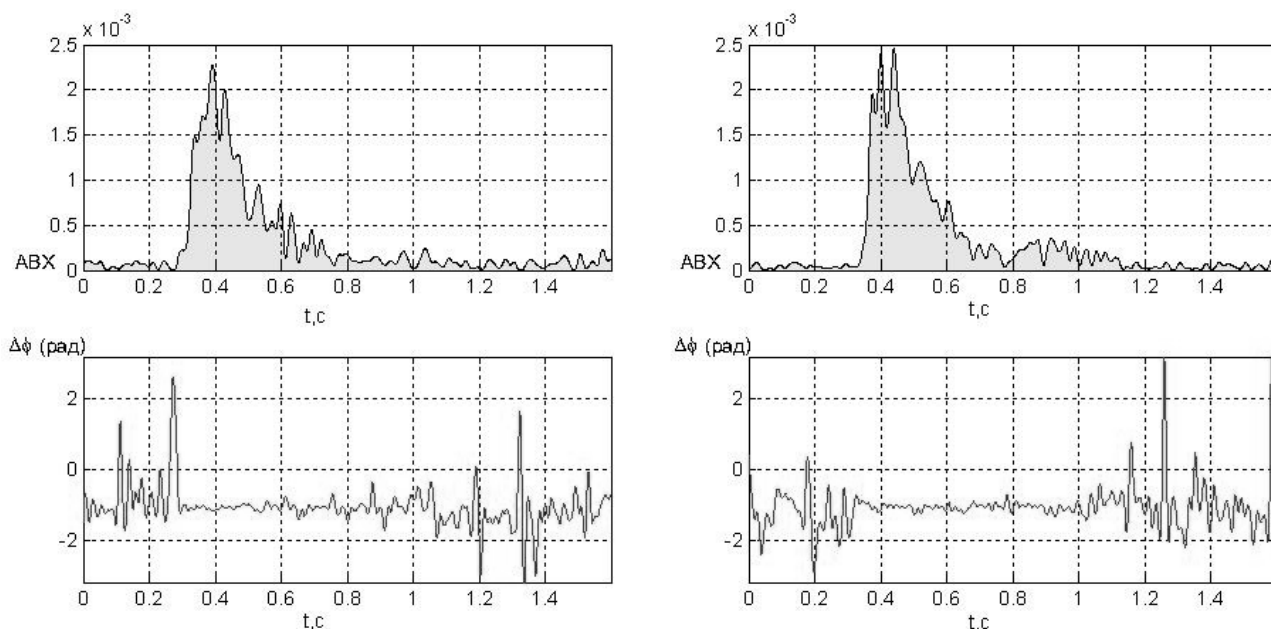


Рис. 2. АВХ и вариации фазы сигналов, полученные в результате эксперимента

Из рис.2. видно, что предложенный метод позволяет получать достоверные АВХ сигналов, отраженных от метеорных следов, и, соответственно, достоверно идентифицировать наличие метеорного отражения.

2. Результаты экспериментальных исследований

Результаты экспериментальных исследований представлены за двухлетний период наблюдений: с 01.01.2010 по 31.12.2011 г. В результате было зафиксировано около 1 млн. метеорных отражений. Определены параметры, которые могут быть использованы при прогнозировании пропускной способности каналов метеорной связи: сезонные вариации численности метеорных отражений, распределение длительностей и уровней отраженных сигналов, суточный ход численности метеорных отражений, коэффициент заполнения метеорного канала связи.

Вариации суточной численности метеорных отражений для каждого года проведенных исследований представлены на рис.3. Ежегодно повторяющееся расположение локальных

максимумов метеорной активности позволяет судить о наличии метеорного потока. Сравнение полученных данных с данными каталога метеорных потоков Международной метеорной организации (International Meteor Organization) [2] показало, что календарные сроки действия определенных потоков соответствуют расположению максимумов экспериментально полученной вариации численности метеорных отражений. Потоки идентифицировались по критерию максимума активности в данный временной период.

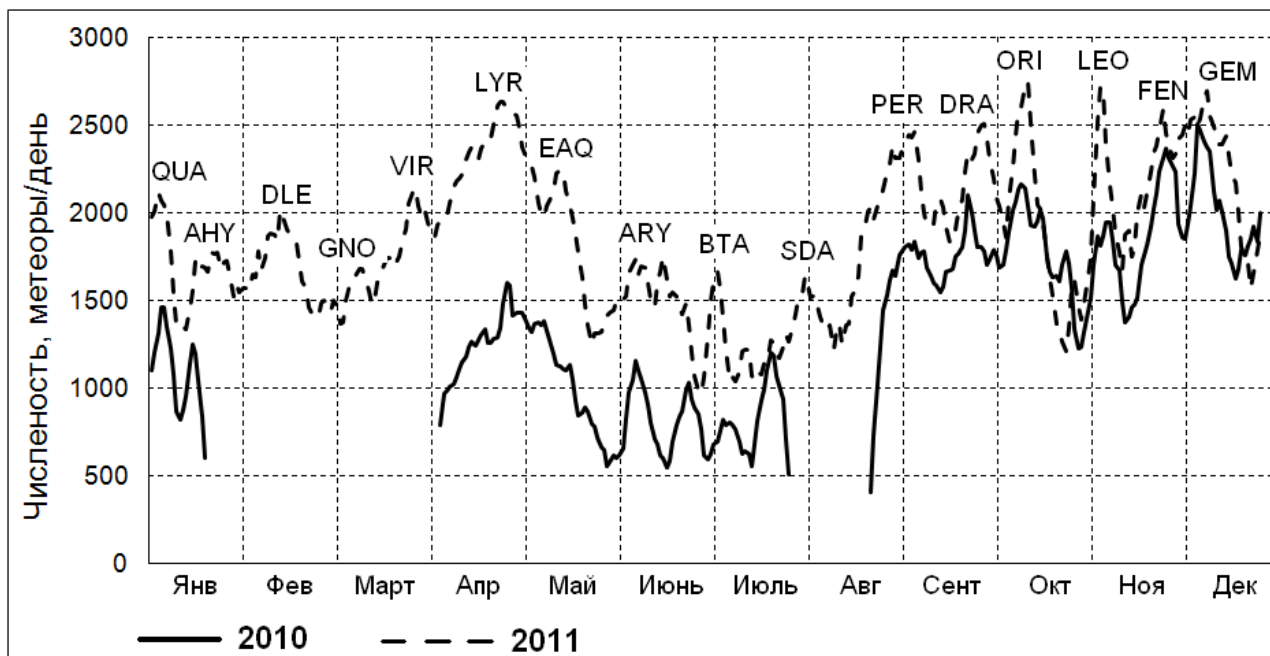


Рис. 3. Вариации численности метеорных отражений с указанием выявленных метеорных потоков

На рис.3 приняты следующие обозначения метеорных потоков: QUA — Квадрантиды; ANU — альфа-Гидриды; DLE — дельта-Леониды; GNO — гамма-Нормиды; VIR — Виргиниды; LYR — Лириды; EAQ — эта-Аквариды; ARY — Ариетиды; BTA — бета-Тауриды; SDA — южные дельта-Аквариды; PER — Персеиды; DRA — Дракониды; ORI — Ориониды; LEO — Леониды; FEN — Фенициды; GEM — Гемениды.

Важными параметрами метеорных отражений являются длительность и уровень отраженного сигнала, так как от них зависят параметры метеорного канала связи, такие как длительность сеанса связи. На рис.4 представлена гистограмма распределения количества метеорных отражений по длительности, а на рис.5 — гистограмма распределения количества метеорных отражений по уровню сигнала на выходе приемника.

На рис.6 представлен график сезонных вариаций среднесуточной численности метеорных отражений, усредненных за 2010 и 2011 гг. Для периодов времени, в которых отсутствовали данные (2010 г.), усреднение проводилось со средней численностью метеорных отражений за весь год. Кроме того, при усреднении было применено сглаживание скользящим средним с размером окна 5 дней.

В работе рассчитан коэффициент заполнения метеорного канала связи, равный сумме длительности всех метеорных отражений за сутки к длительности суток. Установлено, что график вариации коэффициента заполнения имеет вид, схожий с суточной вариацией метеорных отражений, поэтому на рис.6 для наглядности введена дополнительная ось ординат, на которой отложен коэффициент заполнения метеорного канала связи.

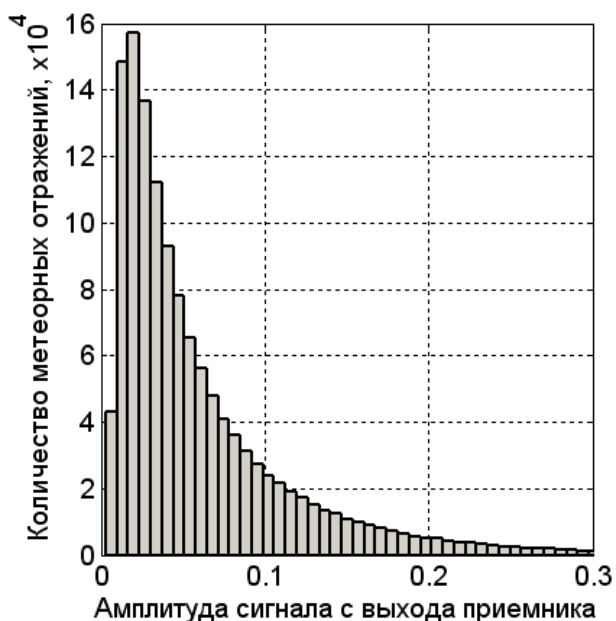


Рис. 4. Распределение метеорных отражений по амплитуде отраженного сигнала

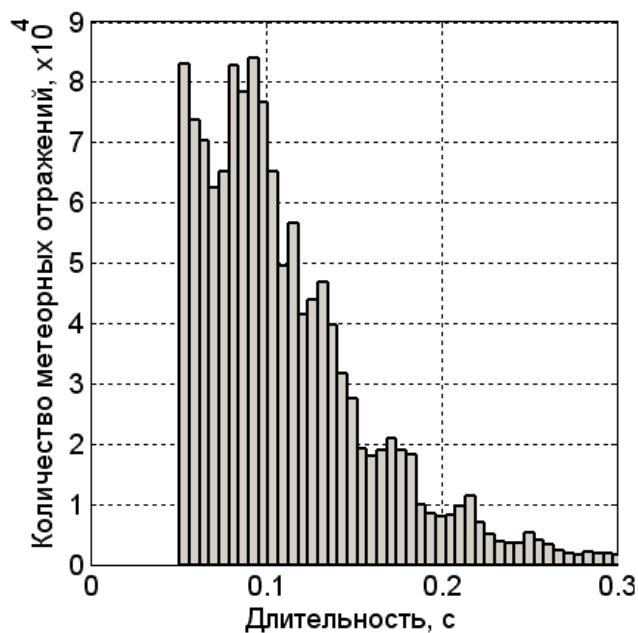


Рис. 5. Распределение метеорных отражений по длительности

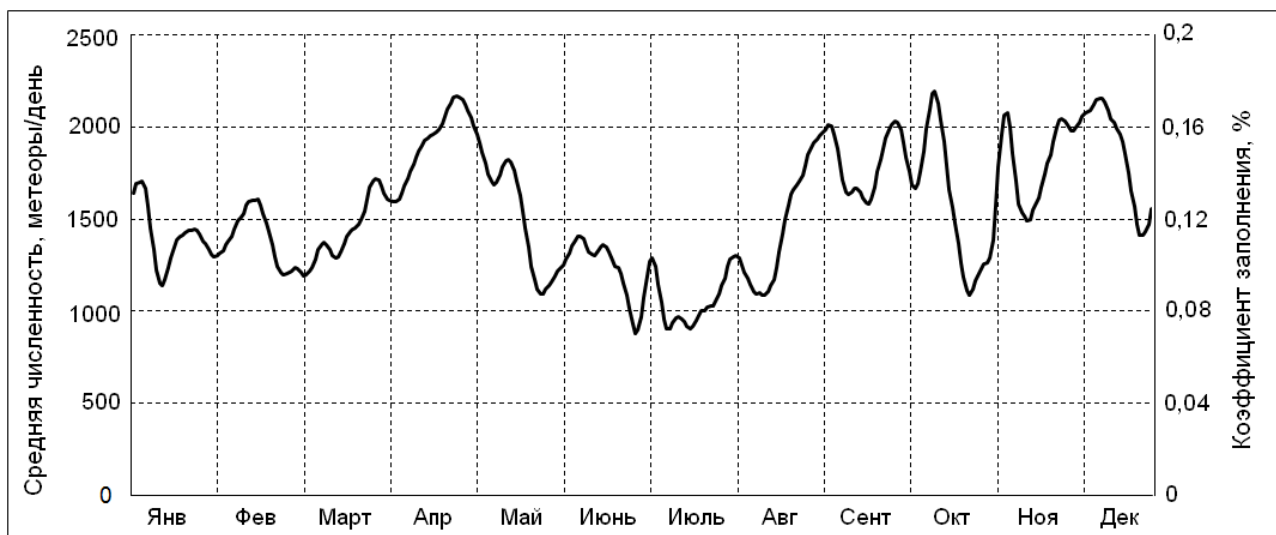


Рис.6. Усредненная суточная численность метеорных отражений.
Коэффициент заполнения метеорного канала связи

Анализ результатов экспериментальных исследований позволил получить следующие статистические данные, характеризующие метеорную активность: среднее количество метеорных отражений в сутки – 1488; среднее количество метеорных отражений в час – 62; средняя длительность метеорного отражения – 0,11 с. Средний коэффициент заполнения метеорного канала связи – 0,12%.

15 февраля 2013 г. в г. Челябинске (Россия) в 9:20 по местному времени (UTC+6) произошло падение крупного метеорита. Зарегистрировать этот метеорит харьковская станция не могла из-за значительного расстояния от места расположения станции до места падения метеорита (расстояние Харьков – Челябинск составляет около 2600 км). Заметного повышения метеорной активности не наблюдалось.

Выводы

Приведены результаты экспериментальных исследований метеорной активности за 2010 – 2011 гг. измерительным комплексом, использующим в качестве источника зондирующего излучения аналоговые ТВ сигналы. Выявлены метеорные потоки, которые совпадают по срокам с календарем метеорных потоков Международной метеорной организации ИМО. Анализ полученной информации позволил получить статистические данные, характеризующие метеорную активность.

Список литературы: 1. *Олейников А.Н., Лыков Ю.В., Кукуш В.Д.* Повышение эффективности разнесенной системы радиолокации метеорных следов // Радиотехника : Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. – 2009. – №157. – С. 5-12. 2. *Каталог метеорных потоков ИМО.* – Режим доступа к ресурсу: www.imo.net.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 11.02.2013

АКУСТИЧЕСКИЙ УРОВНЕМЕР С ВЫСОКОЙ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТЬЮ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ЖИДКИХ СРЕД

Введение

Измерение и текущий контроль уровня жидких сред, по-прежнему, представляют актуальную проблему для решения ряда технологических задач, а также при их производстве, хранении и учёте. При этом к устройствам измерения уровня постоянно возрастают требования, как по снижению абсолютной погрешности, так и по увеличению разрешающей способности. Для достижения перечисленных целей применяются различные методы измерения уровня, в том числе и метод акустической локации.

В настоящее время для контроля уровня жидких сред применяются акустические уровнемеры различных производителей [1 – 4]. Общим для этих уровнемеров является использование сферической волны и применение высокочастотных акустических преобразователей, что ограничивает разрешающую способность в пределах нескольких миллиметров.

Низкочастотные модификации уровнемеров ЗОНД-3М [5 – 7], в которых используется плоская акустическая волна, обеспечивают разрешающую способность жидкости ± 1 мм при абсолютной погрешности $\pm(3...4)$ мм в своих рабочих диапазонах, что определяет перспективность их использования для решения широкого круга технологических и других задач. Однако в настоящее время для некоторых применений, например поддержания уровня масла в пределах $\pm(3...4)$ мм, разрешающей способности ± 1 мм может оказаться недостаточным. Поэтому целесообразно провести анализ максимально достижимой разрешающей способности низкочастотных модификаций уровнемера ЗОНД-3М с целью расширения возможных областей их использования.

В работе рассмотрены особенности функционирования приемо-передатчиков низкочастотных модификаций уровнемера ЗОНД-3М с плоской акустической волной, приведены оценка максимальной разрешающей способности и пути модернизации уровнемера для её достижения. Представлены результаты экспериментов, подтверждающих разрешающую способность менее 1 мм.

Основная часть

Принцип работы акустических уровнемеров локационного типа основывается на измерении временного интервала задержки отражённого сигнала и последующего расчета уровня до контролируемой поверхности. Использование плоской акустической волны определяет необходимость применения звуковода, размещаемого внутри резервуара с контролируемой жидкостью. Это, с одной стороны, ограничивает область применения жидкими не налипающими средами, а с другой – устраняет возможность образования пены и волнения на поверхности жидкости внутри звуковода.

Обобщенная структурная схема приемо-передатчиков представлена на рис.1. В ее состав входят управляющий процессор, излучатель акустического сигнала, первый и второй приемники, входные акустические устройства которых установлены на наружной стенке звуковода. В этом варианте реализуется относительный метод измерения временного интервала t_x задержки отражённого сигнала относительно плоскости установки входного устройства первого приемника. Участок звуковода между плоскостями установки первого и второго приёмников является эталонным, скорость распространения акустической волны на котором считается совпадающей со скоростью на участке звуковода между первым приёмником и поверхностью контролируемой среды [5]. Измеряемое расстояние R_i (рис.1) между плоскостью установки первого приемника и поверхностью жидкости, определяется выражением [4]:

$$R_i = R_x t_x / (t_1 + t_2), \quad (1)$$

где R_x – расстояние между приёмниками; t_x – временной интервал прохождения отражённого акустического сигнала в участке звуковода между плоскостью установки первого приёмника и поверхностью контролируемой среды; t_1 – временной интервал прохождения зондирующего акустического сигнала между плоскостями установки второго и первого приёмников; t_2 – временной интервал прохождения отражённого акустического сигнала между плоскостями установки первого и второго приёмников.

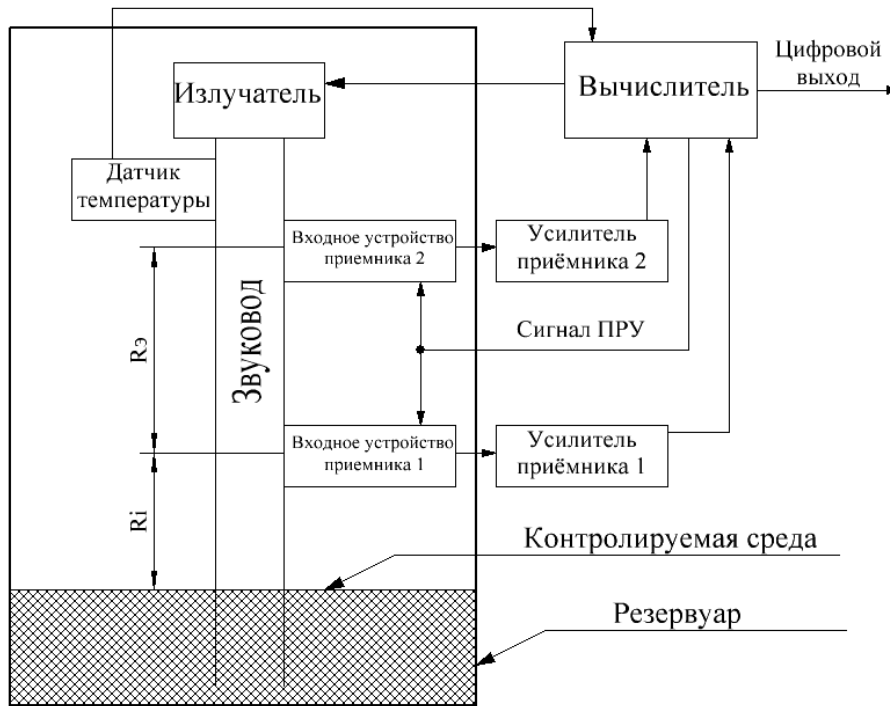


Рис.1

Если в состав приемо-передатчика вместо второго приёмника введен датчик температуры, то в нем реализуется абсолютный метод измерения расстояния R_i до контролируемой поверхности, которое определяется с помощью выражения [4]:

$$R_i = V_0 t_x (1 \pm t_i^{°C} / 546) / 2, \quad (2)$$

где V_0 – скорость акустической волны при 0°C , $t_i^{°C}$ – температура окружающей среды.

Оценка максимальной разрешающей способности приемо-передатчиков

В радиолокации под разрешающей способностью по дальности подразумевают минимальное расстояние между объектами, при котором они наблюдаются отдельно. В уровнемерах локационного типа источник отраженного сигнала один – поверхность контролируемого объекта. Поэтому под разрешающей способностью по уровню понимают минимально регистрируемое уровнемером изменение уровня (расстояния) до поверхности контролируемого объекта.

В акустических уровнемерах локационного типа решение о приходе отраженного сигнала обычно принимают в момент превышения огибающей переднего фронта заданного порога $U_{\text{пор}}$ (рис.2). Это обусловлено использованием в них в качестве акустических преобразователей излучаемого и отраженного сигналов высокочастотных резонаторов.

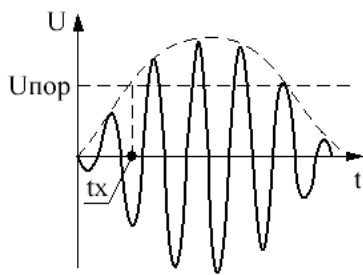


Рис.2

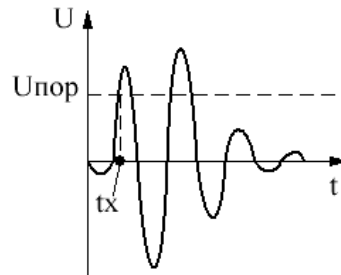


Рис.3

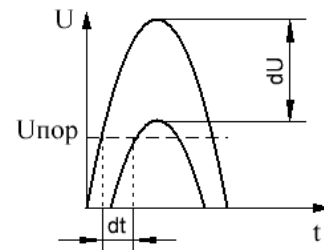


Рис.4

При неизменных параметрах среды распространения акустической волны внутри звуковода разрешающая способность будет зависеть от скорости возрастания переднего фронта огибающей, пределов изменения амплитуды отраженного сигнала в рабочем диапазоне уровнемера, нестабильности срабатывания порогового устройства и технических возможностей вычислителя (рис.1).

Чтобы увеличить разрешающую способность в приеме-передатчиках в качестве излучателя была применена высокочастотная электродинамическая головка, а в качестве входного устройства приемников – конденсаторный электретный микрофон. Электродинамическая головка в режиме излучения и конденсаторный микрофон (МКЭ) в режиме приёма характеризуются достаточно малой добротностью. Это обеспечило получение на выходе МКЭ импульсного сигнала с очень высокой крутизной огибающей. Данное обстоятельство позволило перейти к принятию однозначного решения о моментах прихода зондирующего и отраженных сигналов по превышению заданного порога передними фронтами первой положительной полуволны перечисленных сигналов (рис.3), что существенно увеличило разрешающую способность.

Следующим фактором, снижающим разрешающую способность, является изменение амплитуды отраженных сигналов в рабочем диапазоне контролируемых уровней. Действительно, уменьшение амплитуды принимаемого сигнала на величину dU при неизменном пороге $U_{пор}$ приводит к увеличению момента времени его прихода на величину dt (рис.4). Если принять, что при заданном $U_{пор}$ решение о моменте прихода сигнала может приниматься в диапазоне от $0,3$ до $0,7 U_{max}$, где U_{max} – амплитуда сигнала, то при рабочей частоте приемопередатчиков, составляющей около 2 кГц, неопределенность определения расстояния будет составлять примерно ± 3 мм.

Так как внутри звуковода имеет место только погонное затухание отраженного сигнала, то снижение амплитуды в рабочем диапазоне может быть минимизировано с помощью регулировки усиления приемников. Так, введение программной регулировки амплитуд сигналов, поступающих на входы приемников (см. сигнал ПРУ на рис.1), обеспечивает их практическую неизменность во всем рабочем диапазоне, что позволяет почти на порядок увеличить разрешающую способность, то есть до $\pm(0,3 \dots 0,4)$ мм.

Чтобы существенно снизить влияние нестабильности напряжения $U_{пор}$ срабатывания порогового устройства вычислителя, в приеме-передатчиках целесообразно применить специальную обработку, направленную на увеличение крутизны переднего фронта первой положительной полуволны импульсного сигнала (рис.3). Она заключается в детектировании входного сигнала с углом отсечки менее 90 градусов с последующим его усилением и ограничением. В результате такой обработки входные импульсные сигналы преобразовываются в последовательности $2 - 3$ прямоугольных видеоимпульсов, поступающих непосредственно на цифровой вход вычислителя (рис.1). В нем производятся измерение временных интервалов t_x, t_1, t_2 и расчёт текущего расстояния R_i , согласно выражениям (1) или (2), в зависимости от типа приемопередатчика.

Таким образом, технические решения, заложенные в приемо-передатчиках, могут обеспечивать (без применения усреднения результатов измерений) разрешающую способность до $\pm(0,3 - 0,4)$ мм. Реализованная в уровнемере ЗОНД-3М разрешающая способность ± 1 мм, по-видимому, ограничивается возможностями и собственным быстродействием применённого вычислителя. Поэтому для достижения разрешающей способности $\pm(0,3 \dots 0,4)$ мм, помимо доработки приемо-передатчиков, необходимо применить быстродействующий процессор.

Методика проведения и результаты испытаний

Для оценки реальной разрешающей способности была произведена модернизация приемо-передатчиков и программного обеспечения уровнемера на базе процессора, обеспечивающего аппаратную разрешающую способность не хуже $\pm 0,1$ мм. Испытания были проведены на уровнемере с приемо-передатчиком АП-7Э. В качестве образцов контролируемых жидких сред были выбраны слабо испаряющиеся жидкости – вода и дизельное топливо, так как акустические уровнемеры нецелесообразно использовать для контроля уровня легкоиспаряющихся жидкостей [8].

В процессе испытаний геометрическое расстояние от второго приемника (рис.1) до поверхности контролируемой жидкости оставалось неизменным. В этом случае исключается необходимость измерения геометрического расстояния до поверхности жидкости, а разброс текущих показаний R_i индикатора уровнемера может быть использован для оценки разрешающей способности:

$$\Delta R = \frac{R_{i \max} - R_{i \min}}{2}, \quad (3)$$

где $R_{i \max}$ и $R_{i \min}$ – соответственно максимальное и минимальное расстояния до поверхности жидкости, измеренные уровнемером.

Результаты испытаний, представленные на рис.5 и 6, свидетельствуют, что и для дизельного топлива (рис.5) и для воды (рис.6) разброс текущих значений расстояния ΔR не превышал $\pm 0,3$ мм. По осям ординат на рис.5 отложены отклонения расстояния до поверхности жидкостей относительно первого измерения, а по осям абсцисс – время проведения испытаний.

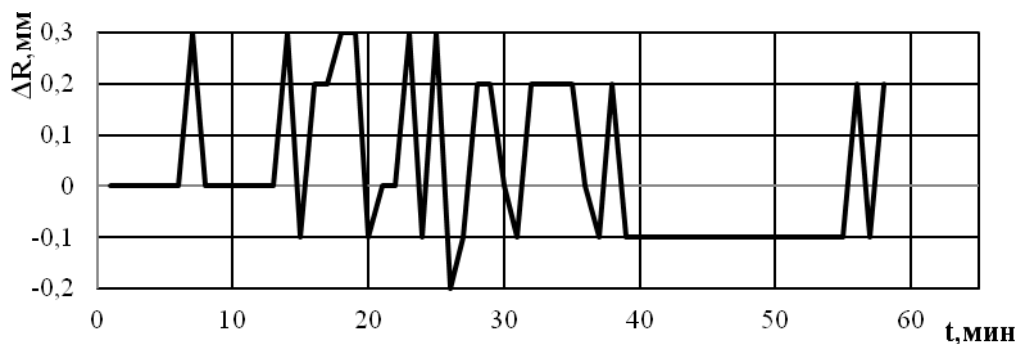


Рис. 5

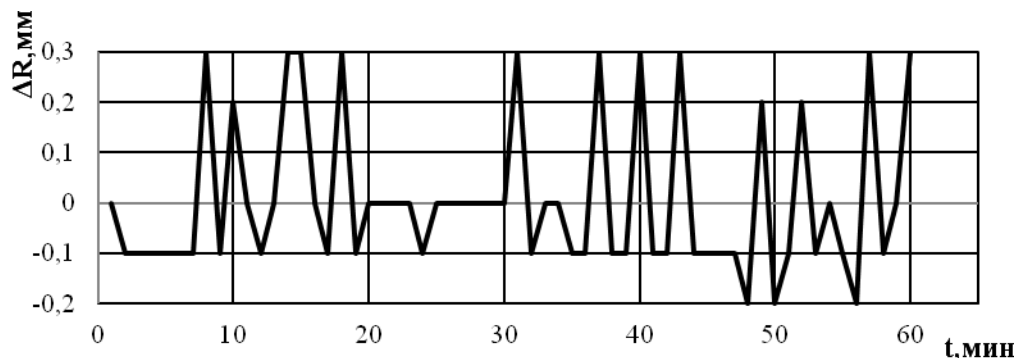


Рис. 6

Была также проведена оценка изменения расстояния, контролируемого уровнемером, при его дискретном уменьшении на 0,0; 0,3; 0,6 и 0,9 мм (рис.7). По оси ординат отложены отклонения текущего расстояния $\Delta R = R_i - R_1$ до поверхности воды относительно первого измерения, а по оси абсцисс – порядковый номер измерения. Данные на рис.7 показывают, что для каждой из четырех серий измерений разрешающая способность не превышала $\pm 0,3$ мм. При этом для первых трех серий измерений средние значения уменьшения расстояния, контролируемые уровнемером, были близки к геометрическому и составляли 0,3 мм, а в последней серии оно составило 0,21 мм.

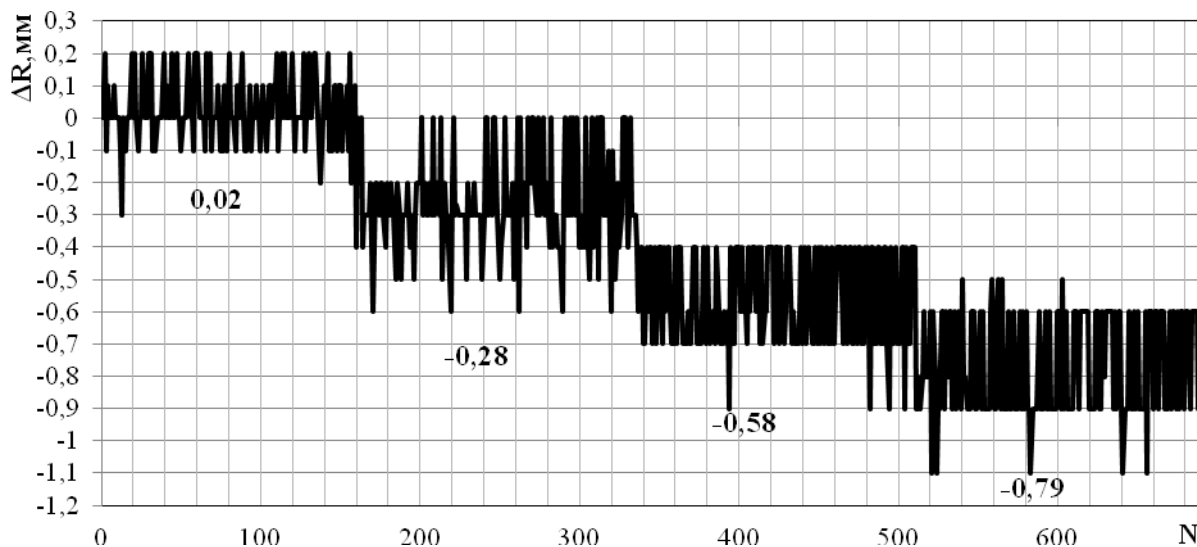


Рис. 7

Таким образом, результаты испытаний подтвердили, что уровнемер с плоской акустической волной обеспечивает разрешающую способность не более $\pm 0,3$ мм.

Для реализации разрешающей способности не более $\pm 0,3$ мм при использовании абсолютного метода к датчику температуры (рис.1) предъявляются следующие требования. Согласно выражению (1) он должен контролировать температуру внутри резервуара с погрешностью не более $\pm 0,15^{\circ}\text{C}$ при рабочем диапазоне до 1 м и не более $\pm 0,01^{\circ}\text{C}$ при рабочем диапазоне до 10 м.

Помимо непосредственного использования для контроля уровня жидких сред, перспективным представляется создание на базе уровнемера ЗОНД-3М с приемо-передатчиком АП-7Т акустического расходомера для безнапорных лотков и трубопроводов [9]. Для расчета текущего расхода расходомер должен синхронно с высокой точностью измерять текущие уровень и скорость потока жидкости. Применение в уровнемере двух звуководов позволяет отдельно контролировать в первом звуковом уровне, соответствующий статическому давлению жидкости, а во втором – уровень, соответствующий полному динамическому давлению жидкости. В этом случае в первом звуковом уровне будет определяться текущий уровень жидкости, а разность уровней в обоих звуковых уровнях позволит с высокой точностью определять текущую скорость потока жидкости.

Выводы

Результаты исследований подтверждают, что модернизированный уровнемер с плоской акустической волной может обеспечивать текущую разрешающую способность не более $\pm 0,3$ мм.

Уровеньмер с плоской акустической волной перспективен для создания на его базе расходомера для безнапорных лотков и трубопроводов.

Список литературы: 1. *Жданкин В.* Ультразвуковые датчики для систем управления // СТА – 2003 – №1 – С.68 – 79. 2. <http://www.geolink.ru/pdf/eh/fmu40.pdf>-23.05.2013. 3. http://www.vzljot.ru/files/docs/84/re_ur2xx.pdf- 23.05.2013. 4. *Жуков Б.В., Солярский Н.Ф.* и др. Акустический уровнемер «ЗОНД-3М» // Датчики и системы. – 2007. – № 2. – С.35 – 40. 5. *Жуков Б.В., Солярский Н.Ф.* и др. Низкочастотные модификации акустических преобразователей акустического уровнемера “ЗОНД-3М” // Датчики и системы. – 2007. – №3. – С.42 – 46. 6. *Пат. Украины* на пол. модель №2552 G01F 23/28. Устройство для измерения уровня жидкости // Бюл. – 2004 – №6. 7. *Пат. РФ* 2146358 G01F 23/296. Устройство для измерения уровня жидких сред // Бюл. – 2000 – №7. 8. *Жуков Б.В., Одновол А.В.* Контроль уровня легкоиспаряющихся жидкостей методом акустической локации // Радиотехника. – 2012. – Вып.171. – С.239 – 244. 9. *Пристрій* для вимірювання об’ємної витрати рідини у відкритих каналах і закритих трубопроводах без напору // Заявка на Пат. України на кор. модель. № а201215032 G01F 1/66 від 27.12.2012р.

*Институт радиофизики и электроники
НАН Украины*

Поступила в редколлегию 22.02.2013

СЕЛЕКЦИЯ И РАСПОЗНАВАНИЕ ЗАДАНЫХ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ**Введение**

При решении ряда прикладных задач распознавания в областях радиолокации, радиомониторинга, технической и медицинской диагностики информация о распознаваемых объектах представляется в виде случайных сигналов, которые поступают с выхода некоторых физических датчиков сигналов [1 – 8]. Возникает необходимость обработки такой информации, которая заключается в принятии решений о принадлежности объектов и состояний к одному из заданных классов по представляющим их случайным сигналам. При синтезе соответствующих статистических алгоритмов распознавания требуется выбрать адекватную математическую модель распознаваемых сигналов, получить вероятностные характеристики сигналов и задать критерий оптимальности. Разные типы распознаваемых случайных сигналов в конкретных прикладных задачах определяют необходимость использовать для описания сигналов разные вероятностные модели. Априорная неопределенность, то есть отсутствие априорных сведений о вероятностных характеристиках сигналов, обычно преодолевается с использованием обучающих выборок распознаваемых сигналов, в результате чего осуществляется адаптация алгоритмов к условиям распознавания конкретной прикладной задачи. Однако на практике на распознавание кроме заданных в вероятностном смысле сигналов поступают также неизвестные сигналы, для которых не могут быть получены обучающие выборки. В этом случае классические методы распознавания не могут быть использованы, что приводит к необходимости разработки нетрадиционных методов селекции и распознавания заданных сигналов, учитывающих наличие класса неизвестных сигналов. В известных работах по распознаванию такие задачи распознавания не рассматривались. Лишь в работе [2] приведены методы распознавания заданных сигналов при наличии класса неизвестных сигналов для случая описания сигналов вероятностной моделью в виде ортогональных разложений случайных сигналов.

В настоящей работе рассматриваются нетрадиционные методы селекции и распознавания статистически заданных случайных сигналов при наличии класса неизвестных сигналов для случаев описания сигналов другими вероятностными моделями, в частности, в виде авторегрессионных процессов и смесей гауссовых распределений. Приводятся некоторые результаты исследований при решении ряда прикладных задач распознавания с использованием рассмотренных методов селекции и распознавания заданных случайных сигналов. Исследования методов распознавания были проведены путем статистического моделирования на выборках сигналов, характерных для задач радиолокации, автоматизированного радиомониторинга и медицинской диагностики.

1. Постановка задачи распознавания сигналов

Предположим, что распознаваемые объекты представлены конечномерными случайными векторами равноотстоящих временных отсчетов сигналов x , по реализациям которых принимаются решения о их принадлежности. Зададим $(M + 1)$ -у гипотезы, которые могут быть сделаны в отношении наблюдаемых сигналов: H^i , $i = \overline{1, M}$ – для заданных в вероятностном смысле сигналов, H^0 – для сигналов с неизвестными вероятностными характеристиками, которые объединены в $(M + 1)$ -й класс. Плотности вероятности заданных сигналов $W(x | \alpha^i)$, $i = \overline{1, M}$ заданы с точностью до случайных векторных параметров α^i , $i = \overline{1, M}$, а для $(M + 1)$ -го класса плотность вероятности неизвестна. Заданы также априорные вероят-

ности гипотез $P(H^i) = P_i$, причем $\sum_{i=0}^M P_i = 1$. Полагается, что заданы обучающие выборки M заданных сигналов $\{x_r^i, r = \overline{1, n_i}; i = \overline{1, M}\}$, а обучающая выборка для $(M+1)$ -го неизвестных сигналов ($i=0$) отсутствует либо она является непредставительной. Такие исходные данные для распознавания сигналов могут быть определены термином повышенная априорная неопределенность [5]. Оговоренные условия и ограничения определяют необходимость нетрадиционной постановки задачи распознавания сигналов в условиях повышенной априорной неопределенности.

Проанализируем вид показателя качества распознавания сигналов, характеризуемого средним риском [2, 7]

$$R = \sum_{l=0}^M \sum_{\substack{i=0 \\ l \neq i}}^M c_{li} P_i P(G^l / i) = \sum_{i=1}^M \sum_{l=1}^M c_{li} P_i P(G^l / i) + \sum_{i=1}^M c_{0i} P_i P(G^0 / i) + P_0 \sum_{l=0}^M c_{l0} P(G^l / 0), \quad (1)$$

где c_{li} – функция потерь; $P(G^l / i)$ – вероятность ошибки в случае принятия решения в пользу l -го сигнала при действии i -го сигнала.

Нерандомизированное решающее правило распознавания осуществляет разбиение выборочного пространства сигналов на $(M+1)$ -ю непересекающуюся область. С учетом этого в выражении (1) первое слагаемое – это составляющая среднего риска за счет перепутывания M заданных сигналов между собой, второе слагаемое – за счет отнесения заданных сигналов к $(M+1)$ -му классу неизвестных сигналов, третье слагаемое – за счет отнесения сигналов из $(M+1)$ -го класса к M заданным сигналам.

В соответствии с имеющейся информацией в поставленной задаче распознавания можно найти оценки первых двух составляющих в (1), которые обозначим через $k_g(A)$, где A – вектор параметров распределений для заданных сигналов. Оценить величину третьей составляющей не представляется возможным. Для учета третьей составляющей предлагается ввести скалярный показатель $k_g(A)$ объема критической области $G = \prod_{i=1}^M G^i$ отклонения гипотезы H_0 о действии $(M+1)$ -го сигнала. Эта область имеет смысл собственной области M заданных сигналов. С содержательной точки зрения рассматриваемая задача распознавания заключается в принятии решения о действии одного из M заданных сигналов и отнесении неизвестных сигналов в $(M+1)$ -й класс. В этой связи такая задача распознавания может быть названа селекцией и распознаванием заданных случайных сигналов.

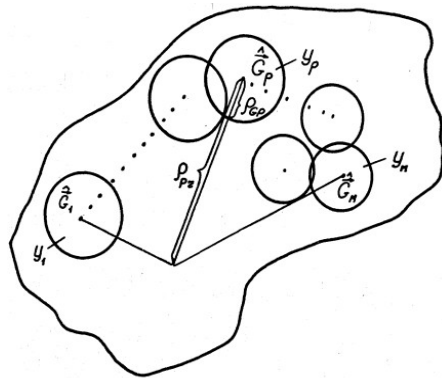


Рис. 1

3. Решающие правила селекции распознавания заданных сигналов

Для сформулированной нетрадиционной задачи селекции и распознавания заданных сигналов при наличии неизвестных сигналов получено следующее решающее правило [2]: если выполняются неравенства

$$H^0 : \max_{l=1, M} \{P_l W(x/\alpha^l)\} < \lambda, \quad (2a)$$

то принимается гипотеза H^0 о действии $(M + 1)$ -го класса неизвестных сигналов; при выполнении системы неравенств

$$H^i : \max_{l=1, M} \{P_l W(x/\alpha^l)\} \geq \lambda, \quad (2б)$$

$$P_l W(x/\alpha^l) \geq P_i W(x/\alpha^l), \quad l = \overline{1, M}, \quad l \neq i \quad (2в)$$

принимается гипотеза H^i о действии заданного i -го сигнала.

Здесь пороговое значение λ определяется из условия обеспечения заданной вероятности правильного распознавания заданных сигналов.

Заметим, что при нахождении этого решающего правила не использована информация о плотности распределения $(M + 1)$ -го сигнала и не требовалась его обучающая выборка. Постановка и решение рассмотренной задачи – это формализация требования содержательного характера о необходимости распознать M заданных сигналов и отнести в $(M + 1)$ -й класс все остальные неизвестные сигналы, информация о которых недостаточна для их распознавания. Геометрический смысл решающего правила поясняется на рис 1.

В частном случае решения задачи для простой функции потерь, когда вводятся потери лишь за счет перепутывание неизвестных сигналов с M заданными (безразлично, с каким конкретно), приходят к различению двух гипотез: H^M – о действии одного из M заданных сигналов; H^0 – о действии неизвестного сигнала из $(M + 1)$ -го класса. При этом может быть получено следующее решающее правило [2]:

$$\begin{aligned} H^0 : \sum_{l=1}^M P_l W(x/\alpha^l) \leq \lambda, \\ H^i : \sum_{l=1}^M P_l W(x/\alpha^l) > \lambda. \end{aligned} \quad (3)$$

Здесь по существу, решается задача выделения (селекции) класса M заданных сигналов в условиях повышенной априорной неопределенности (при наличии класса неизвестных сигналов). Нетрудно видеть, что решающее правило (3) можно использовать и для решения иногда встречающейся на практике противоположной задачи – выделения (обнаружения) неизвестных сигналов.

Решающее правило (2) дает общее решение поставленной задачи селекции и распознавания заданных сигналов при наличии неизвестных сигналов. В работе [2] приводятся особенности решающих правил распознавания, когда сигналы описываются вероятностной моделью в виде ортогональных разложений, дающей спектральное представление сигналов. В этом случае в указанных решающих правилах (2), (3) сигнал, представляемый вектором x , заменяется на вектор коэффициентов разложения сигналов в некотором базисе $c = x\Phi$, где Φ – матрица базисных векторов.

Рассмотрим особенности решающего правила распознавания (2), конкретизированного для случаев описания распознаваемых сигналов другими вероятностными моделями – в виде авторегрессионных процессов и смеси распределений сигналов.

В частности, при выборе для описания сигналов вероятностной модели в виде гауссовских авторегрессионных процессов решающее правило распознавания (2) имеет следующий вид [7, 10]:

если выполняется система неравенств

$$H^l : K_l(x) < \Lambda_l, \quad l = \overline{1, M} \quad (3a)$$

$$K_l(\vec{x}) - K_i(\vec{x}) + \ln \frac{(2\pi\sigma_i)^{p_i-L}}{(2\pi\sigma_k)^{p_k-L}} \geq \ln \frac{P_l}{P_i}, \quad (3b)$$

то принимается гипотеза о действии i -го заданного сигнала; если выполняются неравенства)

$$H^{M+1} : K_l(x) > \Lambda_l, \quad l = \overline{1, M}, \quad (3b)$$

то принимается гипотеза о действии неизвестного сигнала.

Здесь $K_l(\vec{x}) = \frac{1}{2\sigma_l^2} \sum_{k=p+1}^L \left[x_k - \mu_l - \sum_{j=1}^{p_l} a_j^l (x_{k-j} - \mu_l) \right]^2$ – соотношение, определяющее нормированную ошибку предсказания в авторегрессионной модели; p_l, a_j^l – порядок и параметры

авторегрессионной модели для l -го сигнал; $\Lambda_l = \ln \frac{(2\pi)^{\frac{L}{2}} \sigma_l^{L-p_l} \lambda_l}{P_l}$ – некоторые пороговые значения, определяемые из условия обеспечения заданных вероятностей правильного распознавания M заданных сигналов;

При использовании вероятностной модели сигналов в виде смеси распределений решающее правило распознавания (2) имеет следующий вид [6]:

при выполнении условий

$$H^i : \max_{l=1, M} \left\{ P_l \sum_{q=1}^Q g_m W_m(\vec{x}/\alpha^l) \right\} \geq \lambda, \quad (4a)$$

$$P_i \sum_{q=1}^Q g_m W_m(\vec{x}/\alpha^i) \geq P_l \sum_{q=1}^Q g_m W_m(\vec{x}/\alpha^l), \quad l = \overline{1, M}, \quad l \neq i \quad (4b)$$

принимается гипотеза о действии i -го заданного сигнала; если выполняются условия

$$H^0 : \max_{l=1, M} \left\{ P_l \sum_{q=1}^Q g_m W_m(\vec{x}/\alpha^l) \right\} < \lambda, \quad (4b)$$

то принимается гипотеза о действии неизвестных сигналов из $(M + 1)$ -го класса.

Аналогично решающее правило (2) может быть конкретизовано с учетом вида плотностей распределения сигналов для случая выбора других вероятностных моделей сигналов.

4. Результаты исследований методов селекции и распознавания сигналов

Рассмотренные методы селекции и распознавания заданных случайных сигналов использованы при решения ряда прикладных задач распознавания объектов по представляющим их случайным сигналам в областях радиолокации, автоматизированного радиоконтроля и медицинской диагностики. Исследования проведены путем статистического моделирования на выборках сигналов, типичных для конкретной прикладной задачи. При этом соответствующие алгоритмы распознавания сигналов были программно реализованы на ЭВМ. Сформированы обучающие и контрольные выборки сигналов, характерные для каждой прикладной задачи. Обучающие выборки сигналов были использованы для оценивания неизвестных параметров соответствующих решающих правил. По контрольным выборкам сигналов в результате статистических испытаний алгоритмов распознавания найдены оценки вероятностей правильного распознавания сигналов.

При исследовании задачи радиолокационного распознавания воздушных объектов по выборкам дальностных портретов использовано решающее правило типа (2), основанное на вероятностной модели в виде ортогональных разложений случайных сигналов [8]. Исследования были проведены на выборках дальностных портретов трех типов воздушных объектов: крупных, средних и малых размеров, смоделированных для случая зондирующих сигналов в виде когерентной пачки широкополосных ЛЧМ-импульсов (рис. 2) [8]. В результате исследований получена оценка средней вероятности правильного распознавания объектов, равная 0.92 [9].

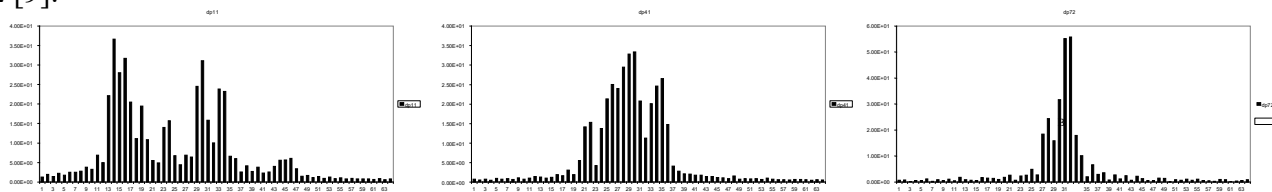


Рис. 2

Рассмотрены также особенности радиолокационного распознавания типов объектов, когда для математического описания сигналов пачки дальностных портретов используется векторная авторегрессионная модель [11]. При этом выборка дальностных портретов рассматривается как многокомпонентную векторную последовательность. Каждая компонента – это дискретная последовательность, которая характеризует изменение интенсивности отраженного сигнала от каждого элемента разрешения по дальности на интервале времени накопления пачки отраженных сигналов. При этом векторная последовательность может быть описана векторным авторегрессионным процессом и построено решающее правило распознавания, которое является обобщением решающего правила (3). Получаемые при этом дальностно-частотные портреты для указанных типов объектов приведены на рис. 3.

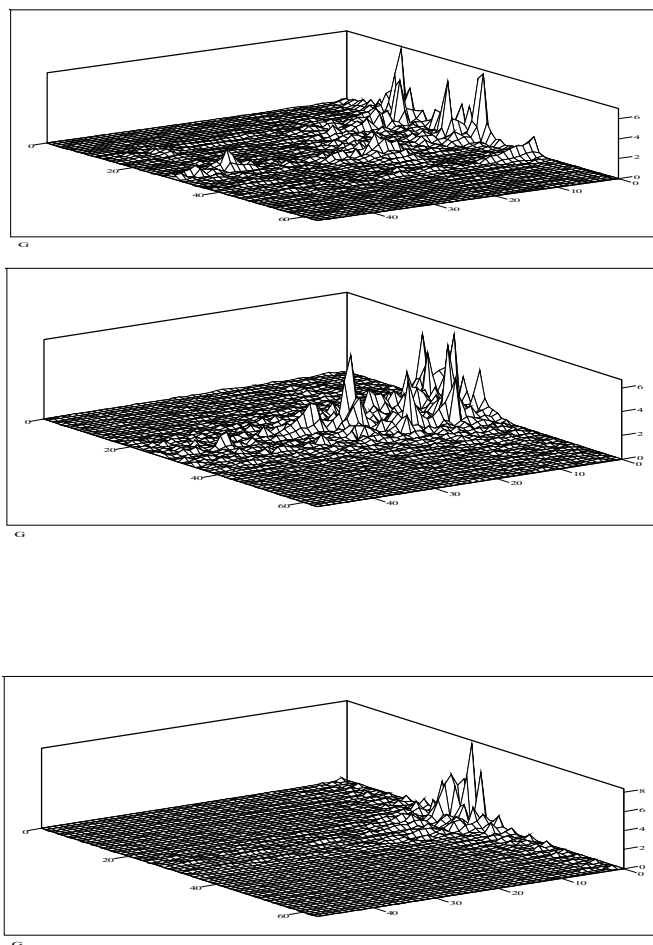


Рис. 3

Исследования задачи радиолокационного распознавания метеорологических объектов по флуктуациям интенсивности отраженных сигналов импульсного некогерентного радиолокатора проведено с использованием решающего правила распознавания (3), основанное на модели в виде авторегрессионных процессов [12]. Неизвестные параметры модели флуктуаций интенсивности отраженных сигналов были получены с использованием классифицированных выборок реальных отраженных сигналов для четырех типов облаков: перьевые, сплошные серые, высококучевые, кучевые мощные облака. Полученные оценки параметров модели приведены на рис. 4. В результате исследований по контрольным выборкам реальных отраженных сигналов от различных типов облаков получена оценка средней вероятности правильного распознавания заданных облаков, равная 0.8 – 0.9.

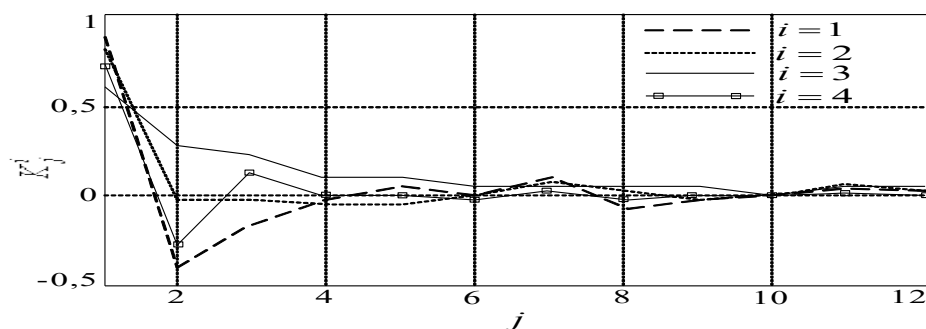


Рис. 4

При исследованиях задачи распознавания заданных типов радиопередач для автоматизированного радиомониторинга использовано решающее правило (3) [7]. Исследования проведены на выборках сигналов, соответствующих радиоизлучениям с различным типом радиопередач, которые характерны для задач автоматизированного радиомониторинга. Их усредненные энергетические спектры приведены на рис. 5. Получена оценка средней вероятности правильного распознавания радиопередач, равная 0.95.

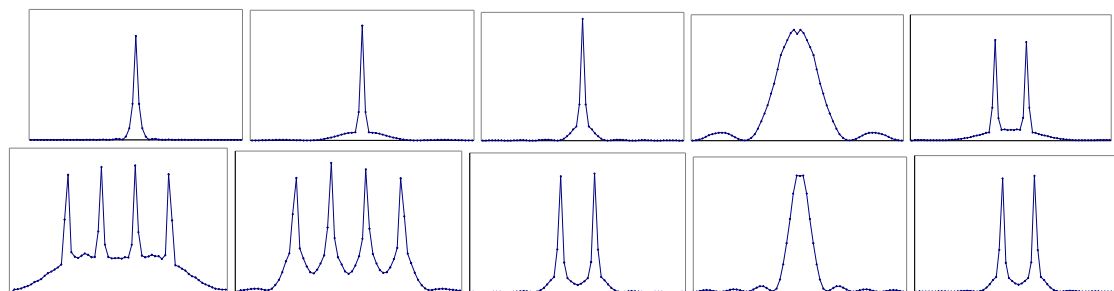


Рис. 5

При исследованиях другой задачи автоматизированного радиомониторинга – задачи распознавания видов модуляции радиоизлучений использовано решающее правило (4) [7]. Исследования проведены на выборках сигналов для радиоизлучений с различными видами модуляции, типичными для автоматизированного радиомониторинга (ASK-2, FSK-2, PSK-2, PSK-4, QAM-16). Получена оценка средней вероятности правильного распознавания видов модуляции, равная 0.9.

При исследованиях задачи автоматизированного распознаваний стадий сна по электроэнцефалограммам (ЭЭГ) использовано решающее правило (3). Исследования проведены на выборках реализаций ЭЭГ для 6-ти стадий сна [13]. По классифицированным обучающим выборкам ЭЭГ найдены параметры решающего правила (3). Контрольные выборки использованы при исследованиях практических особенностей решения задачи автоматизированного распознавания стадий сна по ЭЭГ. В результате распознавания выборок ЭЭГ для разных ста-

дий сна получены диаграммы изменений стадий сна, которая приведена на рис. 6. Исследована зависимость оценки средней вероятности ошибочного распознавания стадий сна от интервала наблюдения ЭЭГ T , по которому производится принятие решения о текущей стадии сна (рис. 7). Получена оценка минимального значения средней вероятности ошибочного распознавания стадий сна $P_{ош.ср.}=0.15$.

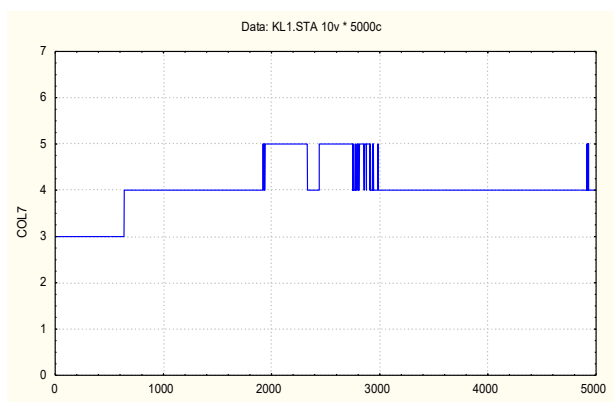


Рис. 4

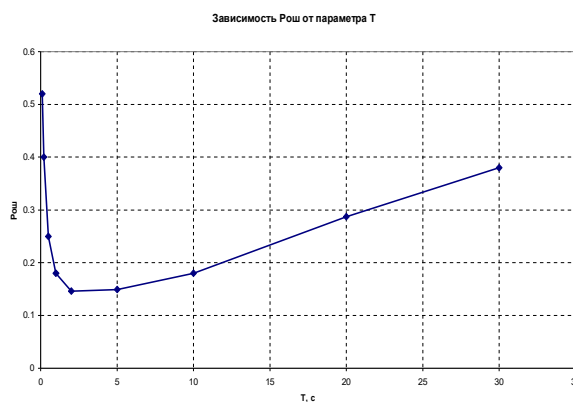


Рис. 5

Разработана методология оптимизации систем распознавания сигналов по совокупности показателей качества распознавания, быстродействия и реализационных затрат [14], которая может быть использована при проектировании устройств распознавания сигналов для решения прикладных задач распознавания.

Выводы

1. Рассмотрено решение нетрадиционных задач распознавания случайных сигналов, когда на распознавание наряду с сигналами, заданными в вероятностном смысле, предъявляются также неизвестные сигналы.
2. Изложены методы селекции и распознавания заданных случайных сигналов при наличии класса неизвестных сигналов для случаев описания сигналов разными вероятностными моделями – в виде ортогональных разложений, авторегрессионных процессов и смеси распределений.
3. Приведены результаты исследований методов селекции и распознавания сигналов, подтверждающие практическую значимость предложенных методов распознавания в области радиолокации, автоматизированного радиомониторинга и медицинской диагностики.

Список литературы: 1. Фукунага К. Введение в статистическую теорию распознавания. – М. : Наука, 1979. – 368с. 2. Омельченко В.А. Основы спектральной теории распознавания сигналов. – Харьков : Вища шк., 1983. – 156с. 3. Горелик А.Л., Гуревич И.Б., Скрипник В.А. Современное состояние проблемы распознавания. Некоторые аспекты. – М. : Радио и связь, 1985. – 162с. 4. Фомин Я.А., Тарловский Г.Р. Статистическая теория распознавания образов. – М. : Радио и связь, 1986. – 186с. 5. Webb A., Statistical Pattern Recognition. – New York: Wiley, 2002. – 256р. 6. Kuncheva L.I., Combining Pattern Classifiers: Methods and Algorithms. New York: Wiley, 2004. – 356р. 7. Безрук В.М., Певцов Г.В. Теоретические основы проектирования систем распознавания сигналов для автоматизированного радиоконтроля. – Харьков : Коллегиум, 2007. – 430с. 8. Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering, Recognition, Detection, and Tracking/Y.D. Shirman, S.A. Gorshkov, S.P. Leshchenko, V.M. Orlenko, S.Y. Sedyshev, O.I. Sukharevskiy/Y.D. Shirman editor. – Boston-London : Artech house, 2002. – 294с. 9. Bezruk V.M., Omelchenko V.A. Recognition of Radar Objects by Range Portraits in the Framework of Orthogonal Series Expansions // The First International Workshop "NOISE RADAR TECHNOLOGY" (Yalta). – 2002. – pp. 245-250. 10. Bezruk V.M. Autoregression Methods of Signals Recognition // Telecommunications and Radio Engineering. – 2003. – volume 56(12-14). – pp. 12-18. 11. Безрук В.М., Лебедев О.Г. Метод радиолокационного распознавания типов объектов при широкополосном зондировании на основе векторной авторегрессионной модели // Прикладная радиоэлектроника. – Харьков, 2005. – Т.4, №3. – с. 336-339. 12. Безрук В.М., Белов Е.Н., Войтович О.А., Нетребенко К.А., Тихонов В.А., Руднев Г.А., Хлопов Г.И., Хоменко С.И. Радиолокационное распознавание метеообъектов на основе авторегрессионной модели отраженных сигналов // Прикладная радиоэлектроника. – 2010. – № 2. – с. 35–40. 13. Безрук В.М., Коваленко Н.П., Лысенко В.А. Об одном методе распознавания стадий сна по электроэнцефалограммам на основе авторегрессионной модели // Бионика интеллекта. – 2005, №1, с. 45-48. 14. Безрук В.М. Векторна оптимізація та статистичне моделювання в автоматизованому проектуванні систем зв'язку. – Харків : ХНУРЕ, 2002.

РЕШАЮЩАЯ СТАТИСТИКА ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ С НЕИЗВЕСТНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СТОХАСТИЧЕСКИХ ЗОНДИРУЮЩИХ РАДИОСИГНАЛОВ

Введение

В настоящее время к техническим характеристикам метеорологических радиолокаторов предъявляются высокие требования [1]. Дальность их действия достигает 400 км, а измеряемая скорость движения метеорообразований ± 50 м/с. Для удовлетворения этих противоречивых требований можно использовать сложные шумоподобные сигналы. Одним из наиболее перспективных направлений решения этой проблемы является использование в качестве зондирующих стохастических радиосигналов [2 – 4]. Радиоволны метеорологических локаторов распространяются в турбулентной тропосфере, которая является неоднородной средой. Это приводит к флуктуациям фазы отраженного сигнала [5], которые вызывают частичное нарушение когерентности поля в различных точках раскрытия приемной антенны. Кроме того, неоднородная среда в той или иной степени является диспергирующей средой [6]. При использовании в качестве зондирующих детерминированных радиосигналов соотношение для решающей статистики и исследование ее вероятностных характеристик для случая обнаружения радиосигналов с неизвестными параметрами проведены в работах [7 – 10]. До настоящего времени для обнаружения отраженных сигналов с неизвестной начальной фазой при использовании в качестве зондирующих стохастических радиосигналов преобладал эвристический подход [2 – 4]. Эти обнаружители строились по аналогии с обнаружителями, в которых для зондирования предполагается применение детерминированных радиосигналов. При использовании стохастических зондирующих сигналов для решения задачи обнаружения в работах [11 – 14] исследованы лишь потенциальные характеристики радиолокационных систем.

В статье рассматривается решающая статистика обнаружения радиолокационных отражений с неизвестной начальной фазой при использовании стохастических зондирующих радиосигналов и на этой основе строится обнаружитель таких сигналов. При этом находится решающая статистика для случая, когда отраженный сигнал полностью когерентный опорному, а также с частичным или полным нарушением когерентности отраженного сигнала. Анализ охватывает моно- и мультистатистические радиолокационные системы, а также распространение радиоволн в линейной диспергирующей среде.

При решении поставленной задачи сначала находятся функции правдоподобия, отношение правдоподобия, а затем решающая статистика и модель обнаружителя отраженных сигналов с неизвестной начальной фазой.

Постановка задачи

На вход приемника поступает сигнал $\xi_r(\vartheta; \lambda)$, существующий в течение интервала времени T , $\vartheta \in T$, который может состоять из аддитивной смеси $\xi_r(\vartheta; \lambda) = A\xi_t(\vartheta; \lambda) + \xi_g(\vartheta; \lambda)$ отраженного целью сигнала $\xi_t(\vartheta; \lambda)$ и помехи $\xi_g(\vartheta; \lambda)$, если $A=1$, или только из помехи $\xi_r(\vartheta; \lambda) = \xi_g(\vartheta; \lambda)$, если $A=0$. Здесь $T \subset R^1$, $R^1 = (-\infty, \infty)$ – числовая ось; $\lambda \in \Lambda$, Λ – множество элементарных событий, на аддитивной системе подмножеств которого задана вероятностная мера $P(\cdot)$ такая, что $P(\Lambda)=1$. Сигнал, помеха и их смесь представляют собой случайные гауссовы комплекснозначные процессы с конечной энергией, почти все реализации, которых могут быть представлены [15 – 17] в виде обобщенного ряда Фурье $\xi(\vartheta; \lambda_q) = \sum_{n=1}^{\infty} Z(n; \lambda_q) \nu_n(\vartheta)$,

где $Z(n; \lambda_q) = \int_T \xi(\vartheta; \lambda_q) \psi_n^*(\vartheta) d\vartheta$, звездочкой * обозначена комплексно сопряженная функция, $q = 1, \dots, Q$ – номер реализации, $\{\psi_n(\vartheta)\}_{n=1}^\infty$ – полная, мультипликативная, ортонормированная система функций. Энергетические спектры помехи $E|Z_g(n; \lambda)|^2 = N_0$, ожидаемого $\xi(\vartheta; \varphi; \lambda)$ и отраженного $\xi_t(\vartheta; \lambda)$ сигналов $E|Z(n; \varphi; \lambda)|^2 = E|Z_t(n; \lambda)|^2 = \varepsilon_\xi / QN$ известны и равномерны в полосе пропускания приемника Δf . Здесь E – знак математического ожидания, φ – неизвестная начальная фаза, $\varepsilon_\xi = E \int_0^T |\xi(\vartheta; \lambda)|^2 d\vartheta$ – энергия сигналов $\xi(\vartheta; \varphi; \lambda)$ и $\xi_t(\vartheta; \lambda)$.

С помощью отношения правдоподобия обеспечивается сравнение функций правдоподобия при наличии и отсутствии отраженного сигнала на входе приемника. В работах [11, 14] показано, что для отраженного сигнала с полностью известным вектором параметров отношение правдоподобия описывается соотношением

$$l(v) = \left(\frac{\sigma_g^2}{\sigma_r^2} \right)^{\frac{NQ}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N \frac{|J_r(\vartheta; n; \lambda_q)|^2}{\sigma_r^2} - \frac{|J_r(\vartheta; n; \lambda_q) - J_t(\vartheta; n; \lambda_q)|^2}{\sigma_g^2} \right\} \quad (1)$$

где $J(\vartheta; n; \lambda) = Z(n; \lambda) \psi_n(\vartheta)$ – составляющие зондирующего сигнала $\xi(\vartheta; \lambda)$, $\rho = \sigma_t^2 / \sigma_g^2$ – отношение дисперсии спектральных составляющих сигнала σ_t^2 и помехи σ_g^2 на входе приемника, $\sigma_r^2 = \sigma_t^2 + \sigma_g^2$ – дисперсия составляющих входного (суммарного) сигнала.

В настоящей статье рассматривается ситуация когда сигнал имеет один случайный неинформационный параметр – начальную фазу φ . При этом необходимо будет учитывать априорное распределение фазы, полагая, что появление того или иного амплитудного значения сигнала и принятие какого-то конкретного значения его фазы – события независимые. Необходимо на основе анализа входного колебания вынести решение о наличии или об отсутствии во входной смеси сигнала, отраженного одиночной точечной целью.

Решающая статистика и модель обнаружителя

Рассмотрим следующих четыре случая распространения радиоволн. Из них два относятся к распространению в обычной линейной среде для (i) моно- и (ii) мультистатических радиолокационных систем и два к распространению в диспергирующей среде также для (iii) моно- и (iv) мультистатических систем.

(i) Будем полагать, что реализация $\xi_t(\vartheta; \lambda_q)$ отраженного сигнала $\xi_t(\vartheta; \lambda)$ имеет неизвестную начальную фазу φ , если каждая составляющая ее спектра имеет такую же φ начальную фазу

$$J_t(\vartheta; n; \varphi; \lambda_q) = Z_t(n; \lambda_q) \exp\{j\varphi\} \psi_n(\vartheta) \quad (2)$$

для всех реализаций выборки, состоящей из Q реализаций.

Тогда, заменяя в соотношении (1) $J_t(\vartheta; n; \lambda_q)$ на $J_t(\vartheta; n; \varphi; \lambda_q)$ из (2) и выполняя соответствующие преобразования, получаем следующее выражение для отношения правдоподобия

$$l_1(\varphi) = c_y \exp \left\{ -\frac{b_1 \cos \varphi + b_2 \sin \varphi}{N_0} \right\}, \quad (3)$$

где

$$c_y = \left(\frac{1}{1 + \rho} \right)^{\frac{NQ}{2}} \exp \left\{ \frac{\rho}{2N_0(1 + \rho)} \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N |Z_r(n; \lambda_q)|^2 \right\},$$

$$b_1 = \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N \operatorname{Re} \{ Z_r(n; \lambda_q) Z_t^*(n; \lambda_q) \}, \quad b_2 = \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N \operatorname{Im} \{ Z_r(n; \lambda_q) Z_t^*(n; \lambda_q) \}.$$

Для нахождения решающей статистики необходимо соотношение (3) усреднить по всем значениям неинформационного параметра Φ . Полагая, что неизвестная начальная фаза в пределах от $-\pi$ до π *a priori* распределена равномерно $p(\varphi) = 1/2\pi$, получаем

$$l_1 = \int_{-\pi}^{\pi} l_1(\varphi) p(\varphi) d\varphi = \frac{c_y}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp \left\{ -\frac{B}{N_0} \cos(\varphi - \varphi) \right\} d\varphi = c_y I_0 \left(\frac{B}{N_0} \right), \quad (4)$$

где $B = \sqrt{b_1^2 + b_2^2}$, $\varphi = \operatorname{arctg} b_2/b_1$, $I_0(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка с аргументом B/N_0 .

Логарифмируя выражение (4) и учитывая значение множителя c_y , решающую статистику запишем в следующем виде

$$L_1 = \frac{\rho}{2(1+\rho)} \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N |Z_r(n; \lambda_q)|^2 + N_0 \ln I_0 \left(\frac{B}{N_0} \right). \quad (5)$$

Как известно [18], при $Q \rightarrow \infty$ среднее по ансамблю реализаций сходится по вероятности к математическому ожиданию $E\{\cdot\}$. Поэтому в соотношении (5) слагаемое

$\sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N |Z_r(n; \lambda_q)|^2 = \hat{\varepsilon}_r$ является оценкой квадрата нормы (энергии) входного $\xi_r(\vartheta; \lambda)$ сигнала в пространстве $L_2(\Lambda, l_2)$, а b_1 и b_2 – оценка соответственно реальной и мнимой части скалярного произведения в этом же пространстве. Следовательно, B является оценкой модуля скалярного произведения в пространстве $L_2(\Lambda, l_2)$.

Обнаружитель сигнала с неизвестной начальной фазой (2) при использовании в качестве зондирующего стохастического радиосигнала действует по следующему правилу: выносятся решение о наличии сигнала на входе приемника, если решающая статистика L_1 превышает порог L_{Π} , $L_1 \geq L_{\Pi}$, и решение о его отсутствии, если $L_1 < L_{\Pi}$, т.е.

$$L_1 = \frac{1}{2} \frac{\rho}{(1+\rho)} \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N |Z_r(n; \lambda_q)|^2 + N_0 \ln I_0 \left(\frac{B}{N_0} \right) \begin{cases} \geq L_{\Pi} \Rightarrow \text{сигнал есть;} \\ < L_{\Pi} \Rightarrow \text{сигнала нет,} \end{cases} \quad (6)$$

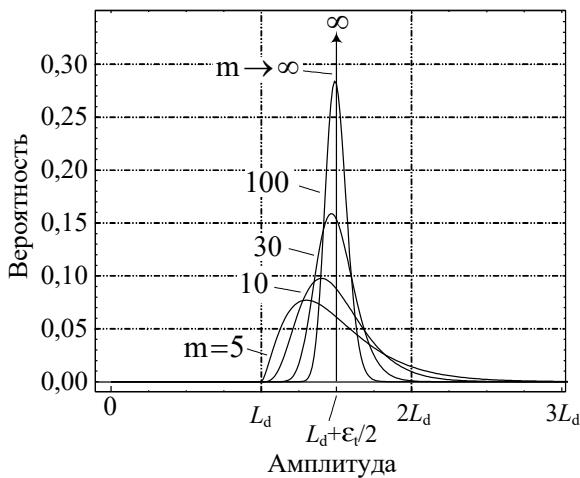


Рис.1. Плотность вероятности распределения порогового уровня

где

$$L_{\Pi} = N_0 \ln \left[l_0 (1+\rho)^{NQ/2} \right] + \frac{1}{2} \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N |Z_t(\vartheta; n; \lambda_q)|^2$$

– порог обнаружения, представляющий собой алгебраическую сумму детерминированной $L_d = N_0 \ln \left\{ l_0 (1+\rho)^{NQ/2} \right\}$ и случайной

$$L_p = \frac{1}{2} \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N |Z_t(\vartheta; n; \lambda_q)|^2 \text{ величин.}$$

Здесь $\sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N |Z_t(\vartheta; n; \lambda_q)|^2 = \hat{\varepsilon}_t$ – оценка энергии

ожидаемого сигнала $\xi(\vartheta; \varphi; \lambda)$ (квадрата нормы в пространстве $L_2(\Lambda, l_2)$) – величина случайная,

распределенная по закону χ^2 с $m = QN$ степенями свободы [11, 14, 18], математическим ожиданием $m_1, \chi^2 = \varepsilon_t$ и дисперсией $D_{\chi^2}^2 = 2\varepsilon_t^2/m$. Плотность вероятности детерминированной величины L_d описывается с помощью дельта функции Дирака $\delta(L - L_d)$. Тогда порог обнаружения L_{Π} является случайной величиной, плотность вероятности которой есть композиция этих плотностей, и представляет собой

$$p_{L_{\Pi}}(L; m) = \begin{cases} \left[\Gamma\left(\frac{m}{2}\right) \right]^{-1} \left(\frac{m}{2\varepsilon_t} \right)^{\frac{m}{2}} (L - L_d)^{\frac{m}{2}-1} \exp\left\{ -\frac{m(L - L_d)}{2\varepsilon_t} \right\}, & \text{если } L > L_d, \\ 0, & \text{если } L \leq L_d \end{cases}$$

смещенное на величину L_d хи-квадрат распределение. Плотность вероятности этого распределения приведена на рисунке 1 для случая, если $\varepsilon_t/2 < L_d$. Если $m \rightarrow \infty$, то функциональная последовательность $p_{L_{\Pi}}(L; m)$ сходится к дельта-функции $\delta(L - L_d - \varepsilon_t/2)$.

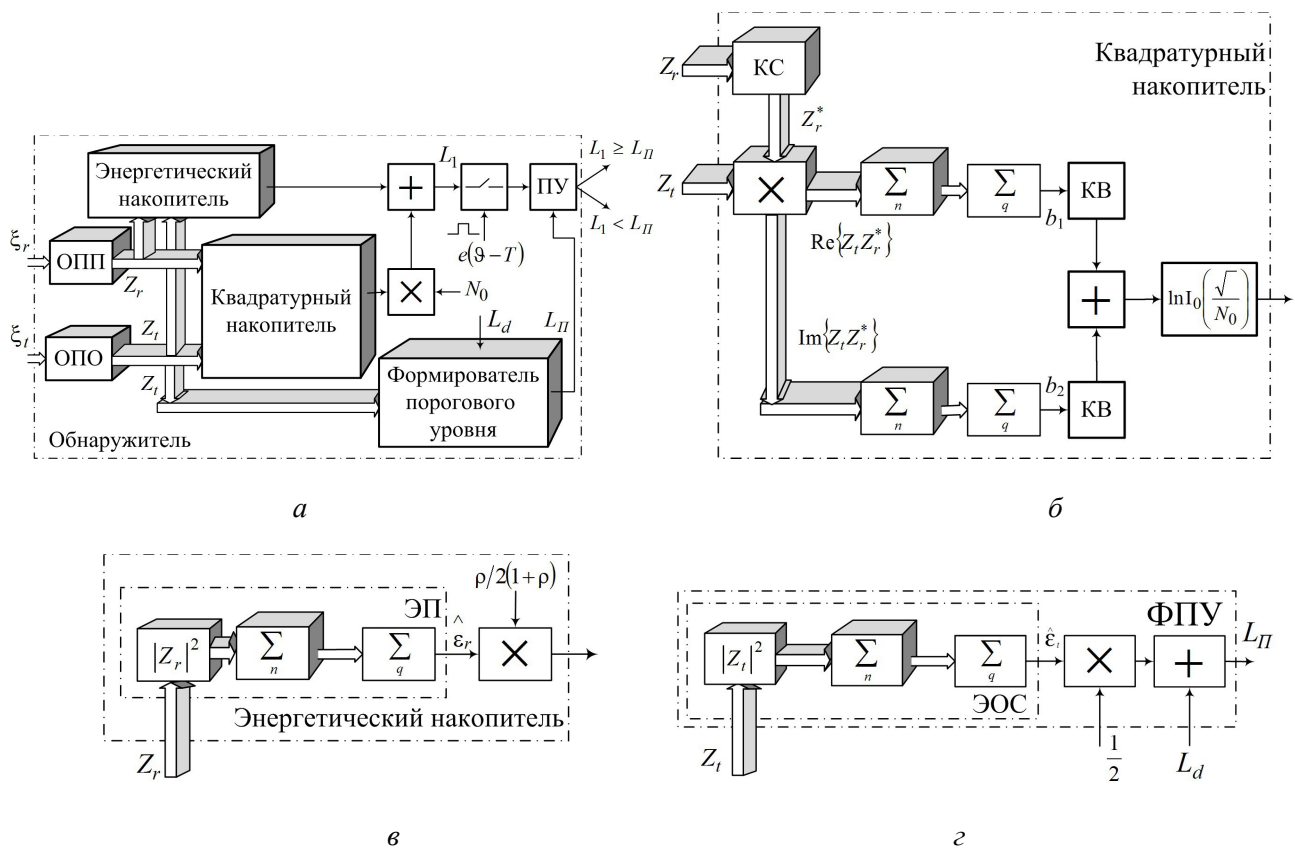


Рис. 2. Структурная схема: а – цифрового обнаружителя радиосигнала со случайной начальной фазой, б – квадратурного и в – энергетического накопителей, з – формирователя порогового уровня

Структурная схема цифрового обнаружителя радиосигнала со случайной начальной фазой при выполнении условия (2) приведена на рис. 2, а. Объемными стрелками здесь и далее обозначаются NQ -мерные связи, плоскими – N - или Q -мерные, одиночными стрелками – одномерные, объемными фигурами обозначены многоканальные блоки, плоскими – одноканальные. Схема состоит из Q -канальных преобразователей принятого (ОПП) и ожидаемого (ОПО) сигналов, энергетического и квадратурного накопителей, перемножителя, каскада, стробирующего в момент времени $\vartheta = T$, формирователя порогового уровня и поро-

вого устройства (ПУ). Количество каналов Q определяется размером выборки. Реализации $\xi_r(\vartheta; \lambda_q)$ и $\xi_t(\vartheta; \lambda_q)$ входного $\xi_r(\vartheta; \lambda)$ и ожидаемого $\xi_t(\vartheta; \lambda)$ сигналов с помощью блоков ОПП и ОПО преобразуются по ортогональному базису $\{\psi_n(\vartheta)\}_{n=1}^{\infty}$ пространства $L_2(T)$ в векторы Z_r и Z_t элементов координатного пространства l_2 , которые поступают на вход блоков энергетического и квадратурного накопителей. Размерность N векторов Z_r и Z_t может быть ограничена величиной произведения ширины спектра Δf сигнала $\xi_t(\vartheta; \lambda)$ на длительность интервала T , $N = \Delta f T$. В состав энергетического накопителя, рис. 2, в, входят энергетический приемник (ЭП), $\hat{\varepsilon}_r = \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N |Z_r(n; \lambda_q)|^2$, и перемножитель. Полученная оценка энергии

входного сигнала $\xi_r(\vartheta; \lambda)$ умножается на весовой коэффициент $\rho/2(1+\rho)$ и подается на вход сумматора обнаружителя, рис. 2, а, на второй вход которого поступает сигнал с выхода квадратурного накопителя. Квадратурный накопитель, рис. 2, б, состоит из двух каналов, с помощью которых оценивается

$$\left| \left(Z_r Z_t \right)_{L_2(\Lambda, l_2)} \right|^2 = \left| \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N Z_r(n; \lambda_q) Z_t^*(n; \lambda_q) \right|^2$$

квадрат модуля скалярного произведения $\left| \left(Z_r Z_t \right)_{L_2(\Lambda, l_2)} \right|^2 = \left| \sum_n \int_{\Lambda} Z_r(n; \lambda) Z_t^*(n; \lambda) P(d\lambda) \right|^2$ в гильбертовом пространстве $L_2(\Lambda, l_2)$ над координатным гильбертовым пространством l_2 . Для этого перемножаются составляющие $Z_t(n; \lambda)$ и $Z_r^*(n; \lambda)$ ожидаемого $\xi_t(\vartheta; \lambda)$ и входного $\xi_r(\vartheta; \lambda)$ сигналов. Составляющие $Z_r^*(n; \lambda)$ вычисляются с помощью блока комплексного сопряжения (КС). Результат перемножения используется для оценки реальной (синфазной) b_1 и мнимой (квадратурной) b_2 частей скалярного произведения $\left(Z_r Z_t \right)_{L_2(\Lambda, l_2)}$, которые возводятся в квадрат с помощью квадратирующих каскадов (КВ), складываются и подаются на вход нелинейного элемента, имеющего характеристику вида $\ln I_0(\sqrt{\cdot}/N_0)$. Выходной сигнал нелинейного элемента умножается на весовой коэффициент N_0 и суммируется с сигналом энергетического накопителя, рис. 2, а. В момент времени $\vartheta = T$ в пороговом устройстве (ПУ) этот сигнал сравнивается с пороговым сигналом L_{II} , который образуется с помощью формирователя порогового уровня (ФПУ), рис. 2, з.

Рассмотрим более подробно решающую статистику (5).

Так как скалярное произведение в $L_2(\Lambda, l_2)$ равно скалярному произведению в $L_2(\Lambda, L_2(T))$, $\left(Z_r Z_t \right)_{L_2(\Lambda, l_2)} = \left(\xi_r \xi_t \right)_{L_2(\Lambda, L_2(T))}$, то можно записать

$$b_1 = \sum_{q=1}^Q \int_0^T \operatorname{Re} \left\{ \xi_r(\vartheta; \lambda_q) \xi_t^*(\vartheta; \lambda_q) \right\} d\vartheta, \quad b_2 = \sum_{q=1}^Q \int_0^T \operatorname{Im} \left\{ \xi_r(\vartheta; \lambda_q) \xi_t^*(\vartheta; \lambda_q) \right\} d\vartheta,$$

$$\hat{\varepsilon}_t = \sum_{q=1}^Q \int_0^T |\xi_t(\vartheta; \lambda_q)|^2 d\vartheta, \quad \hat{\varepsilon}_r = \sum_{q=1}^Q \int_0^T |\xi_r(\vartheta; \lambda_q)|^2 d\vartheta.$$

С учетом этих соотношений обнаружитель (6) сигнала с неизвестной начальной фазой (2) при использовании в качестве зондирующего стохастического радиосигнала представим в виде аналоговой модели:

$$L'_1 = \frac{\rho}{2(1+\rho)} \sum_{q=1}^Q \int_0^T |\xi_{r,q}(\vartheta; \lambda_q)|^2 d\vartheta + N_0 \ln I_0 \left(\frac{\sqrt{b_1 + b_2}}{N_0} \right) \begin{cases} \geq L'_\Pi \Rightarrow \text{сигнал есть;} \\ < L'_\Pi \Rightarrow \text{сигнала нет.} \end{cases} \quad (7)$$

где $L'_\Pi = N_0 \ln \left[l_0 (1+\rho)^{NQ/2} \right] + \frac{1}{2} \sum_{q=1}^Q \int_0^T |\xi_t(\vartheta; \lambda_q)|^2 d\vartheta$ – порог обнаружения.

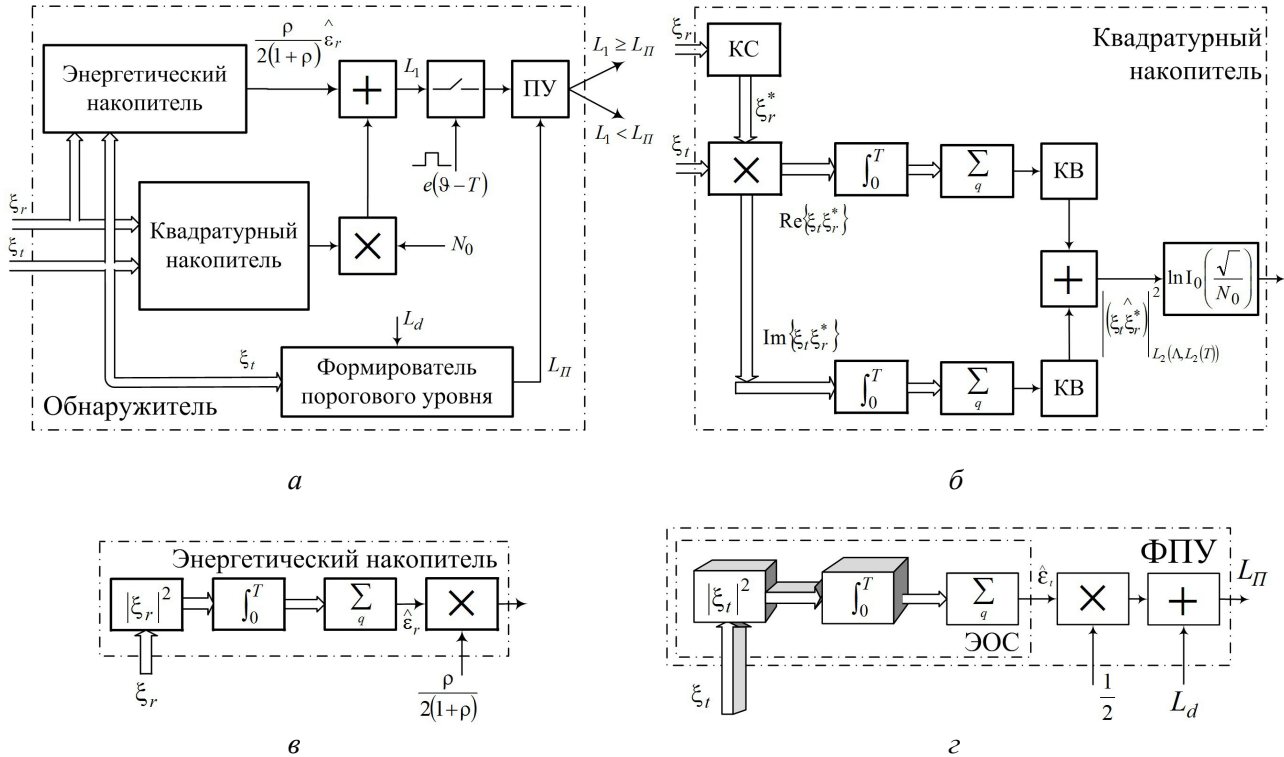


Рис. 3. Структурные схемы: а – аналогового обнаружителя радиосигнала со случайной начальной фазой, б – квадратурного и в – энергетического накопителей, г – формирователя порогового уровня

Структурная схема этого обнаружителя (7) показана на рис. 3, а. В отличие от известной [7, 19] эта схема кроме квадратурного, рис. 3, б, дополнительно включает еще и энергетический накопитель, рис. 3, в. Сигналы этих накопителей складываются и в момент времени $\vartheta = T$ сравниваются с пороговым уровнем L'_Π , который также является случайной величиной. Пороговый сигнал образуется с помощью формирователя порогового уровня, рис. 3, г. Отметим, что в каналах квадратурного накопителя, показанного на рис. 3, б вычисляется реальная и мнимая часть скалярного произведения в пространстве случайных сигналов $L_2(\Lambda, L_2(T))$ над пространством реализаций $L_2(T)$ в отличие от известного [7, 19] квадратурного накопителя, в каналах которого определяются синфазная и квадратурная составляющие скалярного произведения в пространстве реализаций $L_2(T)$.

(ii) Пусть неизвестная начальная фаза Φ для всех N спектральных составляющих q -й реализации принимает одно и то же значение Φ_q , независимое от ее значения для других реализаций выборки

$$J_t(\vartheta; n; \lambda_q) = J_t(\vartheta; n; \Phi_q; \lambda_q) = Z_t(n; \lambda_q) \exp\{j\Phi_q\} \psi_n(\vartheta). \quad (8)$$

Для различных реализаций фазовые сдвиги принимают различные значения. Также предположим, что фаза $\vec{\varphi} = \{\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_q, \dots, \varphi_Q\}$ выборки имеет равномерное Q -мерное распределение $p(\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_Q) = \prod_{q=1}^Q p(\varphi_q) = (1/2\pi)^Q$ на интервалах от $-\pi$ до π .

После подстановки (8) в (1) и выполнения соответствующих преобразований получим следующее соотношение для отношения правдоподобия

$$l_2(\vec{\varphi}) = c_y \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \sum_{q=1}^Q [b_3(q) \cos \varphi_q + b_4(q) \sin \varphi_q] \right\}, \quad (9)$$

где $b_3(q) = \sum_{n=1}^N \operatorname{Re}\{Z_r(n; \lambda_q) Z_t^*(n; \lambda_q)\}$, $b_4(q) = \sum_{n=1}^N \operatorname{Im}\{Z_r(n; \lambda_q) Z_t^*(n; \lambda_q)\}$.

Усредняя (9) по всем значениям неинформационных параметров φ_q , получаем

$$l_2 = \prod_{q=1}^Q \int_{-\pi}^{\pi} l_2(\vec{\varphi}) p(\varphi_q) d\varphi_q = c_y \left(\frac{1}{2\pi} \right)^Q \prod_{q=1}^Q \int_{-\pi}^{\pi} \exp \left\{ -\frac{B_q}{N_0} \cos(\varphi_q - \varphi_q) \right\} d\varphi_q = c_y \prod_{q=1}^Q I_0 \left(\frac{B_q}{N_0} \right), \quad (10)$$

где $\prod_{q=1}^Q \int_{-\pi}^{\pi} l(\vec{\varphi}) p(\varphi_q) d\varphi_q = \int_{-\pi}^{\pi} \left\{ p(\varphi_Q) \dots \left[\int_{-\pi}^{\pi} l(\varphi_1, \dots, \varphi_Q) p(\varphi_1) d\varphi_1 \right] \dots \right\} d\varphi_Q$,

$$B_q = \sqrt{[b_3(q)]^2 + [b_4(q)]^2}, \quad \varphi_q = \operatorname{arctg} b_4(q)/b_3(q).$$

После логарифмирования соотношения (10) решающую статистику запишем в виде

$$L_2 = \frac{\rho}{2(1+\rho)} \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N |Z_r(n; \lambda_q)|^2 + N_0 \sum_{q=1}^Q \ln I_0 \left(\frac{B_q}{N_0} \right). \quad (11)$$

С помощью обнаружителя сигнала с неизвестной начальной фазой (8), когда в качестве зондирующего используется стохастический радиосигнал, принимается решение о наличии радиосигнала на входе приемника, если решающая статистика L_2 превышает порог L_{Π} , $L_2 \geq L_{\Pi}$, и решение о его отсутствии, если $L_2 < L_{\Pi}$, т.е.

$$L_2 = \frac{\rho}{2(1+\rho)} \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N |Z_r(n; \lambda_q)|^2 + N_0 \sum_{q=1}^Q \ln I_0 \left(\frac{B_q}{N_0} \right) \begin{cases} \geq L_{\Pi} \Rightarrow \text{сигнал есть;} \\ < L_{\Pi} \Rightarrow \text{сигнала нет.} \end{cases} \quad (12)$$

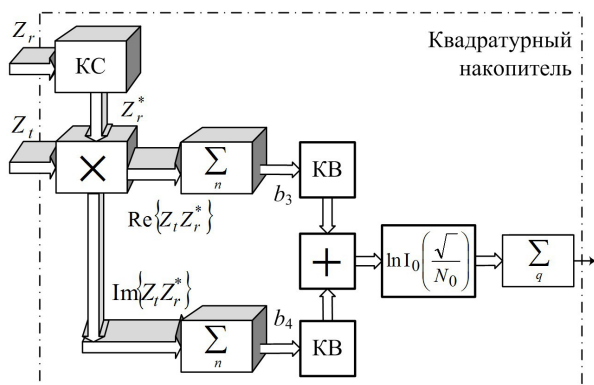


Рис. 4. Структурная схема квадратурного накопителя для обнаружителя L_2

Структурная схема обнаружителя (12) формально совпадает со структурной схемой обнаружителя (6), рис 2, а. Идентичны также энергетические накопители этих обнаружителей, рис. 2, в и формирователи порогового сигнала, рис. 2, г. Отличаются они лишь квадратурными накопителями. В накопителе, рис. 2, б, обнаружителя (6) происходит когерентное (додетекторное) накопление отраженного целью сигнала $\xi_t(\vartheta; \lambda)$. С помощью же квадратурного накопителя, показанного на рис. 4, когерентное накопление выполняется лишь для спектральных компонент одной реали

зации, но между реализациями, составляющими выборку из ансамбля, используется некогерентное (последетекторное) накопление сигнала. Связано это с тем, что спектральные составляющие одиночной реализации имеют одну и ту же фазу φ_q , хотя и неизвестную, и поэтому возможно их синфазное (когерентное) суммирование в момент времени $\vartheta = T$. Однако от реализации к реализации фаза сигнала изменяется случайно. В этой ситуации наиболее эффективным становится последетекторное суммирование, с помощью которого определяется величина, нелинейно связанная с модулем B_q скалярного произведения в координатном пространстве l_2 . При этом не учитываются фазовые соотношения между реализациями отраженного сигнала (некогерентное накопление).

(iii) Пусть неизвестная начальная фаза n -й спектральной составляющей φ_n принимает одно и то же значение для всех реализаций Q -мерной выборки из ансамбля, независимое от значения начальных фаз для других (разноименных) спектральных составляющих реализации

$$J_t(\vartheta; n; \lambda_q) = J_t(\vartheta; n; \varphi_n; \lambda_q) = Z_t(n; \lambda_q) \exp\{j\varphi_n\} \psi_n(\vartheta). \quad (13)$$

Также предположим, что фазы $\{\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n, \dots, \varphi_N\} = \vec{\varphi}$ спектральных составляющих отраженного сигнала являются случайными величинами равномерно распределенными на интервалах от $-\pi$ до π , так что их совместная плотность вероятности имеет равномерное

$$N\text{-мерное распределение } p(\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_N) = \prod_{n=1}^N p(\varphi_n) = (1/2\pi)^N.$$

Подставляя соотношение (13) в (1) и выполняя соответствующие преобразования, получаем следующее выражение для отношения правдоподобия

$$l_3(\vec{\varphi}) = c_y \exp\left\{-\frac{1}{N_0} \sum_{n=1}^N [b_5(n) \cos \varphi_n + b_6(n) \sin \varphi_n]\right\}, \quad (14)$$

$$\text{где } b_5(n) = \sum_{q=1}^Q \operatorname{Re}\{Z_r(n; \lambda_q) Z_t^*(n; \lambda_q)\}, \quad b_6(n) = \sum_{q=1}^Q \operatorname{Im}\{Z_r(n; \lambda_q) Z_t^*(n; \lambda_q)\}.$$

Усредняя соотношение (14) по всем значениям неизвестной начальной фазы φ_n , получаем

$$l_3 = \prod_{n=1}^N \int_{-\pi}^{\pi} l_2(\vec{\varphi}) p(\varphi_n) d\varphi_n = c_y \left(\frac{1}{2\pi}\right)^N \prod_{n=1}^N \int_{-\pi}^{\pi} \exp\left\{-\frac{B_n}{N_0} \cos(\varphi_n - \varphi_n)\right\} d\varphi_n = c_y \prod_{n=1}^N I_0\left(\frac{B_n}{N_0}\right), \quad (15)$$

$$\text{где } \prod_{n=1}^N \int_{-\pi}^{\pi} l(\vec{\varphi}) p(\varphi_n) d\varphi_n = \int_{-\pi}^{\pi} \left\{ p(\varphi_N) \dots \left[\int_{-\pi}^{\pi} l(\varphi_1, \dots, \varphi_N) p(\varphi_1) d\varphi_1 \right] \dots \right\} d\varphi_N,$$

$$B_n = \sqrt{[b_5(n)]^2 + [b_6(n)]^2}, \quad \varphi_n = \operatorname{arctg} b_6(n)/b_5(n).$$

Логарифмируя соотношение (15), получаем решающую статистику в виде

$$L_3 = \frac{\rho}{2(1+\rho)} \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N |Z_r(n; \lambda_q)|^2 + N_0 \sum_{n=1}^N \ln I_0\left(\frac{B_n}{N_0}\right). \quad (16)$$

С помощью обнаружителя сигнала с неизвестной начальной фазой (13), когда в качестве зондирующего используется стохастический радиосигнал, принимается решение о наличии радиосигнала на входе приемника, если решающая статистика L_3 превышает порог L_{Π} , $L_3 \geq L_{\Pi}$, и решение о его отсутствии, если $L_3 < L_{\Pi}$

$$L_3 = \frac{\rho}{2(1+\rho)} \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N |Z_r(n; \lambda_q)|^2 + N_0 \sum_{n=1}^N \ln I_0 \left(\frac{B_n}{N_0} \right) \begin{cases} \geq L_{\Pi} \Rightarrow \text{сигнал есть;} \\ < L_{\Pi} \Rightarrow \text{сигнала нет.} \end{cases} \quad (17)$$

Структурная схема обнаружителя (17) и его энергетического накопителя такая же, как и для обнаружителей (6) и (12), рис 2, а, их энергетического накопителя, рис. 2, в и для формирователя порогового сигнала, рис. 2, з. Однако, в отличие от их квадратурных накопителей, показанных на рис. 2, б и 4, в накопителе, рис. 5, обнаружителя (17) синфазно суммируются лишь одноименные спектральные компоненты различных реализаций Q -мерной выборки для момента времени $\vartheta = T$. Для разноименных спектральных компонент одной и той же реализации и для разных реализаций используется некогерентное накопление. Это связано с тем, что в рассматриваемом случае одноименные спектральные компоненты разных реализаций выборки имеют одинаковые неизвестные начальные фазы φ_n и допускают когерентное накопление, а разноименные – различные и поэтому суммируются некогерентно. То есть в рассматриваемом случае используется последетекторное суммирование, с помощью которого

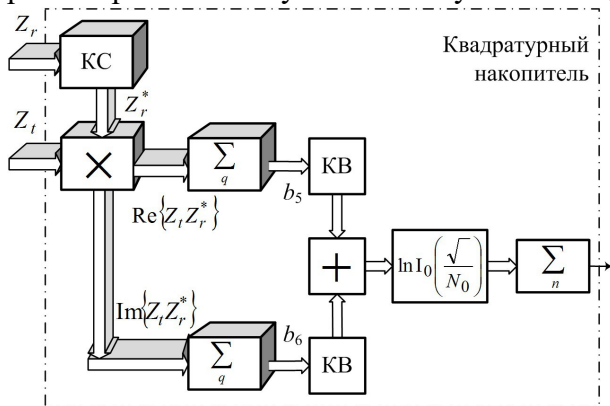


Рис. 5. Структурная схема квадратурного накопителя для обнаружителя L_3

определяется величина, нелинейно связанная с оценкой модуля B_n скалярного произведения в пространстве случайных величин $L_2(\Lambda)$. При этом не учитываются фазовые соотношения между разноименными спектральными составляющими реализаций отраженного сигнала.

(iv) Предположим, что неизвестные начальные фазы φ_{qn} спектральных компонент

$$J_t(\vartheta; n; \varphi_{qn}; \lambda_q) = Z_t(n; \lambda_q) \exp\{j\varphi_{qn}\} \psi_n(\vartheta) \quad (18)$$

Q -мерной выборки из ансамбля реализаций отраженного сигнала $\xi_t(\vartheta; \lambda)$ являются независимыми случайными величинами равномерно

распределенными на интервале $(-\pi, \pi)$, так что их совместная плотность вероятности имеет равномерное QN -мерное распределение

$$p(\varphi_{11}, \varphi_{12}, \dots, \varphi_{qn}, \dots, \varphi_{QN}) = \prod_{q=1}^Q \prod_{n=1}^N p(\varphi_{qn}) = (1/2\pi)^{QN}.$$

Заменяя в соотношении (1) $J_t(\vartheta; n; \lambda_q)$ на $J_t(\vartheta; n; \varphi_{qn}; \lambda_q)$ из (18) и выполняя соответствующие преобразования, получаем следующее выражение для функции правдоподобия

$$l_4(\varphi) = c_y \exp \left\{ - \frac{b_7(q, n) \cos \varphi_{qn} + b_8(q, n) \sin \varphi_{qn}}{N_0} \right\}, \quad (19)$$

где $b_7(q, n) = \text{Re}\{Z_r(n; \lambda_q) Z_t^*(n; \lambda_q)\}$, – действительная и $b_8(q, n) = \text{Im}\{Z_r(n; \lambda_q) Z_t^*(n; \lambda_q)\}$ – мнимая часть произведения комплексных величин $Z_r(n; \lambda_q)$ и $Z_t(n; \lambda_q)$. Для нахождения решающей статистики соотношение (19) следует усреднить по всем значениям неизвестной начальной фазы φ_{qn}

$$l_4 = \prod_{q=1}^Q \prod_{n=1}^N \int_{-\pi}^{\pi} l_4(\varphi_{qn}) p(\varphi_{qn}) d\varphi_{qn} = \frac{c_y}{2\pi} \prod_{q=1}^Q \prod_{n=1}^N \int_{-\pi}^{\pi} \exp \left\{ - \frac{B_{qn}}{N_0} \cos(\varphi_{qn} - \varphi_{qn}) \right\} d\varphi_{qn} = c_y \prod_{q=1}^Q \prod_{n=1}^N I_0 \left(\frac{B_{qn}}{N_0} \right), \quad (20)$$

где $B_{qn} = \sqrt{[b_7(q, n)]^2 + [b_8(q, n)]^2}$, $\phi_{qn} = \arctg b_8(q, n)/b_7(q, n)$, $I_0(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка с аргументом B_{qn}/N_0 .

Логарифмируя выражение (20) и учитывая множитель c_y , решающую статистику можно записать в следующем виде

$$L_4 = \frac{\rho}{2(1+\rho)} \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N |Z_r(n; \lambda_q)|^2 + N_0 \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N \ln I_0 \left(\frac{B_{qn}}{N_0} \right). \quad (21)$$

Обнаружитель сигнала с неизвестной начальной фазой (18) при использовании в качестве зондирующего стохастического радиосигнала действует по следующему правилу: выносятся решение о наличии сигнала на входе приемника, если решающая статистика L_4 превышает порог L_{Π} , $L_4 \geq L_{\Pi}$, и решение о его отсутствии, если $L_4 < L_{\Pi}$, т.е.

$$L_4 = \frac{\rho}{2(1+\rho)} \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N |Z_r(n; \lambda_q)|^2 + N_0 \sum_{q=1}^Q \sum_{n=1}^N \ln I_0 \left(\frac{B_{qn}}{N_0} \right) \begin{cases} \geq L_{\Pi} \Rightarrow \text{сигнал есть;} \\ < L_{\Pi} \Rightarrow \text{сигнала нет.} \end{cases} \quad (22)$$

Решающая статистика L_4 , соотношение (21), отличается от статистик L_1 , L_2 и L_3 , соотношения (5), (11) и (16) соответственно, тем, что в рассматриваемом случае суммирование выполняется после нелинейного преобразования вида $\ln I_0(B_{qn}/N_0)$, где $B_{qn} = |Z_r(n; \lambda_q) Z_t^*(n; \lambda_q)|$ – модуль произведения комплексных спектральных коэффициентов входного и ожидаемого сигналов. Анализ формулы показывает, что для получения B_{qn} необходимо иметь два квадратурных канала обработки комплексных спектральных коэффициентов входного напряжения. Выходные напряжения каналов возводятся в квадрат и суммируются. В результате решающая статистика не зависит от неизвестной начальной фазы сигнала. Поэтому структурная схема обнаружителя (22), входящего в его состав энергетического накопителя и формирователя порогового сигнала соответствуют рис. 2, а, в, г, а схема квадратурного накопителя приведена на рис. 6.

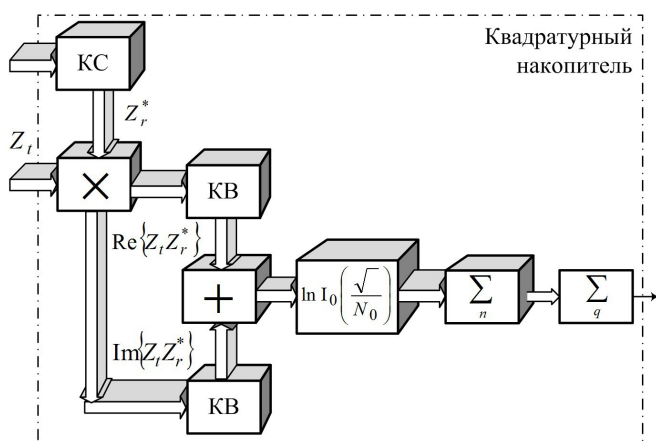


Рис. 6. Структурная схема квадратурного накопителя цифрового обнаружителя L_4

Для слабой или сильной интенсивности ожидаемого сигнала $\xi(\vartheta; \varphi; \lambda)$ по сравнению с интенсивностью помехи $\xi_g(\vartheta; \lambda)$ на входе нелинейного элемента $\ln I_0(\cdot)$ возможны следующие упрощения. Если в соотношении (22) $B_{qn}/N_0 \gg 1$, то нелинейная функция приблизительно равна своему аргументу $\ln I_0(B_{qn}/N_0) \approx B_{qn}/N_0$ и в квадратурном накопителе будут усредняться величины, пропорциональные модулю произведения комплексных спектральных коэффициентов входного и ожидаемого сигналов $|Z_r(n; \lambda_q) Z_t^*(n; \lambda_q)|$. Если

$B_{qn}/N_0 \ll 1$, то $\ln I_0(B_{qn}/N_0) \approx B_{qn}^2/4N_0^2$ и усредняются величины, пропорциональные квадрату модуля произведения комплексных спектральных коэффициентов

$\left| Z_r(n; \lambda_q) Z_t^*(n; \lambda_q) \right|^2$ входного и ожидаемого сигналов. Упрощенные модели обнаружителей будут оптимальными только в указанных условиях. При других условиях они являются квазиоптимальными. Эти упрощения могут быть использованы также и для рассмотренных выше случаев (i), (ii) и (iii).

Выводы

Таким образом, в зависимости от вида неопределенности неизвестной начальной фазы для оговоренных условий в статье получено четыре соотношения для решающей статистики, на основе которых построены четыре типа цифровых обнаружителей отраженных радиосигналов с неизвестной начальной фазой при использовании в качестве зондирующих стохастических радиосигналов. Показано что они имеют одну и ту же структуру, которая включает преобразователи входного и опорного сигналов, квадратурный и энергетический накопители, сумматор, формирователь порогового уровня и пороговое устройство. Между собой эти обнаружители отличаются схемой квадратурных накопителей. Первый из рассмотренных квадратурных накопителей является когерентным, второй и третий – комбинированным (когерентно-некогерентным), а четвертый – некогерентным накопителем. Пороговый уровень полученных обнаружителей является случайной величиной, плотность вероятности которой определяется законом распределения оценки энергии ожидаемого сигнала. В рассматриваемом случае это χ^2 – распределение. Также получена структурная схема аналогового когерентного обнаружителя. Она отличается от известной схемы когерентного обнаружителя, в которой используются детерминированные зондирующие сигналы, наличием еще и энергетического накопителя. Пороговый уровень полученного аналогового обнаружителя, в отличие от известного, также является случайной величиной.

Полученные результаты могут использоваться при проектировании радиолокационных систем обнаружения, в которых для зондирования используются стохастические радиосигналы при распространении радиоволн в условиях турбулентной тропосферы. В частности, могут использоваться для обнаружения метеообразований в метеорологических радиолокаторах.

Список литературы: 1. *Аппаратурно-программный комплекс для исследования радиолокационных отражений от метеообразований* / Е. Н. Белов, О. А. Войтович, Т. А. Макулина, Г. А. Руднев, Г. И. Хлопов, С. И. Хоменко // Радиофизика и электроника: Сб. научн. тр. Ин-т радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины. – Харьков, 2009. – Т. 14, №1. – С. 57–63. 2. *Mogyla A. A. Relay-Type Noise Correlation Radar for the Measurement of Range and Vector Range Rate* / A. A. Mogyla, K. A. Lukin, Yu. A. Shyian // *Telecommunications and Radio Engineering*. – 2002. – Vol.57, No.2-3. – P. 175–183. 3. *Калинин В. И. Широкополосный шумовой радиолокатор с корреляционной обработкой для обнаружения движущихся объектов* / В. И. Калинин, В. В. Чапурский // *Радиотехника*. – 2005. – № 3, – С.51–56. 4. *Quality Enhancement of Image Generated with Bistatic Ground Based Noise Waveform SAR* / K. Kulpa, K. Lukin, J. Misiurewicz, Z. Gajo, A. Mogyla, P. Vyplavin // *IET Radar, Sonar & Navigation*. – 2008. – Vol.2, No.4. – P. 263–273. 5. *Костылев В. И. Влияние неоднородности тропосферы на пространственно-временную обработку сигналов* / В. И. Костылев, М. Ю. Алексеев // *Вестник ВГУ. Серия: Физика. Математика*. – 2010. – № 2. – С. 252–260. 6. *Копейкин В. В. Рефракция волн в линейных средах с частотной дисперсией* / В. В. Копейкин – М.: Наука, 2007. – 142 с. 7. *Peterson W. W. The Theory of Signal Detectability* / W. W. Peterson, T. G. Birdsall, W. C. Fox // *IRE Trans. on Information Theory*. – 1954. – Vol. PGIT-4, No. 4. – P. 171–212. 8. *Helstrom C. W. Statistical Theory of Signal Detection* / C. W. Helstrom. – N.Y.: Pergamon Press, 1960. – 364 p. 9. *Фалькович С. Е. Основы статистической теории радиолокационных систем* / С. Е. Фалькович, П. Ю. Костенко. – Харьков: НАУ ХАИ, 2005. — 390 с. 10. *Леховицкий Д. И. СДЦ в импульсных РЛС: 3. Структуры, параметры и эффективность квазиоптимальных систем междупериодной обработки гауссовых сигналов на фоне гауссовых пассивных помех* / Д. И. Леховицкий, В. П. Рябуха, Г. А. Жуга, Д. С. Рачков // *Прикладная радиоэлектроника*. – 2009. – Т. 8, № 2. – С. 109–123. 11. *Могила А. А. Оптимальный прием сигналов в условиях полной априорной информации при использовании стохастических зондирующих сигналов* /

А. А. Могила // Радиотехника. – 2011. – Вып.164. – С. 11–20. 12. *Mogyla A. A. Optimum Reception of the Stochastic Probing Signals under Conditions of Full a Priori In-formation* / A. A. Mogyla // Telecommunications and Radio Engineering. – 2012. – Vol. 71, No.7, – P. 637–652. 13. *Могила А. А. Характеристики когерентного обнаружения стохастических сигналов в условиях полной априорной информации* / А.А. Могила // Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития: 4-й междунар. радиоэлектронный форум «МРФ-2011», 18–21 октября 2011г., Харьков, Украина, ХНУРЭ: тр. конф. Интегрированные информационные радиоэлектронные системы и технологии, Т. 1, – С.176–179. 14. *Могила А. А. Обнаружение радиолокационных сигналов в условиях полной априорной информации при использовании в качестве зондирующих стохастических сигналов* / А. А. Могила // Радиоэлектроника. – 2012. – Т. 55, № 7. – С. 14–23. 15. *Омельченко В.А. Основы спектральной теории распознавания сигналов* / В. А. Омельченко – Харьков : Вища шк., 1983. – 159с. 16. *Драган Я. П. Структура и представления моделей стохастических сигналов* / Я. П. Драган. – Киев : Наук. думка, 1980. – 381 с. 17. *Могила А. А. Двухпараметрическое представление случайных сигналов: Модели и оценка статистических характеристик* / А. А. Могила, К. А. Лукин – Saarbrücken.: LAP Lambert Academic Publishing, 2012. – 200 с. 18. *Cramer H. Mathematical methods of statistics* / Uppsala: Almqvist & Wiksells, 1945. – 575 p. 19. *Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория: Справочник* / под общ. ред. Я. Д. Ширмана. 2-е изд. перераб. и доп. – М. : Радиотехника, 2007. – 512 с.

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

Поступила в редколлегию

ОБНАРУЖЕНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

Введение

Рассмотрим следующую задачу. Пусть имеется некоторый узкополосный сигнал с шириной полосы Δf_{05} , наблюдаемый на фоне нормального белого шума. Центральная частота сигнала f_x заключена в пределах от f_1 до f_2 , причем значение частоты априорно неизвестно, также нет никаких априорных данных о возможном распределении вероятностей величины f_x . Полосу частот $f_1 \dots f_2$ в дальнейшем будем называть полосой поиска. Требуется определить факт наличия сигнала, оценить его центральную частоту и энергию. Подобная задача характерна для радиомониторинга, радиолокации движущихся целей, радиосвязи с подвижными объектами, а также для радиоастрономии.

Многоканальные фильтровые или корреляционные приемники [1 – 5] могут применяться для решения этой задачи, но с расширением полосы наблюдаемых частот возрастает число необходимых каналов приемника. Необходимое число каналов оценивалось в [4] исходя из величины допустимых потерь вероятности правильного обнаружения. При реализации корреляционного приемника в цифровой форме и использовании параллельного вычислительного устройства, проблема реализации большого числа каналов ослабляется. Однако при жестких требованиях к вероятности правильного обнаружения и темпу выдачи результатов, даже параллельная реализация на базе наиболее мощных доступных универсальных (ЦП) либо графических (ГП) процессоров может оказаться недостаточно производительной [6]. При

необходимости реализации портативной и экономичной системы, подобное решение также может оказаться недоступным.

Постановка задачи

Рассмотрим альтернативный вариант решения данной задачи, для чего примем следующее упрощающее предположение. Пусть полезный сигнал, занимающий полосу частот $\Delta f_{05} \ll f_x$, может быть с удовлетворительной точностью представлен в виде

$$x(t) = A(t) \cdot \exp(-j2\pi \cdot f_x \cdot t). \quad (1)$$

Иными словами, сигнал представляется в виде амплитудно-модулированного комплексного гармонического колебания.

Колебание на входе системы состоит из сигнала и шума: $s(t) = x(t) + n(t)$. В обычном корреляционном приемнике оценка энергии получается в виде

$$Z' = \int_0^T x_0(t)s(t)dt \approx \int_0^T x^2(t)dt.$$

Для многоканального корреляционного приемника, это значение вычисляется для каждого из значений центральной частоты сигнала: $Z'_i = \int_0^T x_{0i}(t) \cdot s(t)dt$.

С учетом ранее сказанного, можно записать

$$Z_i = \int_0^T A(t) \cdot \exp(-j2\pi \cdot f_i \cdot t) \cdot s(t)dt \quad (2)$$

для канала номер i .

Преобразование Фурье для периодических сигналов:

$$X(\omega) = F(x(t)) = \int_0^T x(t) \exp(-j\omega t) dt. \quad (3)$$

Сопоставив выражения (2) и (3), можно сделать вывод: для обнаружения сигнала вида (1) с априорно неизвестной частотой f_x можно использовать процедуру преобразования Фурье. Преобразованию подвергается сигнал $u(t) = A(t) \cdot s(t)$, а результат преобразования имеет смысл совокупности откликов всех каналов корреляционного приемника. В дальнейшем, оценка энергии сигнала может быть представлена в виде

$$Z' = \max\{Z_i\},$$

а номер канала, в котором оценка энергии максимальна, дает информацию о центральной частоте обрабатываемого сигнала f' . При использовании процедуры быстрого преобразования Фурье (БПФ) этот подход может обеспечить более высокое быстродействие по сравнению с многоканальным коррелятором.

Основные положения работы

Для преобразования Фурье ряд частот является эквидистантным в пределах $f \in [0 \dots f_s]$, и шаг сетки составляет $\varepsilon = f_s / N$, где N – число точек в реализации, используемой для анализа. В [5] максимальный шаг сетки по неизвестному параметру, при условии сохранения вероятности правильного обнаружения, оценен как $\varepsilon_{\max} \approx 0.8\xi$. Применительно к текущей задаче это означает, что $\varepsilon \leq 0.8 \cdot \Delta f_{05}$. Таким образом,

$$\frac{f_s}{N} \leq 0.8 \cdot \Delta f_{05}. \quad (4)$$

Если при этом ставится и задача однозначного измерения центральной частоты сигнала, то добавляется второе ограничение: $f_s \geq 2 \cdot \max(f_x)$ (теорема Котельникова). Из выражения (4) можно получить:

$$N \geq f_s / (0.8 \cdot \Delta f_{05}). \quad (5)$$

Таким образом, с уменьшением относительной полосы сигнала увеличивается необходимое для анализа число отсчетов.

Центральные частоты полос БПФ равномерно распределены в пределах $[0 \dots f_s]$, а центральная частота сигнала – в пределах $[f_1 \dots f_2]$. Если условие теоремы Котельникова выполняется, то для комплексного сигнала вида (1) эквивалентное число каналов составляет

$$N_k = \lceil N(f_2 - f_1) / f_s \rceil. \quad (6)$$

Для многоканального корреляционного приемника число каналов оценивается как $N_k = \lceil (f_2 - f_1) / \varepsilon \rceil$ [5]. Для принятого шага сетки [5] получаем

$$N_k = \lceil (f_2 - f_1) / (0.8 \cdot \Delta f_{05}) \rceil. \quad (7)$$

При этом для реализации из N точек число операций оценивается как $O(N_k \cdot N)$, а для метода, основанного на БПФ, – как $O(N \cdot \log(N))$ при условии (5).

Для корреляционного приемника необходимое число каналов возрастает с расширением полосы поиска, при условии поддержания постоянной вероятности правильного обнаружения [5]. В то же время для приемника на базе процедуры быстрого преобразования Фурье размерность преобразования определяется относительной полосой частот сигнала и частотой дискретизации, и не зависит от полосы поиска. В предельном случае, когда полоса поиска занимает весь интервал частот $[0 \dots f_s]$, число каналов для корреляционного приемника и для приемника на базе БПФ получается одинаковым.

Введем следующее обозначение. Пусть $\gamma = (f_2 - f_1)/f_s$ – относительная полоса поиска сигнала (в дальнейшем – полоса поиска). Тогда можно записать:

$$N_k = \lceil N \cdot \gamma \rceil, \quad (8)$$

причем N в этом выражении выбирается исходя из (5).

В дальнейшем рассматриваем две схемы: многоканальный корреляционный приемник (КПР, кривая 1 на последующих графиках) и приемник на основе процедуры быстрого преобразования Фурье (БПФП, кривая 2 на последующих графиках). Структурные схемы этих приемников приведены на рис. 1.

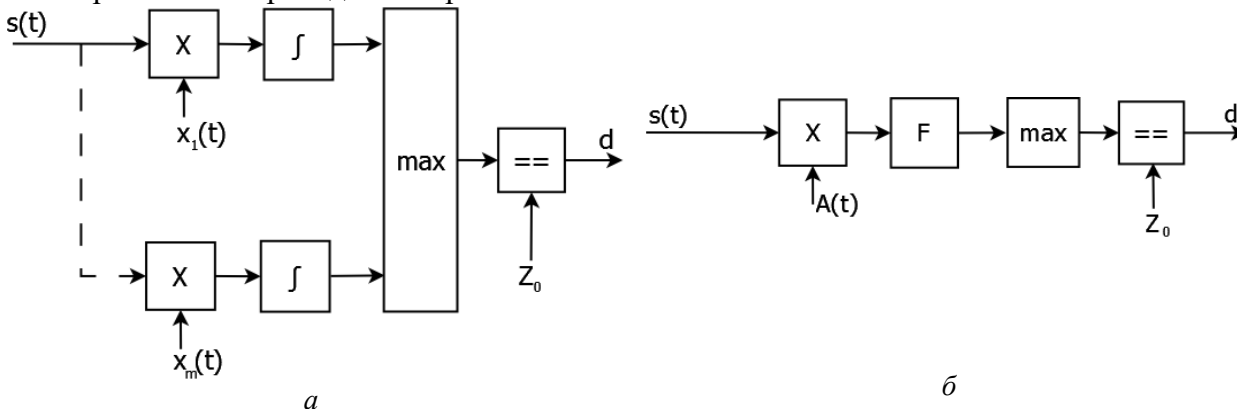


Рис. 1. Структурные схемы приемников: *a* – КПР, *б* – БПФП

Порог обнаружения для рассматриваемых в работе схем определялся методом имитационного моделирования, при этом использовался критерий Неймана – Пирсона с заданным значением вероятности ложной тревоги [1]. Результаты приведены для $f_s \Delta f_{0.5} = 1024$.

На рис. 2 приведена зависимость порога обнаружения для КПР от полосы поиска, нормированная к величине порога для одноканального корреляционного приемника. С увеличением полосы поиска растет число параллельных каналов корреляционного приемника (8), что приводит к увеличению порогового значения [5]. Поскольку размер выборки для БПФП (5) не зависит от полосы поиска, то порог обнаружения остается постоянным, и на графике не приведен.

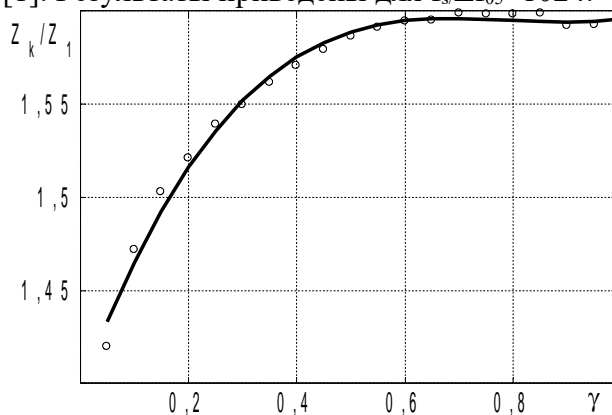
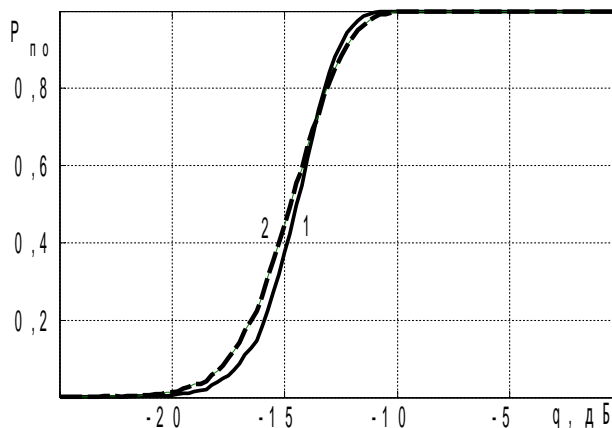


Рис. 2. Зависимость порога от полосы поиска

На рис. 3 приведены характеристики обнаружения для обеих рассматриваемых схем. При этом вероятность ложной тревоги равна 10^{-3} . Характеристики отличаются незначительно: пороговое отношение сигнал/шум при вероятности правильного обнаружения 0,9 отличается на 0,2 дБ, а средняя разность вероятности правильного обнаружения не превышает 0.012.



На рис. 4 приведены зависимости вероятности правильного обнаружения от полосы поиска для отношения сигнал/шум -15 дБ (*a*) и -10 дБ (*б*).

Вероятность правильного обнаружения при прочих равных условиях не зависит от

Рис. 3. Характеристики обнаружения для случая

полосы поиска для обеих схем приемника. При изменении полосы поиска оценки энергии изменяются менее чем на 1%.

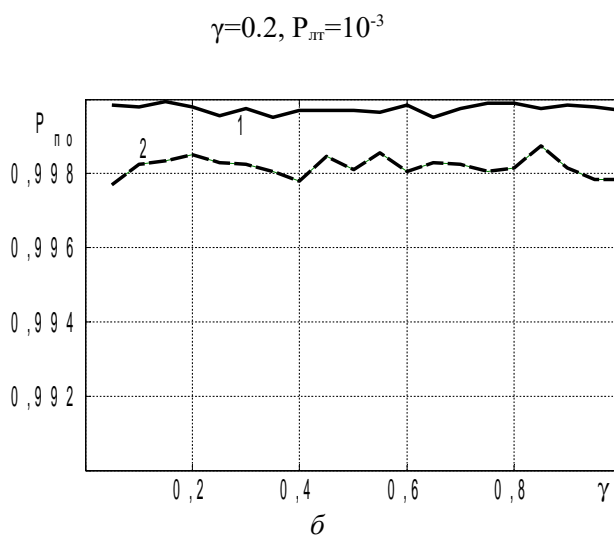
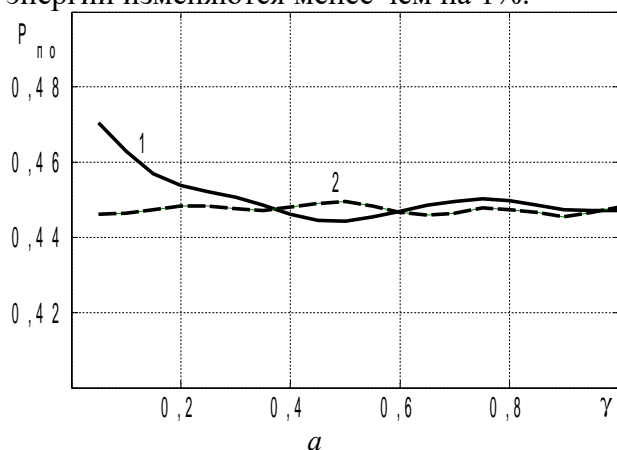


Рис. 4. Зависимость характеристик обнаружения от полосы поиска

Рассмотрим вопрос о точности оценок параметров сигнала в рассматриваемых схемах. Для этого введем следующее обозначение:

$$\sigma_f = \frac{\sigma(f - f')}{\varepsilon} \quad (9)$$

– нормированное среднеквадратическое отклонение оценки центральной частоты сигнала от истинного значения.

На рис. 5 приведена зависимость величины (9) от соотношения сигнал/шум для обеих рассматриваемых схем. Схема 1 обеспечивает меньшую величину погрешности при малых отношениях сигнал/шум, однако с ростом соотношения сигнал/шум различие уменьшается. Преимущество схемы 1 проявляется в той части диапазона соотношений сигнал/шум, в которой уверенное обнаружение сигнала невозможно. При отношениях сигнал/шум -10 дБ и более оба метода фактически эквивалентны.

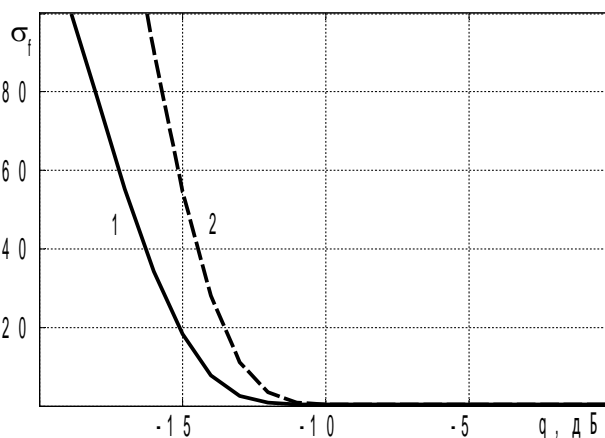


Рис. 5. Зависимость величины (9) от соотношения сигнал/шум для обеих рассматриваемых схем

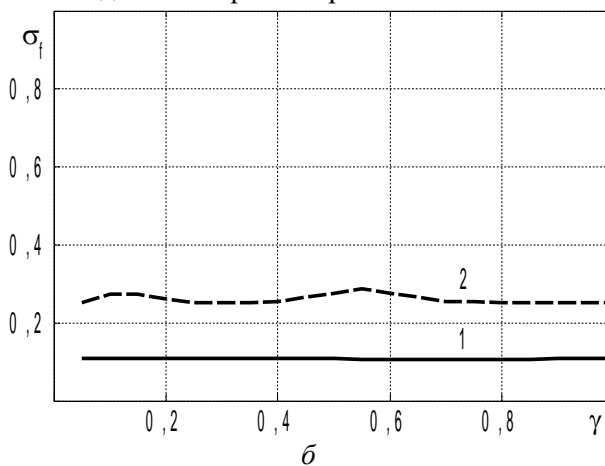
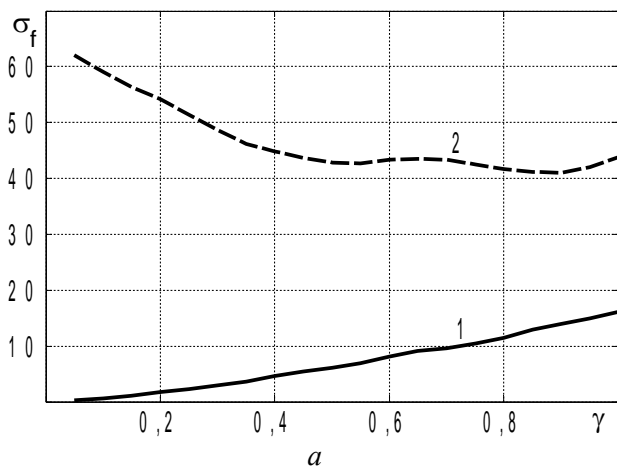


Рис. 6. Зависимость погрешности оценивания частоты от полосы поиска для обоих методов (*a* – ОСШ -15 дБ, *б* – ОСШ – 10 дБ)

Величина (9) для случая большого соотношения сигнал/шум (рис. 6, *б*) практически не зависит от полосы поиска для обоих методов. В то же время при малых соотношениях сигнал/шум (рис. 6, *a*) величина погрешности изменяется в зависимости от полосы поиска.

Рассмотрим вопрос об аппаратурной реализации обеих схем приемника. Многоканальный корреляционный приемник (КПР) может быть эффективно реализован на базе многоядерных центральных процессоров, программируемых логических матриц или графических процессоров [6]. Структурная схема приведена на рис. 7.

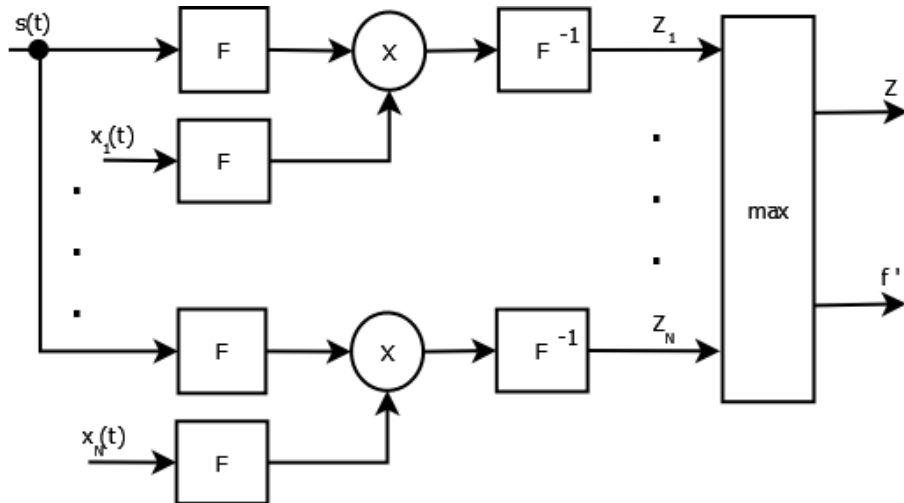


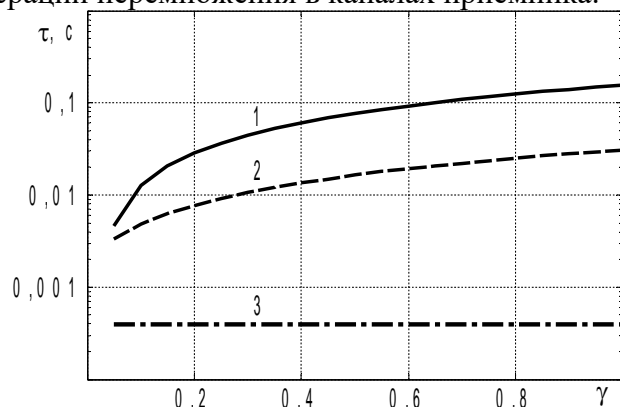
Рис. 7. Структурная схема возможной реализации многоканального корреляционного приемника

В данной схеме корреляционные интегралы определяются с помощью преобразования Фурье. При этом можно обратить внимание на то, что в каждом канале рассчитывается преобразование Фурье исходного сигнала $s(t)$, а также на то, что опорные сигналы не изменяются до тех пор, пока остается постоянным число каналов и полоса поиска. Таким образом, в данную схему можно внести следующие модификации:

1. Преобразование Фурье для входного сигнала проводится один раз, после чего результат используется во всех каналах.
2. Преобразования Фурье от опорных сигналов также рассчитываются только один раз, после чего результаты сохраняются в памяти и используются во всех каналах.

В таком случае для подготовки схемы к работе нужно провести N_k преобразований Фурье, после чего для каждого сеанса обнаружения потребуется только одно преобразование Фурье и N_k обратных преобразований Фурье. По сравнению с данной схемой, БПФП (рис. 1, *б*) требует для каждого сеанса обнаружения только одно N -точечное БПФ. Кроме того, схема БПФП не требует проведения операций перемножения в каналах приемника.

Результаты оценивания производительности приведены на рис. 8. При этом корреляционный приемник представлен двумя вариантами реализации – на базе ЦП Intel Core2 Q9400 (кривая 1) и на базе ГП NVIDIA GeForce GTS450 (кривая 2) [5]. Вариант 2 обеспечивает более высокую производительность, однако схема БПФП, реализованная на ЦП (кривая 3) оказывается существенно более эффективной с точки



зрения расходования вычислительных ресурсов.

Рис. 8. Вычислительная эффективность
(1 – КПР, ЦП; 2 – КПР, ГП; 3 – БПФП, ЦП)

Вариант реализации БПФП на базе ГП не приведен на графике, поскольку выигрыш от большей пиковой производительности ГП в данной задаче полностью компенсируется затратами времени на пересылку данных между ЦП и ГП.

Выводы

Для узкополосных сигналов, которые могут быть представлены в виде амплитудно-модулированного гармонического колебания, рассмотренный метод обработки на основе преобразования Фурье позволяет получить характеристики, идентичные характеристикам многоканального корреляционного приемника. При этом вычислительная эффективность предложенного метода существенно выше, что позволяет обеспечить обработку в реальном времени при ограниченных вычислительных ресурсах.

Автор благодарит канд. физ.-мат. наук В.А. Петрова за конструктивное обсуждение материала, представленного в статье.

Данная работа проводилась в рамках программы NVIDIA Academic Partnership, и автор выражает признательность корпорации NVIDIA и лично Антону Джораеву за предоставленное оборудование (видеокарты GeForce GTS450).

Список литературы: 1. Тихонов, В.И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. – М. : Сов. радио, 1966. – 678с. 2. Тихонов, В.И., Харисов, В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем : учеб. пособие для вузов. – М. : Радио и связь, 2004. – 608 с. 3. Фалькович С.Е. Оценка параметров сигнала. – М. : Сов. радио, 1970. – 336с. 4. Литвин-Попович, А.И. Обнаружение сигналов в условиях априорной параметрической неопределенности / А.И. Литвин-Попович // Радиотехника. – 2012. – Вып. 168. – С.16-21. 5. Литвин-Попович, А.И. Обнаружение и измерение параметров сигналов в параллельных системах обработки / А.И. Литвин-Попович // Радиотехника. – 2012. – Вып.170. – С. 125-131. 6. Литвин-Попович, А.И. Обработка радиолокационных сигналов в параллельных вычислительных системах / А.И. Литвин-Попович // Радиотехника. – 2011. – Вып. 166. – С. 165-172.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.03.2013

ВЫСОКОСКОРОСТНОЕ УНИВЕРСАЛЬНОЕ ХЕШИРОВАНИЕ ПО АЛГЕБРАИЧЕСКИМ КРИВЫМ

Решение задачи построения высокоскоростного хеширования определяется схемами хеш вычислений в конечных полях. Примером являются модификации алгоритма УМАС (2000 – 2005 гг.). Разрешение противоречия между требованиями стойкости к атакам на хеш функцию, сложности, скорости вычисления, характеристикам и реализациям алгоритма определяется в теории универсального хеширования по алгебраическим кривым. Наилучшие результаты универсального хеширования обеспечиваются вычислениями в простом и квадратичном конечном поле по кривым большого рода [1, 2]. Применение алгебраических кривых большого рода приводит к увеличению размерности функционального поля ассоциированного с кривой и росту сложности вычислений.

Цель статьи – оценка сложности универсального хеширования по наилучшим алгебраическим кривым с большим числом точек. В разд. 1 представлено определение и наилучшие результаты универсального хеширования по алгебраическим кривым. В разд. 2 приводятся оценки сложности вычисления хеш кодов по максимальным кривым в квадратичном поле.

1. Определение и наилучшие результаты универсального хеширования по алгебраическим кривым

Определение 1 [3]. Пусть задана абсолютно неразложимая, несингулярная проективная кривая χ над полем F_q с точками $P = \{P_1, P_2, \dots, P_n\} \in \chi(F_q)$. Для каждой алгебраической кривой можно определить поле рациональных функций $F_q(\chi)$. В каждой точке P_j кривой χ можно вычислить оценку ϑ_P для рациональных функций $f_i \in F_q(\chi)$, которая определяет порядок нуля или полюса функции f_i в этой точке. Хеш значение $h_{P_j}(m) \in F_q$ для сообщения $m = (m_1, \dots, m_k)$, $m_i \in F_q$ в точке $P_j \in F_q$ определяется выражением

$$h_{P_j}(m) = \sum_{i=1}^k f_i(P_j) m_i, \quad (1)$$

где $f_i \in F_q(\chi)$ с упорядоченными порядками полюсов $0 < \rho_1 < \dots < \rho_k$. Хеш функция $h_{P_j}(m)$ определяет универсальный хеш класс $\varepsilon - U(N, q^k, q)$, где вероятность коллизии $\varepsilon \leq \rho_k / N$, N – число точек алгебраической кривой.

Замечание 1.

1. Выражение (1) определяет хеш вычисление на основе скалярного произведения по рациональным функциям алгебраических кривых. Метод универсального хеширования определяется последовательностью следующих действий:

- определить проективное многообразие – алгебраическую кривую и её точки;
- построить линейное векторное пространство для функционального поля алгебраической кривой;
- задать хеш функцию как скалярное произведение слов данных и значений рациональных функций в точке кривой.

2. Параметры универсального хеш класса $\varepsilon - U(N, q^k, q)$ на основе хеширования по рациональным функциям определяются свойствами алгебраической кривой. Подгруппа Вейерштрасса $H(P_\infty) = \{\rho_0 = 0 < \rho_1 < \dots\}$ определяется полюсами рациональных функций в особой

точке кривой и рациональные функции упорядоченные по значениям полюсов образуют векторное линейное пространство размерности $\dim(L(G) = v_\ell := \{(i, j) \in N^2 : \rho_i + \rho_j = \rho_{\ell+1}\})$.

3. Ключевой параметр хеш функции $h_{P_j}(m)$ определяется вычислением в точке алгебраической кривой.

Определение 2 [4]. Асимптотическая граница вероятности коллизии для $\varepsilon - U(N, q^k, q)$ хеш класса, построенного по рациональным функциям алгебраических кривых над большим алфавитом и фиксированных k и q , имеет вид

$$1 - \frac{q^k(q-1)}{(q^k-1)q} \leq P_{\text{кол}} \leq \varepsilon \leq \frac{\sqrt{2k}}{q} + \frac{3\sqrt{2k}}{2q\sqrt{q}} \quad (2)$$

Замечание 2.

1. Нижняя оценка ε определяется известной верхней границей Плоткина для кодового расстояния алгебраических кодов. Верхняя граница (2) следует из соотношения $\varepsilon \leq \rho_k / N$ для максимальных плоских кривых.

2. Универсальное хеширование по рациональным функциям максимальных плоских алгебраических кривых имеет лучшие асимптотические результаты. Верхняя граница вероятности коллизии для универсального хеширования $h_{P_j}(m)$ определена в области малых значений $k \leq 2g$, g -род кривой, является прямо пропорциональной корню квадратному из k .

Определение 3. Пусть $N_q(g)$ обозначает максимальное число F_q рациональных точек, которое кривая рода g может иметь. Кривая C рода g является максимальной над F_q , если число её F_q рациональных точек $\#C(F_q)$ равно $N_q(g)$.

Теорема 1 [5]. Пусть C – проективная и несингулярная, абсолютно неразложимая кривая, определенная над конечным полем F_q с q элементами. Тогда число F_q рациональных точек кривой определяется неравенством

$$N_q(g) \leq 1 + q + 2\sqrt{q}g(C)$$

Замечание 3.

1. Теорема 1 (известная как теорема Хассе – Вейля) определяет, что для максимальных кривых над конечным полем достигается максимальное отношение числа точек кривой к роду.

2. Наилучший результат универсального хеширования, как следует из оценки вероятности коллизии $\varepsilon \leq \rho_k / N$, достигается на максимальных кривых.

Теорема 2 [6]. Пусть C кривая над F_q рода g и удовлетворяются следующие условия

1. $g > (\sqrt{q} - 1)^2 / 4$;
2. $\#C(F_q) = q + 2g\sqrt{q} + 1$, (то есть C является максимальной над F_q).

Тогда X является F_q изоморфной кривой Эрмита над F_q и её род $g = \sqrt{q}(\sqrt{q} - 1) / 2$.

Теорема 3 [7]. Для положительного целого s заданы $q = 2q_0^2$ и $q_0 = 2^s$. Пусть X кривая над F_q рода g и удовлетворяются следующие условия:

1. $g = q_0(q - 1)$;
2. $\#X(F_q) = q^2 + 1$.

Тогда X является F_q изоморфной кривой Дэлигнэ – Лустига ассоциированной с группой Судзуки $Sz(q)$.

Замечание 4. Теоремы 2 и 3 формулируют главный результат для максимальных кривых.

Известные результаты по алгебраическим кривым над полем F_q , $q = l^2$.

1. Кривая Эрмита $y^l + y = x^{l+1}$ является наилучшей максимальной плоской кривой наибольшего первого рода $g = l(l-1)/2$ и функциональное поле определяется функциями вида $\{x^i \cdot y^j\}$.

2. Алгебраические кривые:

$$- y^l + y = x^{(l+1)/2};$$

$$- \sum_{i=1}^t y^{l/2^i} = x^{l+1}, \quad l = 2^t;$$

$$- y^l + y = x^{(l+1)/3}, \quad l \equiv 2 \pmod{3};$$

$$- \sum_{i=0}^{t-1} y^{3^i} = \omega x^{l+1}, \quad l = 3^t, \quad \omega \in F_{l^2}, \quad \omega^{l-1} = -1$$

являются максимальными кривыми второго и третьего рода, имеют подгруппу Вейерштрасса $H(P_\infty) = \langle \rho_1, \rho_2 \rangle$ размерности $\dim = 2$ и функциональное поле $\{x^i \cdot y^j\}$.

3. Максимальные кривые вида:

$$- x^{(l+1)/3} + x^{2(l+1)/3} + y^{l+1} = 0, \quad l \equiv 2 \pmod{3};$$

$$- \omega x^{(l-1)/3} - y x^{2(l-1)/3} + y^l = 0, \quad l \equiv 1 \pmod{3}, \quad \omega \in F_{l^2}, \quad \omega^{l-1} = -1;$$

$$- y^l + y = \left(\sum_i^t x^{l/3^i} \right)^2, \quad l = 3^t$$

имеют подгруппу Вейерштрасса $H(P_\infty)$ размерности $\dim = 3$ и функциональное поле определяется рациональными функциями вида $\{x^i \cdot y^j \cdot v^t\}$.

4. Кривая Дэлигнэ – Лустига, ассоциированная с группой Судзуки, определяется полной линейной серией $D = |(q + 2q_0 + 1)P_0|$ размерности $\dim = 4$ и степени $q + 2q_0 + 1$ [8].

Кривая Судзуки $y^q - y = x^{q_0}(x^q - x)$ определена над полем F_q , $q = 2q_0^2$, $q_0 = 2^s$ рода $g = q_0(q-1)$ и имеет число точек $N = q^2 + 1$. Базис пространства $L(\rho_\ell P_0)$ задается функциями вида $\{w^j \cdot v^i \cdot y^t \cdot x^r : i(q + 2q_0) + j(q + 2q_0 + 1) + t(q + q_0) + r \cdot q \leq \rho_\ell\}$.

5. Кривая Ферма $x^{(q-1)/3} + y^{(q-1)/3} + z^{(q-1)/3} = 0$ над F_q , $q \equiv 1 \pmod{3}$ является кривой с большим числом точек $N = 2(q-1)^2 / 9$.

Замечание 5.

1. Кривая Эрмита имеет наилучшее отношение числа точек к роду кривой $N_q(g)/g$.

2. Максимальные кривые второго и третьего рода покрываются кривой Эрмита.

3. Абсолютно наилучший результат $N_q(g)/g$ достигается на кривой Судзуки.

2. Оценки сложности универсального хеширования по алгебраическим кривым

Замечание 6.

1. Сложность универсального хеширования по алгебраическим кривым определяется размерностью функционального поля ассоциированного с кривой.

2. Вычисление хеш значений $h_{P_j}(m)$ по выражению (1) определяется многопараметрическим скалярным произведением рациональных функций алгебраических кривых со слова-

ми сообщения. В конструкции с прямым вычислением $h_{P_j}(m)$ требуется m (m – размерность поля рациональных функций) умножений в конечном поле для одного значения суммы (1) с предварительным вычислением значения рациональной функции в точке кривой.

3. Хеширование по алгебраическим кривым с использованием метод вычисления хеш функций на основе многопараметрической схемы Горнера реализует наименьшую сложность вычислений [9].

Метод вычисления хеш функций на основе многопараметрической схемы Горнера основывается на определении хеш функции по алгебраической кривой, её функционального поля, соотношения между размерностью линейного пространства рациональных функций кривых и размером хешируемых данных и имеет следующую последовательность действий:

- задать хеш функцию через скалярное произведение рациональных функций функционального поля алгебраической кривой;
- определить массив рациональных функций с учетом возрастания полюсов рациональных функций и размерности функционального пространства;
- построить алгоритм вычисления хеш функций на основе многопараметрической схемы Горнера соответственно размерности функционального поля кривой.

Алгоритмы вычислений хеш функций по максимальным кривым Эрмита, Судзуки и кривым с большим числом точек Ферма и оценки сложности хеширования представлены в табл.1.

Таблица 1.

Уравнение кривой	Определение $h_{x,y}(m)$	Оценки сложности хеш вычислений
Проективная прямая $X + Y + Z = 0, F_q$	$\sum_{i=0}^{k-1} m_i \cdot x^i$	k
Кривая Эрмита $y^q + y = x^{q+1}, F_{q^2}$	$\sum_{j=0}^s y^j \cdot \sum_{i=0}^{s-j} m_{i,j} \cdot x^i$	$k + s$
Максимальные кривые $y^q + y = x^d, F_{q^2},$ $d q+1$	$\sum_{i=0}^{s_1-1} x^i \cdot \sum_{j=0}^{m(s_1-1-i)+t+ind} m_{i,j} \cdot y^j,$ $t = \lfloor (k - m(s_1 - 1)s_1 / 2) / s_1 \rfloor, m = (q + 1) / d,$ $ind = 0, -1$	$k + s_1$
Кривая Судзуки $y^q - y = x^{q_0}(x^q - x),$ $F_q, q = 2q_0^2, q_0 = 2^s,$	$\sum_{t=0}^1 y^t \sum_{i=0}^{s-t} v^s \sum_{r=0}^{\min\{s-t, q_0-t\}} (x/v)^r \sum_{j=0}^{\min\{s-r, q_0-1\}} m_{t,i,r,j} (w/v)^j,$ $s = (3k)^{1/3}$	$k + s^3 / 3 +$ $s^2 / 2 - 1$
Кривая Ферма $X^{(q-1)/3} + Y^{(q-1)/3} + Z^{(q-1)/3} = 0$ $F_q, q \equiv 1 \pmod{3}$	$\sum_{j=0}^s y^j \cdot \sum_{i=0}^{s-j} m_{i,j} \cdot x^i$	$k + s$

$s = \lfloor (2k + 1/4)^{1/2} - 1/2 \rfloor, s_1 = \lfloor (2k/m + 1/4)^{1/2} - 1/2 \rfloor, \lceil \cdot \rceil$ – округление к большему целому числу,
 $\lfloor \cdot \rfloor$ – округление к меньшему целому числу.

Оценки сложности вычислений по числу операций универсального хеширования по рациональным функциям алгебраических кривых для фиксированного поля вычислений представлены в табл. 2.

Таблица 2

Уравнение кривой	Оценки числа операций $N_{опер}(k)$ над F_q для k слов данных
------------------	---

	$k = \sqrt{q}$	$k = q$	$k = q^{3/2}$
Проективная прямая	$q^{1/2}$	-	-
Кривая Эрмита	$q^{1/2} + \sqrt{2}q^{1/4}$	$q + \sqrt{2}q^{1/2}$	-
Максимальные кривые второго рода $y\sqrt{q} + y = x^{(\sqrt{q}+1)/2}$	$q^{1/2} + q^{1/4}$	$q + q^{1/2}$	-
Максимальные кривые третьего рода $y\sqrt{q} + y = x^{(\sqrt{q}+1)/3}$	$q^{1/2} + \sqrt{2/3}q^{1/4}$	$q + \sqrt{2/3}q^{1/2}$	-
Кривые Ферма с большим числом точек $X^{(q-1)/3} + Y^{(q-1)/3} + Z^{(q-1)/3} = 0$	$q^{1/2} + \sqrt{2}q^{1/4}$	$q + \sqrt{2}q^{1/2}$	$q^{3/2} + \sqrt{2}q^{3/4}$
Кривая Сузуки $y^q - y = x^{q_0}(x^q - x)$	$2q^{1/2} + 1.04q^{1/3} + 2\sqrt[3]{3}q^{1/6}$	$2q + 1.04q^{2/3} + 2\sqrt[3]{3}q^{1/3}$	$2q^{3/2} + 1.04q + 2\sqrt[3]{3}q^{1/2}$

Замечание 7.

1. Результаты табл. 2 следуют из оценок универсального хеширования для алгоритмов быстрых вычислений Горнера по рациональным функциям алгебраических кривых.

2. Увеличение числа операций вычислений в конечном поле при универсальном хешировании по максимальным кривым по сравнению с хешированием по проективной прямой имеет зависимость, которая определяется корнем квадратным от числа слов данных. С уменьшением рода максимальной кривой уменьшаются затраты на вычисления. Хеширование по кривой Ферма $X^{(q-1)/3} + Y^{(q-1)/3} + Z^{(q-1)/3} = 0$ с большим числом точек имеет одинаковую сложность с хешированием по кривой Эрмита.

3. Наибольшие затраты на вычисления имеет хеширование по кривой Сузуки. Число вычислений в конечном поле в два раз больше по сравнению с хешированием по проективной прямой.

Значения числа вычислений универсального хеширования представлены в табл. 3.

Таблица 3

Уравнение кривой	Число операций вычисления универсального хеширования для L бит данных (относительное число операций)								
	Размер поля F_q , $\log q = 32$			Размер поля F_q , $\log q = 64$			Размер поля F_q , $\log q = 128$		
	1Кбт	1Мбт	1Гбт	1Кбт	1Мбт	1Гбт	1Кбт	1Мбт	1Гбт
Проективная прямая	2^8	2^{18}	2^{28}	2^7	2^{17}	2^{27}	2^6	2^{16}	2^{26}
Кривая Эрмита	$2^8+2^{4,5}$ (1,09)	$2^{18}+2^{9,5}$ (1,003)	$2^{28}+2^{14,5}$ (1,0 ⁴ 8)	2^7+2^4 (1,12)	$2^{17}+2^9$ (1,004)	$2^{27}+2^{14}$ (1,0 ³ 1)	$2^6+2^{3,5}$ (1,17)	$2^{16}+2^{8,5}$ (1,006)	$2^{26}+2^{13,5}$ (1,0 ³ 2)
Кривые второго рода	2^8+2^4 (1,06)	$2^{18}+2^9$ (1,002)	$2^{28}+2^{14}$ (1,0 ⁴ 6)	$2^7+2^{3,5}$ (1,09)	$2^{17}+2^{8,5}$ (1,0 ² 27)	$2^{27}+2^{13,5}$ (1,0 ⁴ 8)	2^6+2^3 (1,125)	$2^{16}+2^8$ (1,004)	$2^{26}+2^{13}$ (1,0 ³ 1)
Кривые третьего рода	$2^8+2^{3,7}$ (1,05)	$2^{18}+2^{8,7}$ (1,002)	$2^{28}+2^{13,7}$ (1,0 ⁴ 6)	$2^7+2^{3,2}$ (1,07)	$2^{17}+2^{8,2}$ (1,0 ² 22)	$2^{27}+2^{13,2}$ (1,0 ⁴ 7)	$2^6+2^{2,7}$ (1,1)	$2^{16}+2^{7,7}$ (1,003)	$2^{26}+2^{12,7}$ (1,0 ³ 1)
Кривые Ферма	$2^8+2^{4,5}$ (1,09)	$2^{18}+2^{9,5}$ (1,003)	$2^{28}+2^{14,5}$ (1,0 ⁴ 8)	2^7+2^4 (1,12)	$2^{17}+2^9$ (1,004)	$2^{27}+2^{14}$ (1,0 ³ 1)	$2^6+2^{3,5}$ (1,17)	$2^{16}+2^{8,5}$ (1,006)	$2^{26}+2^{13,5}$ (1,0 ³ 2)
Кривая Сузуки	$2^9+2^{5,4}$ $2^{4,19}$ (2,23)	$2^{19}+2^{12,05}$ $2^{7,5}$ (2,017)	$2^{29}+2^{18,7}$ $2^{10,86}$ (2,002)	$2^8+2^{4,72}$ $+2^{3,86}$ (2,32)	$2^{18}+2^{11,3}$ $9+2^{7,19}$ (2,02)	$2^{28}+2^{18,0}$ $5+2^{10,53}$ (2,002)	$2^7+2^{4,05}$ $+2^{3,53}$ (2,44)	$2^{17}+2^{10,7}$ $2+2^{6,86}$ (2,027)	$2^{27}+2^{17,39}$ $+2^{10,19}$ (2,0025)

В скобках представлен проигрыш по числу вычислений по сравнению с проективной прямой.

Выводы

1. Оценки числа операций хеш вычислений по плоским алгебраическим кривым являются близкими, и сложность вычислений имеет тенденцию к уменьшению с ростом размерности поля вычислений при фиксированном размере данных.

2. Хеш вычисления по плоским алгебраическим кривым несколько сложнее по сравнению с вычислениями по проективной прямой. Относительное увеличение числа операций составляет порядка 5 – 17% на блоках данных малой длины $\approx 1\text{Кбт}$ и $\ll 1\%$ для данных $\geq 1\text{Мбт}$.

3. Хеш вычисления по кривой Сузуки сложнее приблизительно в два раза, по сравнению с хешированием по плоским кривым и проективной прямой.

Список литературы: 1. *Халимов Г.З.* Универсальное хеширование по алгебраическим кривым в простом поле / Г.З.Халимов // Системы управління, навігації та зв'язку / Міністерство промислової політики України, ДП «Центральний науково-дослідний інститут навігації і управління». – Київ, 2011. – Вип. 1(17). – С.156-161. 2. *Халимов Г.З.* Универсальное хеширование по рациональным функциям кривой Эрмита / Г.З.Халимов, А.Ю.Иохов // Междунар. науч.-практ. конф. «Застосування інформаційних технологій у підготовці та діяльності сил охорони правопорядку»; Академія внутрішніх військ МВС України 17.03.2011. 36. тези доповідей. – 2011. – С.48-51. 3. *Халимов Г.З.* Универсальное хеширование по максимальным кривым Гурвица / Халимов Г.З. // Прикладная радиоэлектроника. – Харьков : ХНУРЭ, 2010. – Т.9. № 3, – С.365-370. 4. *Халимов Г.З.* Коллизионные оценки универсального хеширования на основе схем с алгебраическими кодами / Г.З.Халимов // Прикладная радиоэлектроника. – Харьков : ХНУРЭ, 2009. – Т. 8, Вып. 3. – С.338-342. 5. *Weil A.* Courbes algébriques et variétés abéliennes / A.Weil // Hermann, Paris, 1971. – P.301. 6. *Ruck H.G.* A characterization of Hermitian function fields over finite fields / H.G.Ruck, H.Stichtenoth // J. reine angew. Mathematics. – 1994. – V.457. – P.185–188. 7. *Torres f.* The Deligne-Lusztig curve associated to the Suzuki group [Электронный ресурс] / F.Torres // arXiv:alg-geom/9706012v1 26Jun 1997. 8. *Ihara Y.* Some remarks on the number of rational points of algebraic curves over finite fields / Y.Ihara // J. Fac. Science. Tokio. – 1981. -N.28. –P. 721–724. 9. *Халимов Г.З.* Аутентификация с применением эрмитовых кодов / Г.З.Халимов, А.Ю.Иохов // Вестник ХПИ. – Х. : НТУ „ХПИ”, 2005. – Вып. 9. – С. 26-32.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 01.02.2013

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАЩИЩЕННОСТИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С МНОГОЧАСТОТНЫМИ СИГНАЛАМИ

Введение

При создании производительных ведомственных систем связи (ВСС) одним из основных требований, предъявляемым к таким системам, является обеспечение не только высокой производительности, но и защищенности этих систем [1, 2]. Несмотря на большое количество разработанных протоколов защиты информации на верхних уровнях семиуровневой модели взаимодействия открытых систем *OSI (Open System Interconnect)* эффективность данных протоколов значительно снижается при передаче мультимедийной информации [3]. В связи с увеличением объемов мультимедийного трафика в ВСС появилась необходимость искать новые пути повышения защищенности каналов связи не только на информационном, но и на физическом (энергетическом) уровне модели *OSI*, с использованием концепции отводного канала (*Wiretap Channel*) [4, 5].

Учитывая то, что обычно отсутствуют данные о технических средствах нарушителя, а место подключения к легитимному каналу неизвестно, то наиболее эффективным методом анализа защищенности систем связи является моделирование отводного канала и возможных условий перехвата информации. При этом полное моделирование всех процессов преобразования информации от входа до выхода системы позволяет оценить не только параметры энергетической, но структурной защищенности канала связи.

В современных системах связи, как в проводном (*xDSL*), так и беспроводном сегментах (*Wi-Fi, WiMAX*) ВСС, широко применяются цифровые системы передачи информации (ЦСПИ), основанные на использовании многочастотных сигналов с дискретной мультиплексной модуляцией *DMT (Discreet Multi-Tone Modulation)* и с ортогональным частотным мультиплексированием каналов *OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing)*. Популярность таких систем связана с высокой скоростью передачи информации, хорошей работой в частотно-селективных каналах связи и эффективным использованием методов быстрого преобразования Фурье *FFT (Fast Fourier Transform)* при формировании и приеме многочастотных сигналов [6].

Цель работы – усовершенствование системной модели отводного канала и оценка защищенности системы связи с многочастотными сигналами на физическом уровне модели *OSI*.

Основная часть

Рассмотрим обобщенную структурную схему модели отводного канала для многочастотных сигналов *MCS (Multi-Carrier Signal)*, которую можно представить в виде N независимых параллельных подканалов (рис. 1). Абонент **A** передает по каналу связи конфиденциальное сообщение X^n (длиной n), используя систему передачи информации с на N несущих частотах $f_1 \dots f_n$, где уровень модуляции *QAM* b_i определяется отношением сигнал/шум SNR_{M_i} для каждой несущей частоты f_i . Абонент **B** принимает информацию Y^n . Передатчик абонента **A** и приемник абонента **B** образуют легитимный канал связи. Нарушитель **E** пытается перехватить информацию Z^n , используя для этого многоканальный приемник-обнаружитель.

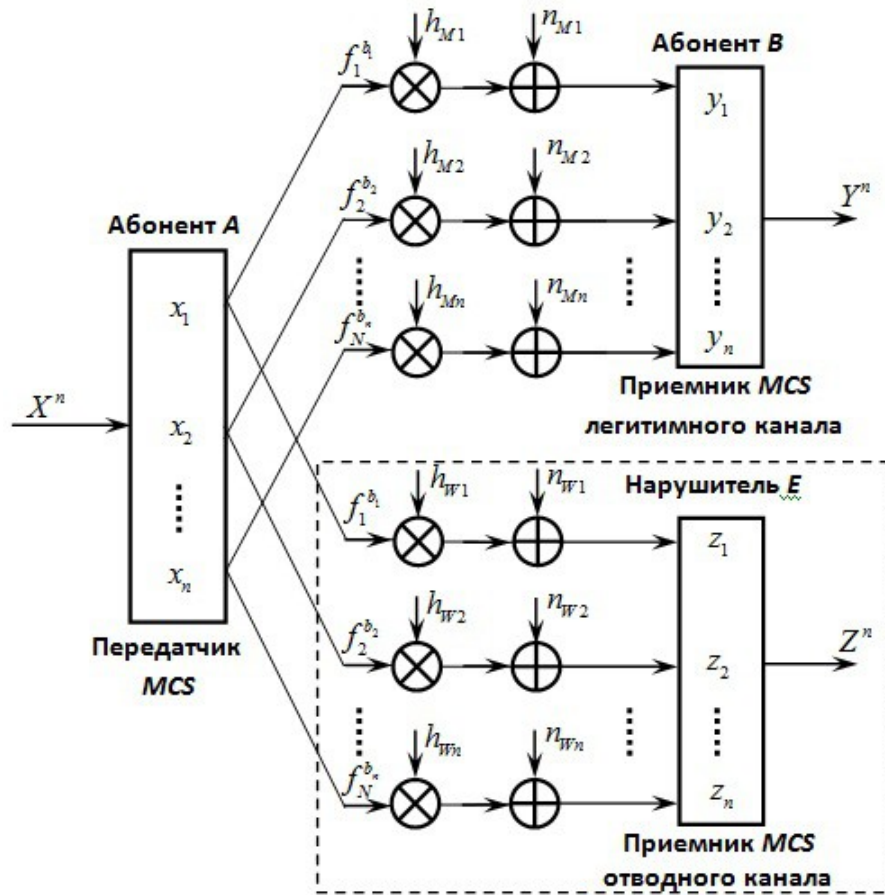


Рис. 1. Обобщенная структурная схема модели отводного канала системы связи с многочастотными сигналами

Для данного случая классическая системная модель отводного канала [7] может быть модифицирована и для каждой i -й несущей частоты в пределах $1 \leq i \leq N$ может быть представлена для принимаемых сигналов y_i абонентом B и z_i нарушителем E в следующем виде:

$$\begin{aligned} y_i &= h_{Mi} \mathcal{C} x_i + n_{Mi}, & i=1, 2, \dots, N; \\ z_i &= h_{Wi} \mathcal{C} x_i + n_{Wi}, & i=1, 2, \dots, N, \end{aligned} \quad (1)$$

где x_i – передаваемый сигнал абонентом A ; h_{Mi}, h_{Wi} – канальные коэффициенты, учитывающие затухание соответственно в легитимном и отводном каналах для каждой i -й несущей частоты легитимного и отводного каналов; n_{Mi}, n_{Wi} – характеристика шума аддитивного белого Гауссовского шума (с распределением σ^2) соответственно на каждой i -й несущей частоте легитимного и отводного каналов; N – максимальное количество несущих частот.

Задача защищенной системы связи обеспечить легальному пользователю возможность восстановления сообщения Y^n с малой вероятностью ошибки (вероятностью битовой ошибки P_b), при передаче этого сообщения по независимым параллельным каналам

$$P_b = \Pr \{ X^n \neq Y^n \} = \prod_{i=1}^N \Pr \{ x_i \neq y_i \} \leq \varepsilon. \quad (2)$$

В то же время нарушитель при перехвате многочастотного сигнала не может получить сколько-нибудь значительной информации о сообщении X^n :

$$\frac{1}{n} I(X^n \| Z^n) \leq \varepsilon. \quad (3)$$

При $\varepsilon = 0$ система связи обеспечивает конфиденциальность передачи информации и защиту информации в канале связи от перехвата. Одним из критериев оценки защищенности системы связи (рис. 1) может служить секретная производительность C_S [8], определяемая как разность максимальных скоростей передачи информации в легитимном C_M и отводном C_W каналах связи:

$$C_S(P^A) = \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{M_i} P_i^A}{\sigma^2} \right) - \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{W_i} P_i^A}{\sigma^2} \right) \quad [\text{бит/с}], \quad (4)$$

где P_i^A – мощность передаваемого сигнала абонентом A для каждой i -й несущей частоты, при условии постоянной средней мощности передатчика $\sum_{i=1}^N P_i^A \leq P$; $\alpha_{M_i} = |h_{M_i}|^2$, $\alpha_{W_i} = |h_{W_i}|^2$ – коэффициенты затухания сигнала в легитимном и отводном каналах для каждой i -й несущей частоты; N – максимальное количество несущих частот; $[a]^+ = \max(0, a)$.

Важной характеристикой защищенности системы связи является также вероятность обнаружения $P_{об}$, которая определяется как

$$P_{об}(R_S) = P(C_S \geq R_S) \quad (5)$$

где R_S – скорость передачи информации, при которой система связи считается секретной (не обнаруживается).

Тогда с учетом [7] вероятность обнаружения системы связи с многочастотными сигналами можно представить в виде

$$P_{об} = \prod_{i=1}^N \left(1 - \frac{SNR_{M_i}}{SNR_{M_i} + 2^{R_{S_i}} SNR_{W_i}} \right) \quad (6)$$

где SNR_{M_i} – отношение сигнал/шум на i -й несущей частоте легитимного канала; SNR_{W_i} – отношение сигнал/шум на i -й несущей частоте отводного канала; R_{S_i} – секретная скорость передачи информации на i -й несущей частоте.

Учитывая то, что в каналах ВСС передается мультимедийная информация с высокими требованиями к качеству передачи информации, в работе [3] предложено использовать вероятность битовой ошибки $P_b = f(SNR)$ в легитимном и отводном каналах для оценки защищенности системы связи на физическом уровне модели OSI. Сравнительный анализ этих характеристик позволяет оценить уязвимость системы связи от перехвата и позволяет определить степень влияния параметров физического уровня системы связи (мощности передатчика, количество поднесущих частот, вида модуляции, методов обработки сигналов и т.п.) на ее помехозащищенность и скрытность.

Используя предложенную выше обобщенную модель системы связи с отводным каналом, проведем анализ защищенности системы с *DMT* модуляцией, которая широко используется в технологиях *ADSL* и *VDSL*, являющихся основой при построении проводных сегментов защищенных ВСС.

На рис. 2 представлена функциональная схема имитационной модели в среде *MATLAB* системы связи на основе *ADSL* технологий с отводным каналом при непосредственном подключении оборудования нарушителя к каналу связи.

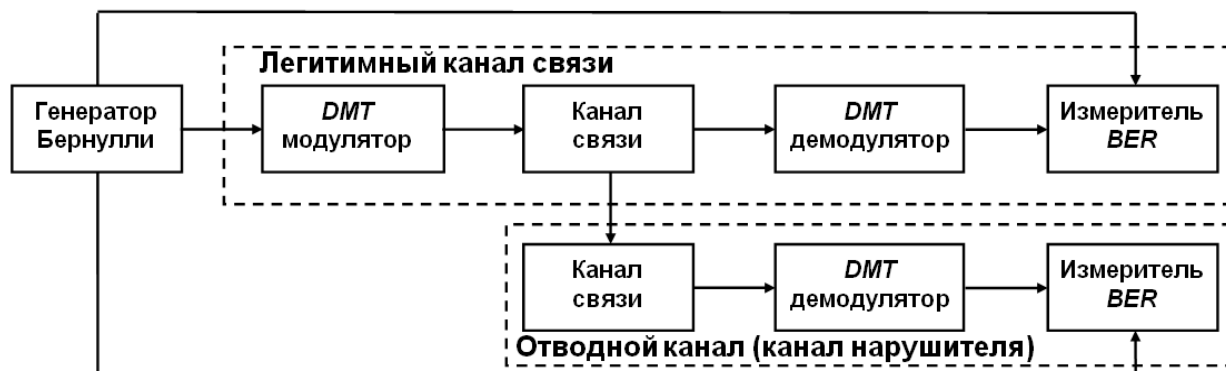


Рис.2. Функциональная схема имитационной модели *ADSL* системы с отводным каналом

Рассмотрим особенности построения некоторых блоков имитационной модели *ADSL* системы с отводным каналом. В технологии *ADSL* для передачи информации используются *QAM* модуляция 256 поднесущих частот, при полосе пропускания канала $1,1\text{ МГц}$. Разность частот между соседними равномерно расположенными в полосе поднесущими частотами составляет $\Delta f = 4,3125\text{ кГц}$.

Генератор Бернулли является генератором двоичных случайных сигналов и задает поток данных на входе модели.

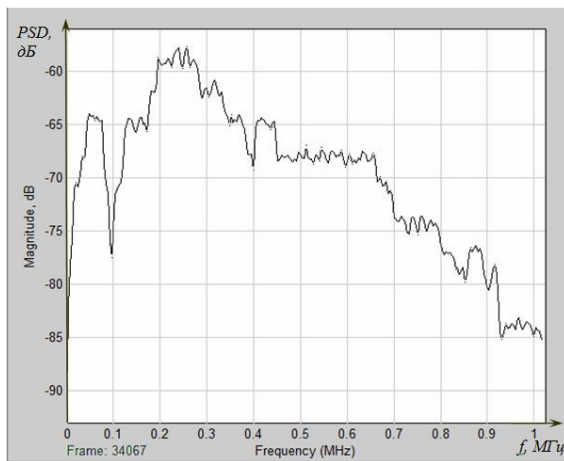
DMT модулятор формирует $N = 256$ поднесущих частот (тонов), каждая из которых имеет свой уровень модуляции *QAM* в зависимости от отношения сигнал/шум SNR_i в канале связи для каждой i -й несущей частоте и частотной характеристики кабельной линии связи (КЛС), которая определяет загрузку b_i . Максимальное количество бит информации b_i , которые могут передаваться в течение одной посылки на i -й поднесущей частоте, связано с отношением сигнал/шум SNR_i на этой частоте и заданной величиной вероятности битовой ошибки P_b на выходе приемника легитимного канала [9]:

$$b_i = \text{floor} \frac{M}{N} \log_2 \frac{J}{I} + \frac{3SNR_i}{k^2} \frac{ЦФ}{ЦЭ} \frac{ЦФ}{ЦС} \quad (7)$$

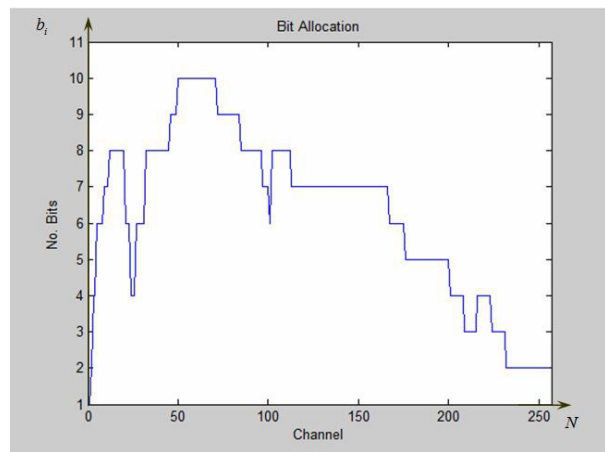
где $b(i)$ – битовая загрузка i -й поднесущей частоты; $\text{floor}\{x\}$ – операция отбрасывания дробной части числа x ; $k = Q^{-1}(P_b / 1,7)$ – отношение между самыми близкими точками сигнального созвездия к среднеквадратическому значению белого Гауссовского шума в i -м канале, где $Q^{-1}(x)$ – функция, обратная к интегралу ошибок $Q(x)$, $Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{y^2}{2}} dy$.

По стандарту технологии *ADSL* [10] нормированная вероятность битовой ошибки в легитимном канале связи составляет $P_b = 10^{-7}$, а значит – $k \approx 5,3$.

На рис. 3, а представлена типовая частотная характеристика КЛС, по которой был определен уровень *QAM модуляции* для каждой i -й поднесущей частоты, а значит и битовая загрузка b_i в легитимном канале связи (рис. 3, б).



а



б

Рис. 3. Частотная характеристика КЛС (а) и битовая нагрузка b_i (уровень QAM модуляции) (б) – для 256 частотных каналов

Блок *Канал связи* моделирует характеристики проводного канала передачи. В этом блоке задается мощность сигнала в линии и отношение сигнал/шум SNR в канале связи.

В блоке *DMT демодулятор* выполняется операция демодуляции полученного сигнала.

Оценка качества передачи информации в легитимном канале связи и отводном канале нарушителя производится соответствующими *Измерителями BER*, которые фиксируют ошибки на приеме по отношению к переданной цифровой последовательности.

Упрощенная блок-схема *модулятора* и *демодулятора DMT* на основе модулей обратного ($IFFT$) и прямого (FFT) быстрого преобразования Фурье представлена на рис. 4.

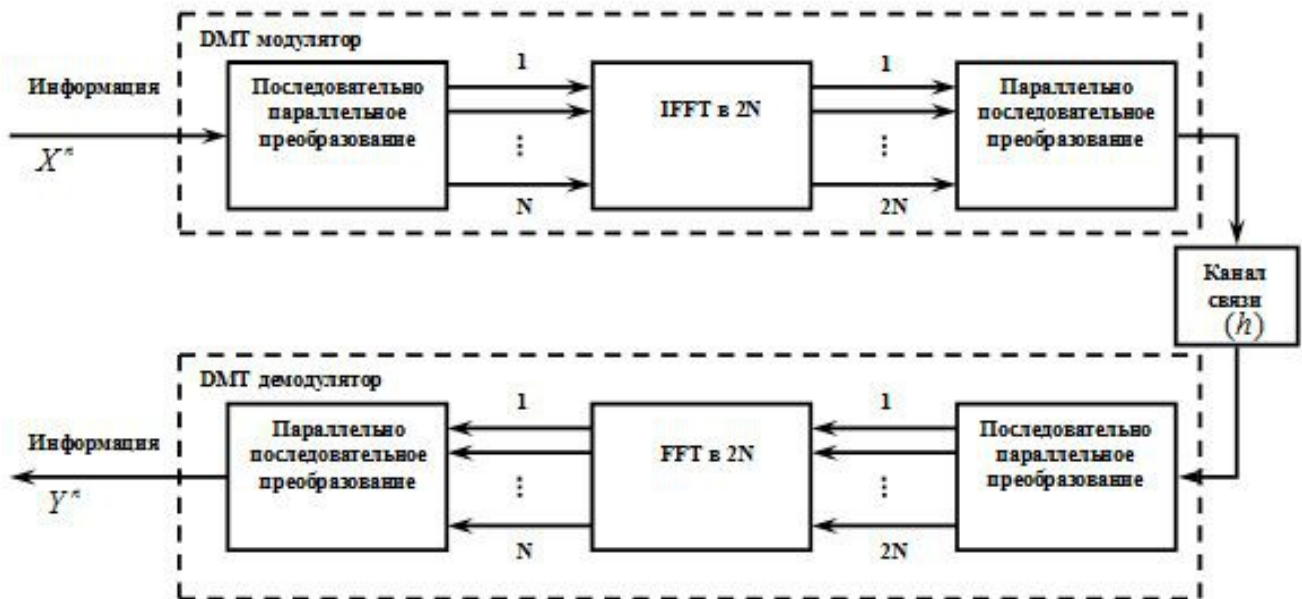


Рис. 4. Блок-схема модулятора и демодулятора DMT сигнала

Модулятор в модели реализован с помощью $IFFT$, который имеет $2N$ выходов. Схема формирования N тонов в DMT модуляторе представлена на рис. 5.

Для реализации QAM модуляции нужно иметь количество тонов $N+1, \dots, 2n-1$, и комплексно сопряженных по уровню модуляции тонов $N-1, \dots, 1$, что может быть выражено следующими условиями:

$$c_k = a_k + jb_k - \text{совокупность модулирующих символов в тонах } k, k=1, 2, \dots, N-1;$$

$$c_{2N-k} = (c_k)^* = a_k - jb_k - \text{совокупность модулирующих символов в тонах};$$

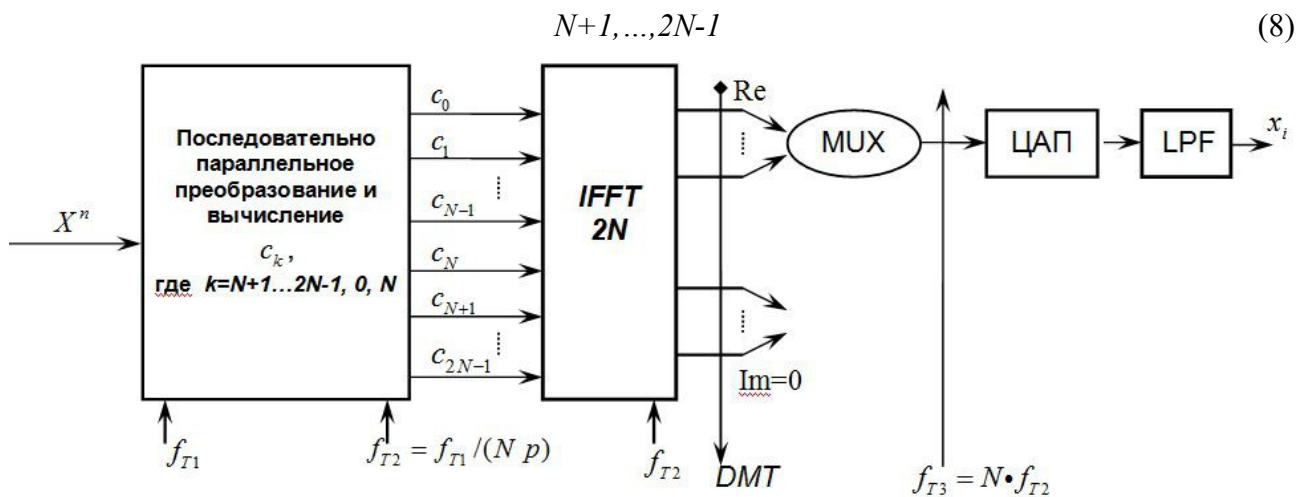


Рис. 5. Схема формирования N тонов в DMT модуляторе

Тоны 0 и N имеют специальный режим. Модуляционный уровень на этих тонах должен быть нулевым $c_0 = c_N = 0$, в добавление к этому в соотношении (8) составляющая мнимой части сигнала на выходе блока $IFFT$ должна быть равна нулю, независимо от вида модуляции данных.

На рис. 5 показаны тактовые частоты, на которых работают отдельные части модели: f_{T1} – символьная тактовая частота; f_{T2} – частота N -го тона, f_{T3} – частота выборки данных, P – коэффициент, который принимает значение от 1 до $N-1$.

DMT сигнал, модулированный как функция k (индекс тона кратный частоте f_{T2}), и n (индекс дискретизации по времени) можно записать в виде [11]:

$$x(n) = \sum_{k=0}^{2N-1} c_k e^{j \frac{2\pi kn}{2N}}, \quad (9)$$

С учетом соотношения (8) и особенности тонов 0 и N , DMT модулированный сигнал можно записать как:

$$\begin{aligned} x(n) &= \sum_{k=0}^{2N-1} (a_k + jb_k) e^{j \frac{2\pi kn}{2N}} = \sum_{k=1}^{N-1} (a_k + jb_k) e^{j \frac{2\pi kn}{2N}} + \sum_{k=N+1}^{2N-1} (a_k + jb_k) e^{j \frac{2\pi kn}{2N}} = \\ &= \sum_{k=1}^{N-1} (a_k + jb_k) e^{j \frac{2\pi kn}{2N}} + \sum_{k'=1}^{N-1} (a_{k'} - jb_{k'}) e^{j \frac{2\pi(2N-k')n}{2N}} = \\ &= \sum_{k=1}^{N-1} a_k (e^{j \frac{2\pi kn}{2N}} + e^{j2\pi n} + e^{-j \frac{2\pi kn}{2N}}) + j \sum_{k=1}^{N-1} b_k (e^{j \frac{2\pi kn}{2N}} - e^{j2\pi n} - e^{-j \frac{2\pi kn}{2N}}), \end{aligned} \quad (10)$$

где $k = 2N - k'$, $k' = 1, \dots, N-1$ и $a_k = a_{k'}$, $b_k = -b_{k'}$.

Так как n является индексом дискретизации по времени, то есть натуральным числом, и $e^{j2\pi n} = \cos(2\pi n) + j \sin(2\pi n) = 1$. Используя соотношение Эйлера [12] для синуса и косинуса, соотношение (10) примет вид

$$\begin{aligned} x(n) &= \sum_{k=1}^{N-1} a_k (e^{j \frac{2\pi kn}{2N}} + e^{-j \frac{2\pi kn}{2N}}) + j \sum_{k=1}^{N-1} b_k (e^{j \frac{2\pi kn}{2N}} - e^{-j \frac{2\pi kn}{2N}}) = \\ &= \sum_{k=1}^{N-1} 2a_k \cos \frac{2\pi kn}{2N} + j \sum_{k=1}^{N-1} 2b_k \sin \frac{2\pi kn}{2N} \end{aligned} \quad (11)$$

Для реализации DMT сигнала после преобразования $IFFT$ реальная часть результата обработки подается через мультиплексор (MUX) и цифроаналоговый преобразователь ($ЦАП$) в линию связи. Для формирования выходного сигнала с нужными параметрами используется

в канале связи, рассчитывается с использованием следующего соотношения:

$$BER = \frac{e^{-\sum_{i=1}^N P_{bi}}}{M \prod_{i=1}^N b_i}, \quad (18)$$

где P_{bi} – вероятность битовой ошибки на каждой i -й поднесущей; b_i – битовая нагрузка на каждой i -й поднесущей; N – количество несущих; M – общее количество пакетов данных переданных от генератора Бернулли через модель.

С использованием приведенной выше модели была исследована защищенность системы связи ADSL при изменении параметров физического уровня. Учитывая то, что в многочастотных системах связи точность установки частоты и фазы в легитимном приемнике определяет качество передачи мультимедийной информации, с помощью модели оценивались возможности нарушителя при приеме DMT сигналов.

На рис. 6 приведены зависимости BER от SNR для легитимного и отводного каналов в зависимости от сдвига фаз в демодуляторе нарушителя на 0.1, 0.05, 0.02, 0.01 рад для каждого вида модуляции несущей. Величина BER_0 определяет допустимый уровень ошибок в канале связи при передаче мультимедийной информации.

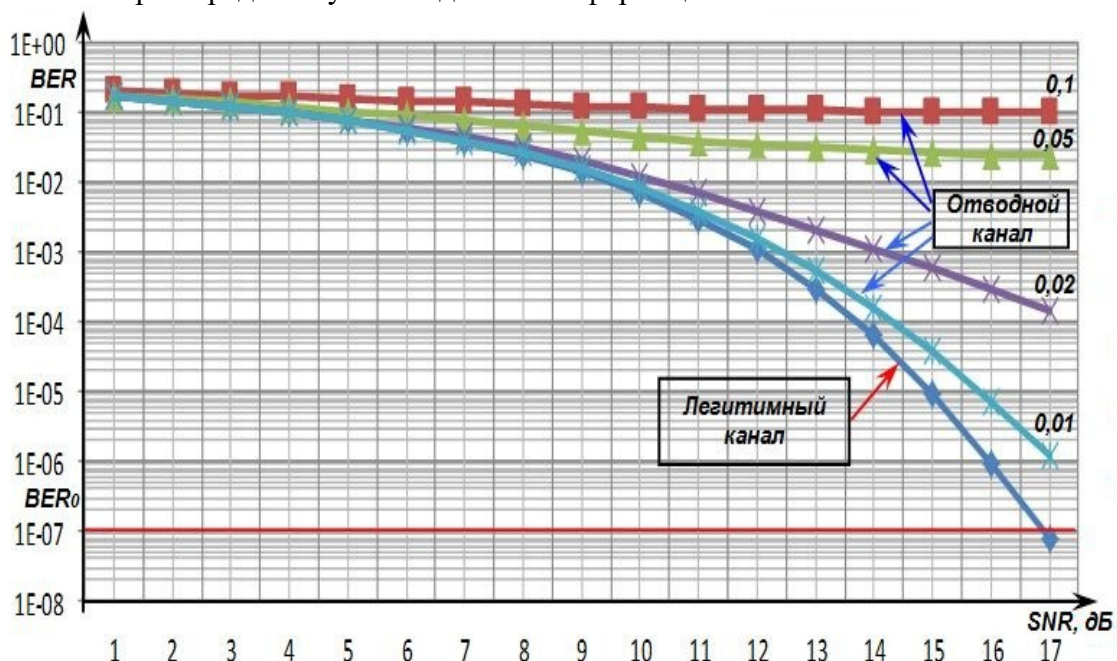


Рис. 6. График зависимости битовой ошибки BER от SNR при разных параметрах настройки DMT демодулятора

По результатам полученных данных видим, что вероятность успешного перехвата информации легитимного канала связи возможна при сдвиге фазы на 0.01 рад. в демодуляторах приемной части канала нарушителя. При увеличении сдвига фаз нарушителю не удастся распознать принятую информацию с требуемым уровнем BER.

Заключение

Представлена обобщенная модель отводного канала для систем связи, использующих многочастотные сигналы. Для оценки защищенности (помехозащищенности и скрытности) системы связи предложены соответствующие критерии.

Детально рассмотрено математическое описание процессов цифровой обработки сигналов и описана модель отводного канала для системы связи с ADSL технологией передачи информации с использованием DMT модуляции.

Получены графики зависимости битовой ошибки *BER* от *SNR* при разных параметрах настройки *DMT* демодулятора, показывающие влияние параметров физического уровня (сдвига фазы в демодуляторе нарушителя) на защищенность системы связи.

Список литературы: 1. *Концепція* технічного захисту інформації в Україні. Постанова Кабінету Міністрів України від 8 жовтня 1997 року № 1126. 2. *Хорошко В.А., Чекатков А.А.* Методы и средства защиты информации. – К. : ЮНИОР, 2003. – 504 с. 3. *Методы* прогнозирования защищенности ведомственных систем связи на основе концепции отводного канала ; под. ред. А. И. Цопы, В. М. Шокало. – Харьков : КП «Городская типография», 2011. – 502 с. 4. *Wyner A.D.* The wire-tap channel // *Bell System Technical Journal*. – 1975. – Vol. 54, № 8. – pp. 1355 -1387. 5. *Цопа А.И.* Разработка и исследование модели отводного канала для проводных цифровых систем передачи информации / А.И.Цопа, В.М. Шокало // *Материалы XIII междунар. науч.-практ. конф. «Безопасность информации в информационно-телекоммуникационных системах»*. – Київ, 2010. – С. 64. 6. *Прокис Д.* Цифровая связь ; пер. с англ. под ред. Д.Д. Кловского. – М. : Радио и связь, 2000. – 800 с. 7. *Barros J., Rodrigues Miguel R. D.* Secrecy Capacity of Wireless Channels // *Proc. of the IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT'06)*, Seattle, WA, July 2006. – P.356-360. 8. *Jorswieck E., Wolf A.* Resource allocation for the wire-tap multi-carrier broadcast channel // *Proc. International Workshop on Multiple Access Communications (MACOM)*. – St. Petersburg, Russia, 2008. – P.45–51. 9. *SERIES G: TRANSMISSION SYSTEMS AND MEDIA, DIGITAL SYSTEMS AND NETWORKS.* Digital transmission systems – Digital sections and digital line system – Access networks Asymmetric digital subscriber line (*ADSL*) transceivers // *ITU-T Recommendation G.991.1. 06/1999*. 10. *Лашко А. Г., Ляховецкий Л. М., Раду В. В.* Моделирование характеристик цифровых абонентских линий, построенных по *ADSL* технологии // *Наукові праці ОНАЗ ім. Попова*. – 2005. – №1. – С. 67-74. 11. *Сергиенко А.Б.* Цифровая обработка сигналов : учебник для вузов. 2-е изд. – СПб. : Питер, 2006. – 751 с. 12 *Корн Г., Корн Т.* Справочник по математике (для научных работников и инженеров). – М. : Наука, 1973. – 832 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 12.02.2013

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРИИ ИГР ДЛЯ ЗАЩИТЫ БЕСПРОВОДНЫХ WI-FI СЕТЕЙ**Введение**

Беспроводные технологии прочно вошли в нашу жизнь. С их помощью организуются точки доступа в Интернет и строятся полноценные локальные сети, в том числе в местах, где проводная сеть в принципе невозможна. Преимущества использования беспроводной сети Wi-Fi неоспоримы. С ее помощью можно избавиться от многочисленных кабелей, также плюсом является свобода передвижения и перемещения техники в пределах радиуса действия сети, а также возможность подключения к сети двух и более компьютеров. Эти и другие достоинства привлекают многих пользователей.

Однако не следует забывать о безопасности. Устройства стандарта 802.11 связываются друг с другом через радиоэфир, что делает их уязвимыми к попыткам несанкционированного доступа. Плохо защищенная беспроводная сеть может обернуться потерей средств за интернет трафик (в лучшем случае) и потерей личной информации, хранящейся на компьютере, что для компаний, хранящих конфиденциальную информацию, недопустимо.

Причины, по которым взломщики атакуют беспроводные сети, достаточно ясны: анонимный доступ, низкая вероятность быть пойманным, бесплатный канал и легкость проникновения. Поэтому ведущие страны мира уделяют большое внимание усовершенствованию систем защиты беспроводных сетей. Злоумышленник, используя средства нападения, способен в короткое время вывести из строя беспроводную сеть, построенную на традиционных принципах и остаться не пойманным. Даже если взломщик будет пойман, то доказать его вину практически невозможно, если до или после атаки он изменил MAC-адрес на своей плате для беспроводного доступа и удалил со своего компьютера все данные, связанные с атакой. Поэтому достаточно сложно обеспечить стойкую защиту без приложения специальных технических средств противодействия.

Анализ существующих систем защиты и их недостатков

Для обеспечения хотя бы минимального уровня безопасности беспроводной сети используют механизмы шифрования, сетевые экраны и системы обнаружения вторжений. Последние, построенные по методу аномалий, позволяют обнаруживать как атаки известных типов, так и атаки, сигнатуры которых еще не разработаны. Принцип функционирования таких систем основан на определении ненормального (необычного) поведения на хосте или в сети, и на основании такого анализа принимается решение о блокировке работы всей сети, или отдельных пользователей. На основе нормального описания состояния сети устанавливаются границы аномальности, переход которых идентифицируется как вторжение.

Тем не менее, такие средства не останавливают злоумышленников, так как эти средства имеют ряд недостатков, существенно ухудшающих качество работы беспроводной сети. С одной стороны, они недостаточно интеллектуальны, вследствие чего не способны обнаруживать новые виды атак, а с другой, вызывая ложные тревоги в штатных ситуациях, могут препятствовать нормальной работе сети.

Цель работы – анализ возможности повышения уровня безопасности информационной системы с беспроводной Wi-Fi сетью на базе теории игр.

Теория игр в защите беспроводных сетей

Разработанная ранее модель, основанная на нечеткой логике, адекватно принимает решения об аномальности сети и в зависимости от изменения условий ее функционирования дает возможность его корректировать [1]. Но при каждом нападении она отключает отдельного абонента или сеть. Однако в современных условиях злоумышленник способен быстро

разобраться в принципах защиты беспроводной сети и в короткое время осуществить вмешательство в ее работу с использованием новейших технологий. Учитывая это, необходимо постоянно совершенствовать методы защиты беспроводных сетей, в том числе применять нестандартные средства, иначе злоумышленник рано или поздно достигнет своей цели. Для минимизации потерь информации, хранимой или передаваемой в беспроводной сети, необходимо дополнение модели аппаратом, который будет управлять средствами защиты информационной системы.

Задача защиты беспроводных сетей является многофакторной, в ней участвуют несколько сторон, каждый со своими целями, интересами и техническими возможностями. Они действуют независимо друг от друга «на общем поле».

Подобные задачи встречаются в других сферах, например, таких как экономика, торговля ценными бумагами, спортивные соревнования и др. Для их решения и выработки различных стратегий поведения в указанных сферах часто применяется теория игр, которая представляет собой раздел математики, изучающий формальные модели принятия оптимальных решений в условиях конфликта [4]. При этом под конфликтом понимается явление, в котором участвуют различные стороны, наделенные различными интересами и возможностями выбирать доступные для них действия в соответствии с этими интересами.

Первоначально теория игр начала развиваться в рамках экономической науки, позволив понять и объяснить поведение экономических агентов в различных ситуациях. Позднее область применения теории игр была расширена на другие социальные науки; а в настоящее время значение теории игр существенно возросло во многих областях наук.

Теория игр предполагает наличие сторон с противоположными интересами. Взаимосвязь между ними определяется так называемой платежной матрицей. Матричная игра, в которой игрок взаимодействует с окружающей средой и решает задачу определения наиболее выгодного варианта поведения, называется статистической игрой. Игрок в таком случае – лицо, принимающее решение.

Также с помощью теории игр решаются подобные задачи для защиты когнитивного радио [2]. В [3] рассматривается теория игр для анализа состояния сети на физическом уровне: «Стратегиями защиты являются параметры и режимы работы радиосвязи (рабочая частота, вид сигнально-кодовой конструкции, мощность сигнала), а стратегиями нападения – разные виды преднамеренных помех» [3]. Но так как попытка вмешательства в работу сети – это не только постанова помех, но и подбор паролей, смена MAC-адресов, доступ к внешней сети от имени абонентов этой сети и т. д. Поэтому защита должна быть реализована не только на физическом уровне.

Можно ожидать, что дополнение рассмотренной в [1] модели защиты, основанной на нечеткой логике, игровым подходом, который учитывает многообразие и эффективность стратегий в условиях неопределенности, будет целесообразным (рис. 1).

Дело в том, что в существующих системах защиты беспроводных сетей существует только два исхода – либо злоумышленник реализует свои замыслы, либо нет. Но во втором случае попытка несанкционированного взлома, скорее всего, повторится, но уже другим способом.

Если использовать теорию игр и, вместо того чтобы закрыть доступ злоумышленнику к сети, вступить с ним в игру, можно предположить, что в результате такого игрового подхода можно обмануть взломщика и убедить его в реализации задуманного (например, с помощью подмены трафика). Задача, которая ставится в этом случае, состоит не в поиске оптимального решения, а в поиске выигрышной стратегии.

В классической постановке матрица игры может быть задана табличным способом, что показано на рис. 2

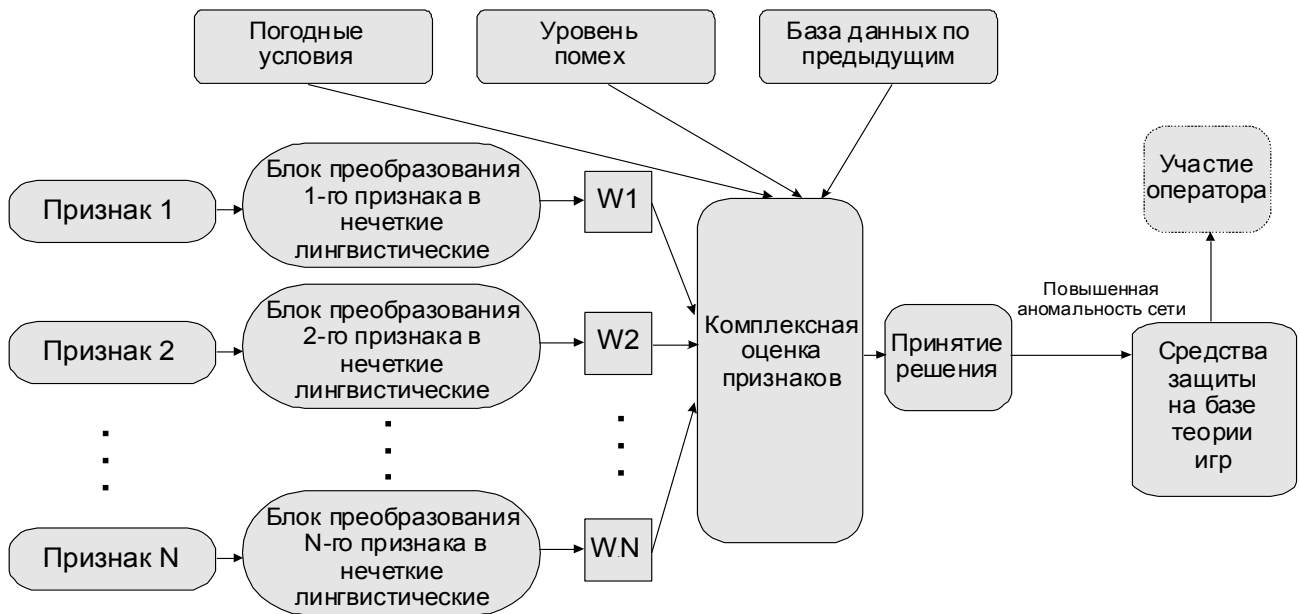


Рис.1

Стратегии защиты	Стратегии нападения					
	b_1	b_2	b_3	b_4	...	b_j
a_1	W_{11}	W_{12}	W_{13}	W_{14}	...	W_{1j}
a_2	W_{i2}	W_{22}	W_{23}	W_{24}	...	W_{2j}
a_3	W_{31}	W_{32}	W_{33}	W_{34}	...	W_{3j}
a_4	W_{41}	W_{42}	W_{43}	W_{43}	...	W_{4j}
...
a_i	W_{i1}	W_{i2}	W_{i3}	W_{i4}	...	W_{ij}

Рис.2

В данной игре строки матрицы a_1, a_2, \dots, a_i – стратегии защиты беспроводной сети, а столбцы матрицы b_1, b_2, \dots, b_j – средства нападения на беспроводную сеть, $W_{ij}, i = 1 \dots m, j = 1 \dots n$ – ожидаемый выигрыш при использовании стратегии a_i в случае, если среда находится в состоянии b_j . Особенностью является принцип формирования элементов матрицы.

Предусматривается, что сторонам известна матрица игры и конечное множественное число стратегий соперника, но неизвестно, какая стратегия реализуется в конкретной ситуации. В этом случае в матричной игре формализуется ситуация выбора стратегий защиты в условиях неопределенности, то есть каждая из сторон не имеет информации о действии, которое осуществляется другой стороной.

Когда система защиты обнаруживает вмешательство в сеть, на которое у нее нет готовой ответной стратегии, есть смысл применить стратегию, основанную на формировании аномального трафика для этого пользователя, т. е. создать для злоумышленника имитацию успеха его атаки путем изменения данных, которые он просматривает или копирует, но его действия, приводящие к нежелательным для сети последствиям, запрещены для выполнения удаленно под любыми привилегиями. Если цель злоумышленника заключается в изменении настроек, форматировании жесткого диска и т. п., можно предположить, что злоумышленник не станет повторять попытки атак (в связи с недостатком информации о подобных системах).

На рис. 3 показан пример реализации игрового подхода.

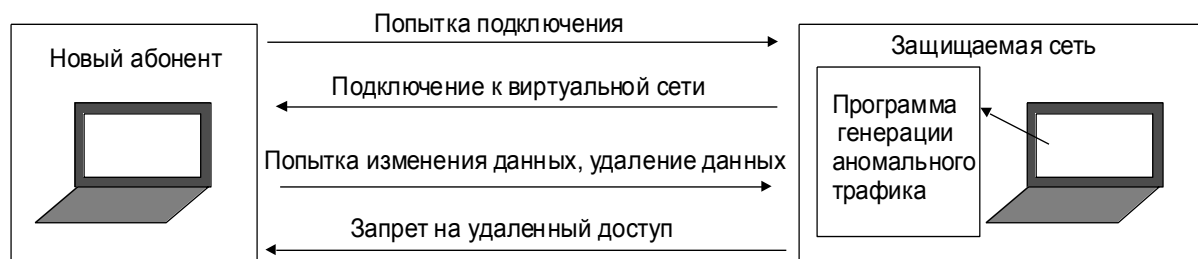


Рис. 3

Суть такого алгоритма управления заключается в сравнении большого количества возможных в данных условиях качественно разных решений, определении оптимального или наилучшего с учетом всех ограничений.

Таким образом, можно считать, что данный метод позволит защитить сеть от ранее неизвестных атак путем предотвращения необходимости их применения.

Система на основе такой методики должна будет останавливать злонамеренный трафик, в реальном времени обнаруживать атаки и делать это до поступления вредоносного трафика в информационную систему. Трафик должен предварительно обрабатываться программной моделью, имитирующей защищаемую сеть.

Теория игр не только позволит сформировать оптимальную стратегию, которая обеспечивает гарантии определенного выигрыша, но и позволит выдать рекомендации относительно ее изменения с целью увеличения выигрыша.

Выводы

Задача повышения безопасности Wi-Fi сетей является актуальной и ее актуальность будет возрастать по мере увеличения точек доступа и количества Wi-Fi оборудования у пользователей. Одно только шифрование не решает задачу безопасности, поскольку, во-первых, методы дешифрования развиваются не менее успешно, чем методы шифрования, а во-вторых, безопасность сетей не сводится только к защите передаваемых данных. Работоспособность сети можно нарушить и не зная алгоритмов шифрования и ключей.

Системы обнаружения вторжений также неполностью удовлетворяют существующим требованиям. Они недостаточно интеллектуальны, вследствие чего не способны обнаруживать новые виды атак, и вызывая ложные тревоги в штатных ситуациях, могут препятствовать нормальной работе сети.

Предложенный метод с применением теории игр позволит защитить сеть от ранее неизвестных атак путем предотвращения необходимости их применения.

Список литературы: 1. Антипов И.Е., Яценко Т.А., Нух Таха Насиф. Применение нечеткой логики для повышения безопасности беспроводных сетей на базе технологии Wi-Fi // Радиотехника. – 2011. – №165. – С. 103-106. 2. Ошмарин Д.В. Распределение канальных ресурсов в сетях когнитивного радио на основе теории игр // БИЗНЕС-ИНФОРМАТИКА. – 2010. – №4(14). – С. 38-45. 3. Петров А.С., Вельченко С.А. Методика управления защитой информационной системы в беспроводной сети на базе теории игр / Восточноукраинский национальный университет имени Владимира Даля. – 2012. – №8 (179). Ч.1. – С. 70-80. 4. Оуэн Г. Теория игр. – М. : Мир, 1971. – 230 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 04.03.2013

КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ ЗАЩИЩЕННЫХ ВИДЕОСИСТЕМ

Введение

С развитием технологий получения и обработки информации все больше актуализируются проблемы информационной безопасности. Поскольку успех работы механизмов безопасности реальной системы во многом зависит от индивидуальных особенностей ее построения, а также от условий эксплуатации, ни один из существующих традиционных методов защиты назвать универсальным нельзя.

С точки зрения утечки информации особую опасность представляют побочные электромагнитные излучения и наводки (ПЭМИН) средств вычислительной техники (СВТ), участвующих в процессе передачи, обработки и хранения конфиденциальной информации. Среди таких СВТ: мониторы персональных электронно-вычислительных машин (ПЭВМ), клавиатура, принтеры, проводные линии связи.

Опыт эксплуатации этих средств обработки информации показывает, что проблема обеспечения безопасности еще далека от своего решения, а предлагаемые производителями средства защиты сильно различаются как по решаемым задачам и используемым методам, так и по достигнутым результатам. Объективным критерием выбора средств защиты является соотношение их эффективности и стоимости. Все это и определяет сегодня актуальность проблемы построения защищенных систем обработки информации.

Постановка задачи

Несмотря на большое количество публикаций по вопросу построения защищенных информационных систем, к сожалению, до настоящего времени отсутствует единый подход к построению защищенной видеосистемы.

Учитывая всю сложность обеспечения максимальной защиты информации, обрабатываемой и передаваемой в компьютерных системах, для построения новой, более защищенной информационной системы, необходимо провести анализ уязвимостей в существующих, используемых для обработки конфиденциальной информации СВТ. Проведение такого анализа позволит выявить, обобщить, классифицировать причины и закономерности появления и существования уязвимостей СВТ.

Цель статьи – разработка концепции построения защищенной видеосистемы, основанной на использовании оптимизации структуры устройства обработки информации, а также изменении структуры данных выводимой видеоинформации.

Основные положения

Поскольку рассматривается угроза утечки информации, посредством ПЭМИН в средствах ПЭВМ, необходимо рассмотреть конструктивные особенности средств обработки информации, условия их размещения и эксплуатации, структуру и параметры полей, создаваемых их элементами.

В составе современной ПЭВМ есть устройства, выполняющие вспомогательные функции, по которым передаются сигналы, которые не содержат конфиденциальную информацию (неинформативные ПЭМИ), и потенциально-опасные устройства, по которым, непосредственно передаются сигналы, содержащие конфиденциальную информацию (потенциально-опасные излучения). Также известно, что наибольшую опасность представляет излучение тех устройств, в которых защищаемая информация циркулирует в виде последовательного кода [1].

Условия возникновения ПЭМИН такой ПЭВМ:

- большие значения паразитных индуктивностей и емкостей устройств ПЭВМ;

- наличие шлейфов, соединяющих элементы внутри ПЭВМ, по которым текут электрические токи информативных;
- большие длины совместного пробега соединительных линий технических средств передачи информации и посторонних проводников;
- неэкранированные (либо слабо экранированные) провода;
- элементная база с высоким уровнем излучения сигналов [2 – 3].

Наряду с определением понятия «защита информации» важным вопросом является классификация имеющихся способов и средств защиты, которые позволяют воспрепятствовать запрещенному (незаконному) ее использованию.

В настоящее время существуют традиционные методы защиты от ПЭМИН: зашумление, экранирование и фильтрация [1] (рис. 1). Наряду с достоинствами эти методы также

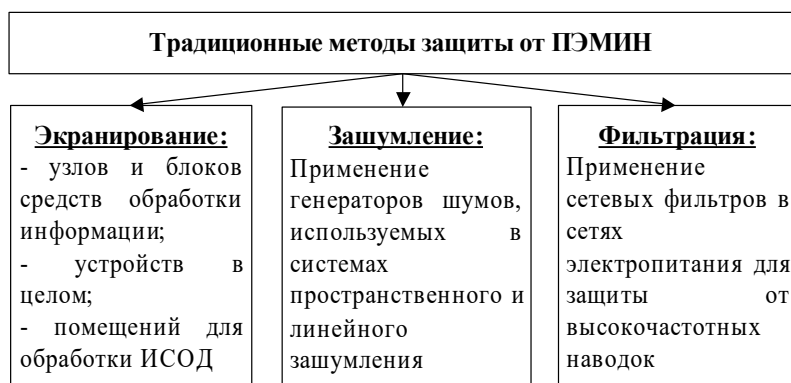


Рис. 1. Традиционные методы защиты от ПЭМИН

имеют ряд недостатков.

Достоинства и недостатки традиционных методов защиты от ПЭМИН.

1. Экранирование.

Данный метод позволяет снизить уровень побочных электромагнитных излучений (информационных сигналов) СВТ на границе контролируемой зоны до величин, обеспечивающих

невозможность их выделения средством разведки на фоне естественных шумов; позволяет улучшить электромагнитную совместимость (ЭМС), при работе устройств обработки информации. Также посредством экранирования снижается вредное воздействие электромагнитного излучения (ЭМИ) на организм человека. Однако данный метод имеет ряд недостатков: электромагнитное экранирование помещений в широком диапазоне частот является сложной технической задачей, требует значительных материальных затрат, постоянного контроля и не всегда возможна по эстетическим и эргономическим соображениям; усложняется использование санкционированных средств связи в экранируемом помещении;

2. Зашумление.

Применяется для защиты информации, обрабатываемой СВТ любой категории, как по каналу утечки информации за счёт электромагнитных излучений, так и за счёт наводок на линии основных и вспомогательных технических средств и систем, при этом усложняется съём информации с помощью маломощных закладных подслушивающих устройств, установленных в «зашумляемом» помещении. К недостаткам зашумления можно отнести следующее: в одной точке пространства уровень излучения источника помех превышает уровень излучения компьютера, а в другой точке пространства или на другой частоте это может и не обеспечиваться, поэтому после установки источников шума необходимо проведение сложных измерений по всему периметру охраняемой зоны и для всех частот. Процедуру проверки необходимо повторять всякий раз, когда просто изменяется расположение компьютеров, а также при установке новых.

- данный метод предполагает использование достаточно мощного источника излучения (генератора шума), что вносит дополнительное вредное воздействие на здоровье человека;
- может внести помехи легитимным радиоэлектронным устройствам (например, системам телевидения, радио и т.п.);
- наличие маскирующего устройства свидетельствует о наличии конфиденциальной информации в данном помещении.

3. Фильтрация.

Обеспечивает защиту аппаратуры от внешних импульсных помех и защиту от наводок, создаваемых самой аппаратурой. Однако узкая направленность данного метода защиты (защита только от паразитных наводок), не позволяет комплексно подойти к вопросу обеспечения безопасности обрабатываемой техническими средствами информации.

Концепция построения защищенной видеосистемы

Защищенная система обработки информации для определенных условий эксплуатации должна обеспечивать безопасность (доступность, конфиденциальность и целостность) обрабатываемой информации и поддерживать свою работоспособность в условиях воздействия на нее заданного множества угроз.

В данной работе предложена концепция построения защищенной информационной системы, основанная на использовании оптимизации структуры устройства обработки информации, а также преобразования самой видеoinформации (рис.9).

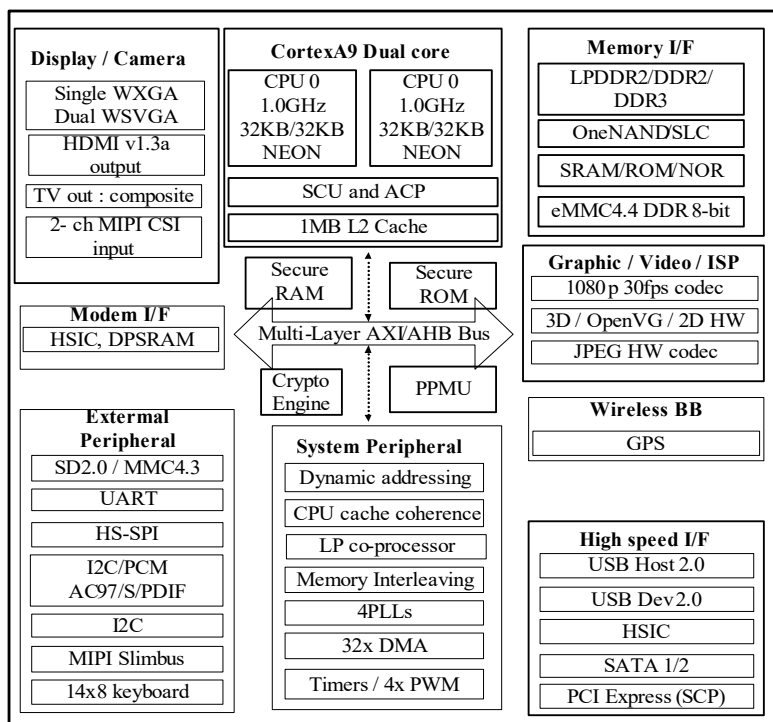


Рис. 2. Схема устройства платформы системы планшета на чипе фирмы Samsung — S5PV310 Exynos 4210 (в основе — ARM Cortex-A9)

Основным положением предложенной концепции является использование, в качестве средства обработки конфиденциальной информации, ПЭВМ, построенную на основе SoC (System on chip) – архитектуры.

Сегодня существует несколько видов архитектур, на которых строятся SoC. Одними из наиболее распространённых, сегодня являются устройства на основе RISK (APM) архитектуры (рис. 2) и CISK (x86-архитектуры) [4].

Благодаря своему конструктивному исполнению (большинство основных устройств расположены на одном кристалле) и маломощной элементной базе устройства, на основе SoC-архитектуры, обеспечивают следующие преимущества при работе с конфиденциальной информацией:

альной информацией:

- отсутствие длинных шлейфов внутри устройства основе SoC-архитектуры, по которым циркулируют токи, несущие конфиденциальную информацию;
- использование в данных устройствах маломощной элементной базы с низким уровнем информативных сигналов.

Рассмотрим положения разработанной концепции.

Структурная оптимизация устройства обработки конфиденциальной информации

Особенностями данного положения концепции являются:

1. Использование оптических интерфейсных линий:

- оптические каналы связи не порождают ПЭМИН;
- обеспечивают высокую скорость передачи данных;
- не подвержены воздействию электромагнитных помех.

2. Изменение конструкции устройства обработки информации подразумевает:

- уменьшение длин совместного пробега соединительных линий СВТ и посторонних проводников;

- использование маломощной элементной базы в конструкции устройства обработки конфиденциальной информации;

3. Использование фильтров в сигнальных цепях.

При передаче информации от видеокарты на монитор, с помощью фильтра низких частот из всего спектра сигнала, поступающего на монитор, можно блокировать спектральную составляющую ПЭМИН (рис.3).

На рис. 4 изображено прохождение сигнала через фильтр.

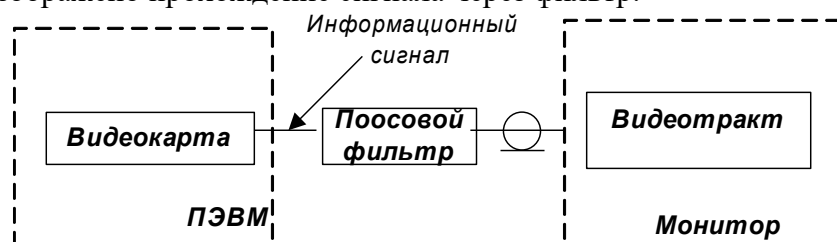


Рис. 3. Применение фильтра в сигнальных цепях

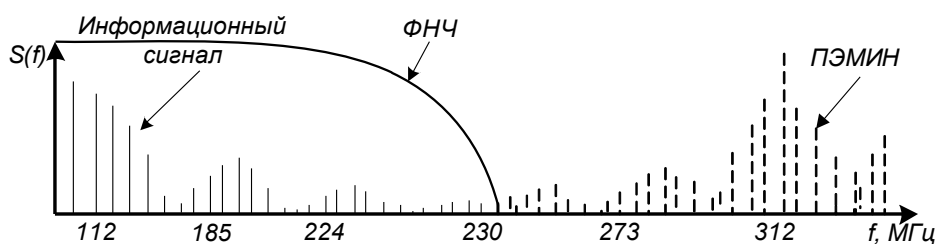


Рис. 4. Фильтрация сигнала

4. Гальваническая развязка в системе питания.

Для исключения утечки информации по цепям питания применяют разделительные трансформаторы, помехоподавляющие фильтры и мотор-генераторы. При малых потребляемых токах применяют помехоподавляющие фильтры. При больших – разделительные трансформаторы и мотор-генераторы [5].

Разделительные трансформаторы должны обеспечивать развязку первичной и вторичной цепей по сигналам наводки. Это означает, что во вторичную цепь трансформатора не должны проникать наводки, появляющиеся в цепи первичной обмотки. Проникновение наводок во вторичную обмотку объясняется наличием нежелательных резистивных и емкостных цепей связи между обмотками.

Для уменьшения связи обмоток по сигналам наводок часто применяется внутренний экран, выполняемый в виде заземленной прокладки или фольги, укладываемой между первичной и вторичной обмотками.

Для исключения просачивания информационных сигналов в цепи электропитания используются фильтры нижних частот. Помехоподавляющие фильтры позволяют снизить помехи от внешних и от внутренних источников помех.

Помехоподавляющие фильтры позволяют оптимизировать схемотехнические и конструкторские решения с целью минимизации или полного устранения паразитных генераций и побочных излучений, снизить восприимчивость аппаратуры к внешним электромагнитным полям и импульсным сигналам, устранить возможные каналы утечки информации. Повышается надежность аппаратуры.

К достоинствам мотор-генераторов (умформеров) можно отнести их способность осуществлять:

- гальваническую развязку входной и выходной цепей;
- получение на выходе почти идеального синусоидального напряжения, без шумов, связанных с работой других потребителей сети;
- простоту устройства и его обслуживания;
- устойчивость к радиации;
- возможность получения на выходе трехфазного напряжения без существенного усложнения конструкции;
- фильтрация бросков тока при резком изменении нагрузки или кратковременном отключении питающего напряжения за счет инерции ротора;
- высокий КПД преобразования, достигающий 97 – 98%.

Однако мотор-генераторы имеют ряд недостатков:

- сравнительно низкий ресурс из-за наличия движущихся частей;
- высокая масса и стоимость за счет материалоемкости конструкции;
- вибрация и шум;
- необходимость технического обслуживания (смазка подшипников, чистка коллекторов, замена щеток в коллекторных машинах).

Использование перечисленных средств позволяет полностью исключить утечку информации по цепям питания.

Изменение структуры потока данных выводимой видеoinформации

Данное положение разрабатываемой концепции включает следующие задачи:

1. Передача имитационного помехового сигнала параллельно с информационным.

Одним из наиболее эффективных методов препятствия перехвату информации по радиотехническому каналу является активная радиомаскировка [5].

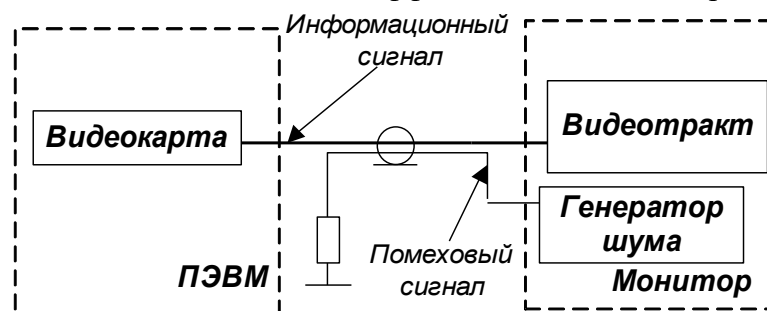


Рис.5. Передача имитационного помехового сигнала параллельно с информационным

Суть этого метода заключается в излучении защищенным устройством имитационного помехового сигнала, уровень которого превышает уровень ПЭМИ по всему диапазону (рис.5).

2. Переход от последовательной передачи видеосигнала к параллельной.

Наибольшую опасность представляет излучение тех устройств, в которых защищаемая информация циркулирует в виде последовательного кода [2]. А значит, для снижения информативности сигналов ПЭМИН и затруднения использования их при перехвате, необходимо осуществить с помощью специальных решений таких как:

- замена последовательного кода передаваемой информации параллельным;
- увеличение разрядности параллельных кодов.

2. Нарушение регулярности повторения выводимой информации.

Регулярность повторения выводимой от видеокарты на монитор конфиденциальной информации определяется числом повторения кадров за секунду и скоростью «пролистывания» документа и при несанкционированном съеме информации может обеспечить злоумышленнику возможность накопления информационного сигнала, что позволит существенно повысить отношение сигнал/шум. Регулярность вывода информации (кадров) для стандартного TFT- монитора составляет 60 кадров/с. Нарушив эту регулярность можно снизить дальность канала утечки информации.

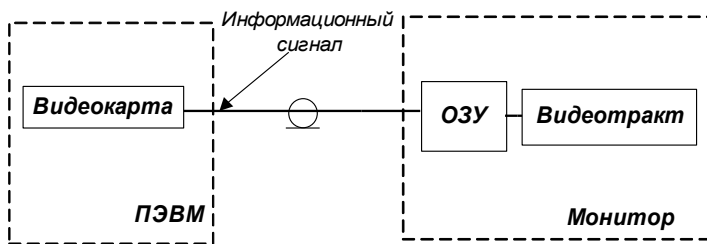


Рис. 6. Нарушение регулярности повторения выводимой информации

3. Изменение очередности передачи строк выводимой информации.

Метод заключается в замене исходной последовательности строк выводимого изображения по определенному алгоритму, не известному злоумышленнику (рис.7). Такое преобразование усложнит расшифровку сообщения в случае его перехвата.

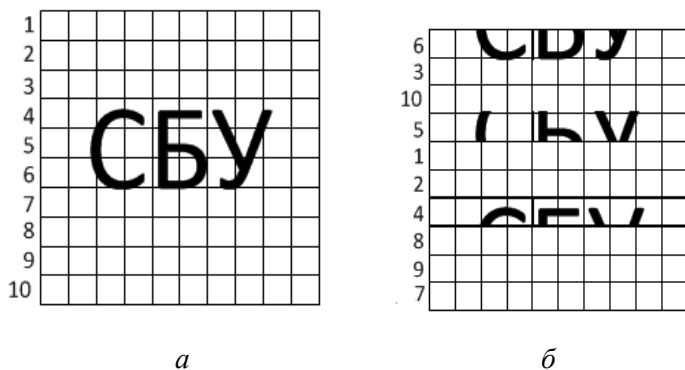


Рис.7. Вывод изображения на монитор ПЭВМ:

а – передача 1-го кадра изображения на монитор с исходной последовательностью строк;

б – передача 2-го кадра изображения на монитор с новой последовательностью строк, зашифрованной по определенному алгоритму

К особенностям таких шрифтов, позволяющим уменьшить уровень ПЭМИН (рис.8), относятся сглаженные, размытые края шрифта.

NORMAL

TEMPEST

Рис. 8. Шрифты: *а* – стандартный Times New Roman; *б* – TEMPEST

5. Криптографическое преобразование информации:

Под криптографической защитой информации понимается преобразование исходной информации, включающее её шифрование, создание имитированной вставки, или цифровой подписи.

Известны различные подходы к классификации методов криптографического преобразования информации. По виду воздействия на исходную информацию методы криптографического преобразования информации могут быть разделены на три группы: 1) шифрование; 2) стеганография; 3) кодирование [7];

Процесс шифрования заключается в проведении обратимых математических, логических, комбинаторных и других преобразований исходной информации, в результате которых зашифрованная информация представляет собой хаотический набор букв, цифр, других символов и двоичных кодов.

Для этого в мониторе должно находиться ОЗУ (рис. 6), в котором запоминается последний кадр и в следующем мониторе считывает информацию уже не с видеокарты, а с собственного запоминающего устройства до тех пор, пока не изменится выводимое изображение. Видеокарта при этом передаёт статическое изображение только один раз.

4. Разработка специальных TEMPEST-шрифтов.

Идея таких шрифтов основана на том, что злоумышленнику доступны только высокочастотные компоненты видеосигнала. То есть, если удалить верхние 30 % преобразования Фурье сигнала, сворачивая его подходящим НЧ-фильтром (что незначительно скажется на качестве изображения на экране пользователя), то перехватываемая текстовая информация полностью исчезает с перехватываемого монитора, даже если антенна расположена вплотную к видеодисплею [6].

Для шифрования информации используются алгоритм преобразования и ключ. Как правило, алгоритм для определенного метода шифрования является неизменным. Исходными данными для алгоритма шифрования служат информация, подлежащая шифрованию, и ключ шифрования. Ключ содержит управляющую информацию, которая определяет выбор преобразования на определенных шагах алгоритма и величины операндов, используемые при реализации алгоритма шифрования. Преобразование шифрования может быть симметричным (с одним ключом) или ассиметричным (с двумя ключами) относительно преобразования расшифрования [8].

В отличие от других методов криптографического преобразования информации, методы стеганографии позволяют скрыть не только смысл хранящейся или передаваемой информации, но и сам факт хранения или передачи закрытой информации.

Содержанием процесса кодирования информации является замена смысловых конструкций исходной информации (слов, предложений) кодами. При кодировании и обратном преобразовании используются специальные таблицы или словари.

На рис. 9 показана разработанная концепция построения защищенной видеосистемы с использованием устройств на основе Soc-архитектуры.

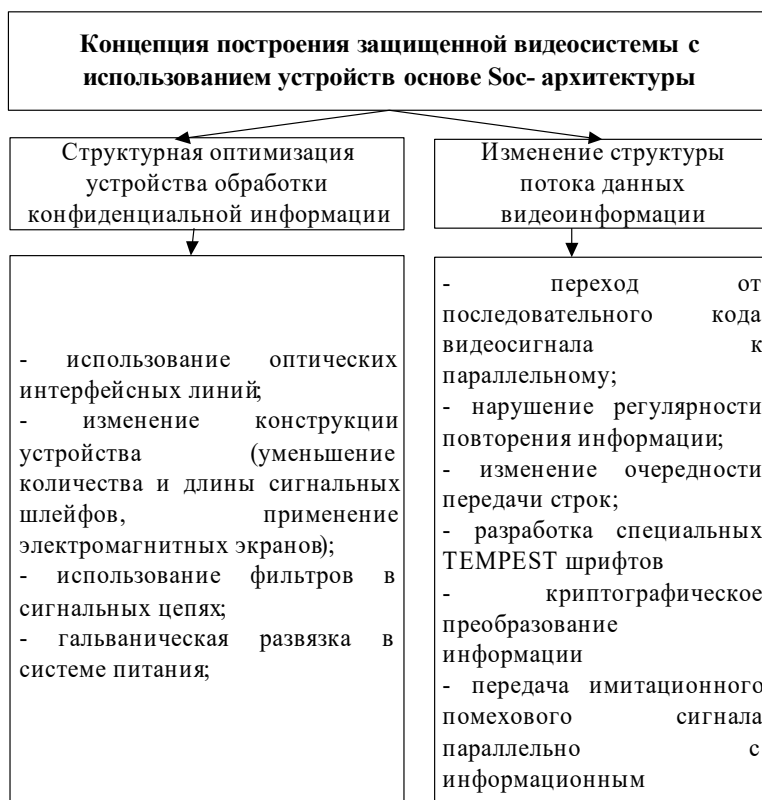


Рис.9. Концепция построения защищенной видеосистемы

Разработанная концепция позволит обеспечить защиту видеоинформации от утечки через ПЭМИН в видеосистеме без использования дополнительных внешних средств защиты.

Выводы

Предложена концепция построения защищенных видеосистем, учитывающая максимально возможный спектр угроз, которые приводят к утечке информации через ПЭМИН, при работе незащищенных ПЭВМ. Данная концепция основана на использовании оптимизации структуры устройства обработки информации и на изменении структуры потока данных видеоинформации.

Основной идеей разработанной концепции является предложение использовать в качестве средства обработки конфиденциальной информации персональную электронно-вычислительную машину, построенную на основе SoC-архитектуры. SoC-архитектура сегодня широко используется в планшетах и смартфонах.

Несмотря на то, что применение непосредственно планшетов и смартфонов для обработки конфиденциальной информации имеет ряд ограничений, сама идея построения защищённой системы завоевывает популярность, а всё большую популярность завоевывают однокристальные ПЭВМ, вмонтированные в монитор (моноблоки).

Другим перспективным направлением является разработка специальных шрифтов, что позволит повысить защищённость уже существующих и используемых видеосистем.

Список литературы: 1. *Петраков А. В.* Основы практической защиты информации : учеб. пособие. ; 3-е изд. – М. : Радио и связь, 2001. – 368с. 2. *Лыков Ю.В., Сягаева О.А.* Анализ источников ПЭМИ в современных ПЭВМ // Радиотехника. – 2012. 3. *Каторин Ю.Ф., Разумовский А.В., Спивак А.И.* Защита информации техническими средствами : учеб. пособие. – СПб. : НИУ ИТМО, 2012. – 416 с. 4. *Солонина А.И. и др.* Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов. – СПб. : БХВ – Петербург, 2001. – 464 с. 5. *Хорев А.А.* Способы и средства защиты информации. – М. : МО РФ, 2000. – 316 с. 6. *Kuhn M., Anderson R., Soft TEMPEST: Hidden Data Transmission Using Electromagnetic Emanations // Workshop on Information Hiding, LNCS 1525, Springer-Verlag, 1999.* 7. *НД ТЗІ 1.1-003-99.* Термінологія в галузі захисту інформації в комп'ютерних системах від несанкціонованого доступу (НД ТЗІ 1.1-003-99). – К. : ДСТСЗІ СБ України, 1999. – 21 с. 8. *Соколов А.В., Степанюк О.М.* Защита от компьютерного терроризма : справ. пособие. – СПб. : БХВ – Петербург, 2002. – 496с. (с.309-330, 417-435).

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 12.02.2013

*Ю.В. ЛЫКОВ, канд. техн. наук, К. С. КОЛЕСНИК, М. С. КОЛЕСНИК,
А.В. БЕЛУЩЕНКО*

ВЫБОР ПОРОГОВОГО ЗНАЧЕНИЯ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ ДЛЯ РАСЧЕТА ДАЛЬНОСТИ СОСТАВНОГО АКУСТО-РАДИОЭЛЕКТРОННОГО КАНАЛА УТЕЧКИ ИНФОРМАЦИИ

Введение

Один из самых распространенных способов съема акустической информации – использование различных радиозакладных устройств (РЗУ), то есть устройств, передающих акустическую информацию и/или сигналы с телефонной линии по радиоканалу. РЗУ – миниатюрное электронное устройство, состоящее из микрофона и радиопередатчика, обеспечивающего передачу подслушиваемых переговоров на достаточно значительное расстояние с помощью электромагнитных волн. Средний радиус действия радиоканала 200 – 300 м, типовое время работы при использовании автономного питания 2 – 3 дня, но может быть значительно больше. При питании от внешних источников время работы практически не ограничено. Достоинствами являются простота использования, относительная дешевизна, малые размеры и возможность камуфляжа не только самих РЗУ, но и приемных устройств.

Вопреки распространенному мнению, радиопередающие подслушивающие устройства плохо подавляются различными средствами противодействия, такими как генераторы широкополосных радиопомех, которые именно из-за широкого спектра излучения не могут эффективно противостоять РЗУ средней и даже малой мощности. Исключения составляют генераторы прицельной помехи, но для их работы необходимо сначала определить частоту излучения РЗУ. Поэтому генераторы прицельной помехи работают в комплексе с приемной аппаратурой и стоят значительно дороже широкополосных генераторов.

Если речь идет о телефонном РЗУ, то, поскольку оно может быть установлено на всем протяжении телефонной линии, использование генераторов пространственного зашумления вообще не имеет смысла [1].

Постановка задачи

Для определения дальности канала утечки информации и соответственно целесообразности применения дополнительных мер по его закрытию требуется задаться предельным отношением информативный сигнал/шум. Дальность составного акусто-радиоэлектронного канала ограничивает два вида шумов: акустический и электромагнитный. Исходя из сферы применения РЗУ (съем акустической информации из незащищенных кабинетов, офисов) уровень акустических шумов при средней громкости разговоров вносит меньший вклад. Поэтому для объективной оценки дальности составного канала необходимо получить зависимость между отношением электромагнитный сигнал/шум и разборчивостью речи для разных видов модуляции.

Основные положения

Обобщенная структура составного канала показана на рис. 1.

В работе основным выражением является зависимость разборчивость речи от отношения акустический сигнал/шум. Далее необходимо определить зависимость отношение акустический сигнал/шум от отношения электромагнитный сигнал/шум. Наиболее нелинейным элементом и соответственно вносящим большой вклад в эту зависимость является демодулятор.

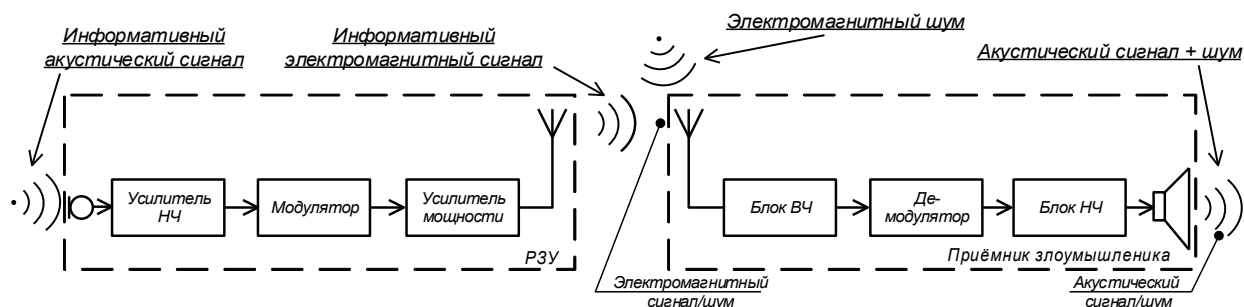


Рис.1. Структура составного канала утечки информации

БВЧ – линейное инерционное устройство (поскольку напряжения сигнала и шума малы). Поэтому для него справедлив принцип суперпозиции: можно отдельно проанализировать прохождение сигнала и шума через БВЧ, а затем рассмотреть сумму процессов на выходе блока. При анализе прохождения шума через БВЧ будем считать, что БВЧ – не шумящий, а на его входе действует приведённый шум (как естественного, так и искусственного характера). Приведённый входной шум является стационарным нормальным случайным процессом. Ширина его спектра много больше полосы пропускания БВЧ, поэтому можно считать его белым шумом. При прохождении нормального случайного процесса через линейный блок его распределение вероятностей не меняется. Поэтому шум на выходе БВЧ также будет нормальным. Однако это будет уже узкополосный случайный процесс. Такой процесс имеет характер квазигармонического колебания [3].

Демодулятор – нелинейное устройство. Поэтому закон распределения шума на выходе демодулятора отличается от нормального. Его статистические характеристики зависят как от статистических характеристик шума на входе демодулятора, так и от амплитуды сигнала.

Анализ прохождения выходного колебания демодулятора через БНЧ существенно зависит от структуры оконечной части РПУ. Для упрощения расчетов будем считать его идеальным ФНЧ с прямоугольной АХЧ.

Расчет разборчивость речи от отношения акустический сигнал / шум

Показатель словесной разборчивости речи можно использовать для оценки эффективности закрытия технических каналов утечки речевой информации. Наиболее целесообразно для оценки разборчивости речи использовать инструментально-расчетный метод, основанный на результатах экспериментальных исследований, проведенных Н.Б. Покровским, и не требующий проведения артикуляционных измерений. Суть этого метода заключается в следующем.

Спектр речи разбивается на N частотных полос, в общем случае произвольных. Для каждой i -й ($i = 1 - N$) частотной полосы на среднегеометрической частоте [2]:

$$f_{cp,i} = \sqrt{f_{s,i} \cdot \overline{Cf_{n,i}}} \quad (1)$$

Определяется формантный параметр ΔA_i , характеризующий энергетическую избыточность дискретной составляющей речевого сигнала:

$$\Delta A(f_{cp,i}) = \begin{cases} \frac{M200}{\prod f^{0.43}} - 0.37 & \text{если } f \leq 1000 \text{ Гц} \\ \frac{1}{B} \left(1.37 + \frac{1000}{f^{0.69}} \right) & \text{если } f > 1000 \text{ Гц} \end{cases}, \quad (2)$$

Для каждой i -й частотной полосы определяется весовой коэффициент k_i , характеризующий вероятность наличия формант речи в данной полосе:

$$k_{i\bar{i}} = k(f_{cp,i}) - k(f_{cp,i-1}), \quad (3)$$

где $k(f_{b,i})$ и $k(f_{n,i})$ – значения весового коэффициента для верхней $k(f_{b,i})$ и нижней $k(f_{n,i})$ граничной частот i -й частотной полосы спектра речевого сигнала, рассчитываемые по формуле

$$k(f) = \begin{cases} 2.57 \cdot 10^{-8} \cdot f^{2.4} & \text{если } 100 < f < 1400 \\ 1 - 1.074 \cdot \exp(-10^{-4} \cdot f^{1.18}) & \text{если } 400 < f < 10000 \end{cases} \quad (4)$$

Определяется спектральный индекс артикуляции (понимаемости) речи i R (информационный вес i -й спектральной полосы частотного диапазона речи) и рассчитывается интегральный индекс артикуляции речи R :

$$R_i = p_i \cdot k_i, \quad (5)$$

где коэффициент

$$p_i = \begin{cases} \frac{0.78 + 5.46 \cdot \exp[-4.3 \cdot 10^{-3} \cdot (27.3 - |Q_i|^2)]}{1 + 10^{0.1|Q_i|}} & \text{если } Q_i \leq 0; \\ \frac{0.78 + 5.46 \cdot \exp[-4.3 \cdot 10^{-3} \cdot (27.3 - |Q_i|^2)]}{1 + 10^{0.1|Q_i|}} & \text{если } Q_i > 0, \end{cases} \quad (6)$$

где $Q_i = q_i - \Delta A_i$; q_i – отношение “уровень речевого сигнала/уровень шума”, дБ.

Для общей частотной полосы спектра речевого сигнала рассчитывается интегральный индекс артикуляции речи R по формуле

$$R = \sum_{i=1}^N R_i, \quad (7)$$

По интегральному индексу артикуляции речи определяется словесная W разборчивости речи:

$$W = \begin{cases} 0.54 \cdot R^{0.25} [1 - \exp(-11 \cdot R)] & \text{если } R < 0.15; \\ 1 - \exp\left(-\frac{11 \cdot R}{1 + 0.7 \cdot R}\right) & \text{если } R \geq 0.15. \end{cases} \quad (8)$$

При наличии измерительной аппаратуры общего применения наиболее простым способом является представление спектра речевого сигнала в виде пяти октавных полос. При этом методическая ошибка, по сравнению с 20-полосным представлением спектра, не превышает 7 % [10]. Полученная разборчивость речи приведена на рис.2.

Необходимо отметить, что полученная зависимость пригодна только для некоррелированного текста и лишь отдаленно соответствует реальной ситуации съёма информации по составному акусто-радиоэлектронному каналу. В этом случае текст является коррелированным и кроме того у злоумышленника есть возможность неоднократного его прослушивания, эти факторы значительно повышают разборчивость речи.

Также к методическим погрешностям измерений W (строго говоря, погрешности оценки) относятся следующие факторы:

- использование зависимости $P(E)$, справедливой для уровня шума приблизительно в 40 дБ, в то время как средства защиты создают шум, превышающий уровень речи до 20 дБ. При повышении уровня шума зависимость $P(E)$ существенно деформируется;

- ступенчатая аппроксимация непрерывных кривых огибающих спектра речи и шума, что может привести к существенным отклонениям интегральных уровней речи и шума в октавных полосах;

- неучет частотной зависимости уровня слуховых ощущений;

- неучет погрешностей косвенных измерений (оценок) [4].

Результаты расчета погрешностей косвенного измерения (оценки) W приведены на рис. 3 [4]. Сравнивая приведенные графики (рис.2, 3) при уровне разборчивости 0,2 разность составляет -3 дБ.



Рис. 2. Разборчивость речи от отношения сигнал/шум

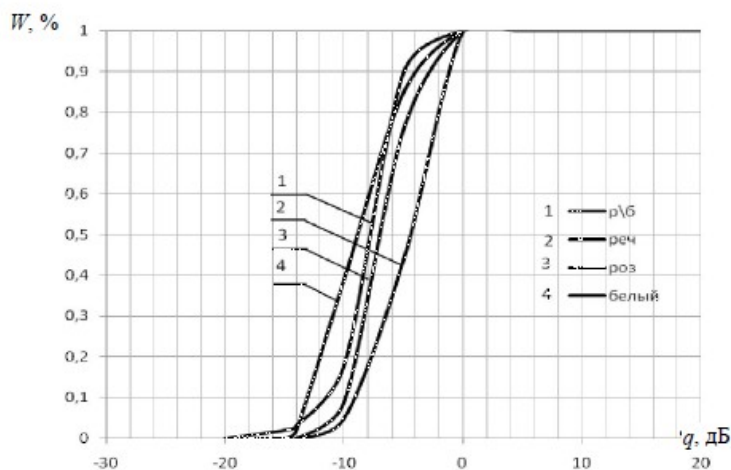


Рис. 3. Разборчивость речи от отношения сигнал/шум при коррелированной речи при многократном прослушивании

Помехоустойчивость наиболее популярных методов модуляции, применяемых в РЗУ

Проанализируем потенциальный выигрыш в отношении сигнал/шум для различных методов модуляции, наиболее распространённых в РЗУ.

Определение помехоустойчивости приема непрерывных сигналов осуществляется вычислением отношения средних мощностей сигнала P_c и шума $P_{ш}$ на выходе демодулятора

В любом демодуляторе отношение сигнал/шум на выходе $q_{\text{вых}}$ зависит не только от качественных показателей демодулятора, но и от отношения сигнал/шум на его входе $q_{\text{вх}}$. Помехоустойчивость систем передачи непрерывных сигналов оценивается выигрышем в отношении сигнал/шум:

$$g = \frac{q_{\text{вых}}}{q_{\text{вх}}} \quad (9)$$

Наиболее популярными видами модуляции, применяемые в РЗУ, являются ЧМ, АМ, БМ и ОМ. Ниже приведены расчетные формулы выигрыша оптимального демодулятора для различных видов модуляции при помехе в виде аддитивного белого гауссовского шума [5]:

$$g_{AM} = \frac{M^2}{M^2 + K_A^2} \Psi \alpha_{AM}, \quad (10)$$

$$g_{OM} = 2, \quad (11)$$

$$g_{BM} = 1, \quad (12)$$

где M – коэффициент модуляции, K_A – коэффициент амплитуды модулирующего сигнала, представляющий собой отношение его максимальной мощности к средней и определяемый в логарифмических единицах, $\alpha = \Delta f / F_m$ – коэффициент расширения полосы, показывающий во сколько раз ширина спектра модулированного сигнала Δf превышает частоту модулирующего сигнала F_m ($\alpha_{AM} = 1$, $\Delta f = 50 \text{ кГц}$, $F_m = 3,1 \text{ кГц}$).

При ЧМ выигрыш демодулятора зависит от $\rho_{\text{вх}}$ и определяется так:

$$g_{ЧМ} = \frac{3m_{ЧМ}^2 \Psi \alpha_{ЧМ}}{K_A^2} \Psi \frac{1}{1 + 4m_{ЧМ}^2 \Psi \exp(-q_{\text{вх}}) \sqrt{3q_{\text{вх}}(1 + 6q_{\text{вх}} / K_A^2)} / \pi}, \quad (13)$$

где $m_{ЧМ}$ – индекс модуляции.

Второй множитель в формуле (13) близок к 1, если $\rho_{\text{вх}}$ превышает пороговое отношение сигнал/шум $\rho_{\text{вх}}$. В этом случае выигрыш демодулятора

$$g = \frac{3}{K_A^2} m_{ЧМ}^2 \Psi \alpha_{ЧМ}. \quad (14)$$

При синхронном детектировании АМ, БМ, ОМ-сигналов пороговый эффект не наблюдается [5]. Высокое качество демодуляции ЧМ сигнала возможно лишь при сравнительно большом отношении сигнал/шум на входе ограничителя ЧД, когда практически отсутствуют «перескоки» фазы. Это пороговое отношение сигнал/шум составляет 7 – 10 дБ [6]. В настоящее время разработаны и внедрены методы снижения порога помехоустойчивости для систем передачи информации с ЧМ. С этой целью используются следящие фильтры додетекторной обработки сигнала. Это позволяет уменьшить мощность помехи на выходе следящего фильтра примерно в $m_{ЧМ}$ раз [5], при этом отношение сигнал/шум на выходе демодулятора увеличивается на 8 дБ.

Рассмотрим случай, оптимальный для злоумышленника при котором обеспечивается максимальная дальность съема информации:

$$q_{\text{вых}}(q_{\text{вх}}) = \begin{cases} \frac{3}{K_A^2} m_{ЧМ}^2 \alpha_{ЧМ} & \text{if } q_{\text{вх}} \geq 16 \\ 3.2 \Psi q_{\text{вх}} - 13 & \text{if } 7 \leq q_{\text{вх}} < 16 \\ 1 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (15)$$

Полученная обобщенная кривая (рис. 4) хорошо согласуется с составным каналом утечки информации, т.к., как правило, в РЗУ помимо частотной присутствует и паразитная амплитудная модуляция, что позволяет злоумышленнику для получения максимального выигрыша использовать при малых сигнал/шум АМ демодулятор, при больших – ЧМ.

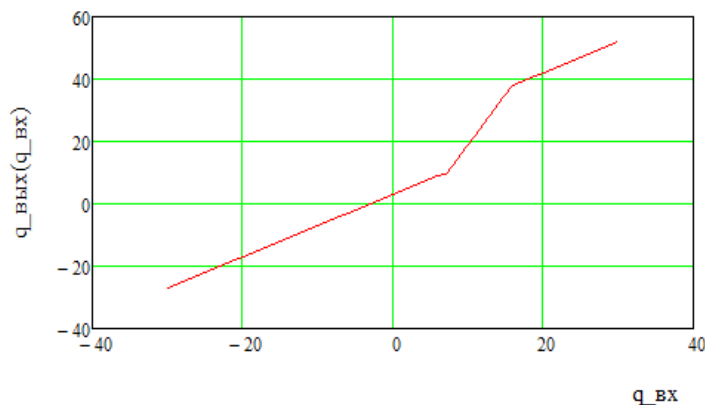


Рис. 4. Помехоустойчивость обобщенного демодулятора при оптимальном приёме

Зависимость разборчивости речи от отношения электромагнитный сигнал/шум в составном канале утечки информации

Исходя из полученной зависимости словесной разборчивости речи от отношения акустический сигнал/шум (8) и выигрыша в отношении сигнал/шум для различных видов демодуляции (15) получим зависимость словесной разборчивости речи от отношения электромагнитный сигнал/шум.

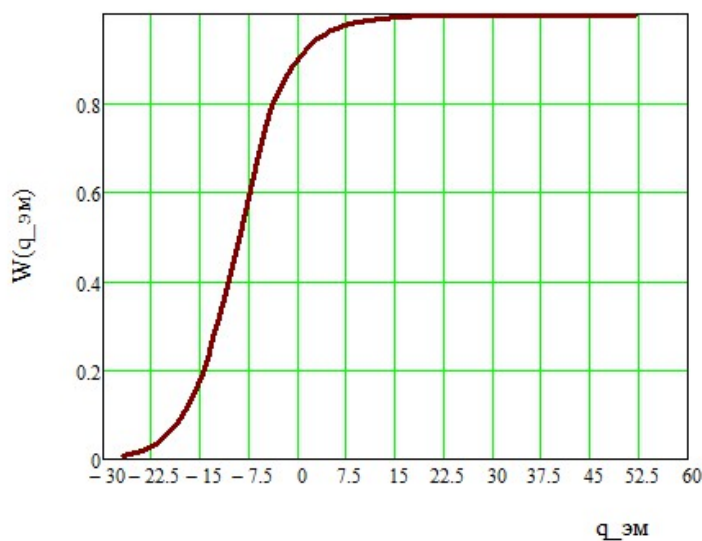


Рис. 5. Зависимость разборчивости речи от отношения сигнал/шум

Кроме того, злоумышленником могут применяться различные методы шумоочистки позволяющие повысить отношение сигнал/шум на 2 – 7 дБ [7].

В работе [7] показано, что при словесной разборчивости менее 20 – 30 % значительно затруднено установление предмета ведущегося разговора. Соответственно при пороговом значении разборчивости 0.2 отношение электромагнитный сигнал/шум равен -15 дБ. С поправкой 3 дБ, учитывающей использование корреляционного текста в перехватываемом сообщении с многократным прослушиванием и 7 дБ на использование современных методов шумоочистки, пороговое значение отношения сигнал/шум примет значение -25 дБ. Поправка на использование следящих фильтров не учитывалась, так как они применяются для ЧМ, которая эффективна для существенно больших отношений сигнал/шум.

Выбор методики расчета дальности распространения радиоволн

Существует множество методик расчета дальности распространения радиоволн [8, 9]. В данной работе исследовались модели свободного пространства, Окамура, Хата и ITU-R P.1546. В качестве исходных данных использовали параметры возможных средств съема информации наиболее популярных частотных диапазонов: закладное устройство с частотой $F_{pzy} = 95 \text{ МГц}$ и мощностью $P_{pzy} = 51 \text{ мВт}$, а также рации Motorola PMR TLKR T8 с частотой $F_{рац} = 446 \text{ МГц}$ и мощностью $P_{рац} = 0.5 \text{ Вт}$.

Также были проведены экспериментальные исследования дальности распространения радиоволн при прямой видимости. Результаты приведены в таблице.

Источник излучения	Модели распространения радиоволн				Эксперимент, км
	Свободное пространство, км	Окамура, км	Хата, км	ITU-R P.1546, км	
Закладное устройство	200	0,35	0,6	2	0,3
Рация	735	-	1,7	13	8,31

Исходя из полученных результатов видно, что наиболее приближенными к значениям экспериментальных измерений являются модели Окамура и ITU-R P.1546. Модель Окамура достаточно проста и может использоваться для прогнозирования дальности распространения радиоволн. Однако необходимо отметить отсутствие в модели механизмов учета рельефа местности. Недостатком также является отсутствие необходимых кривых для расчета среднего ослабления в условиях города, например при расчете максимальной дальности для рации. В рекомендации ITU-R P.1546 изложена методика расчета напряженности поля, основанная на использовании кривых распространения радиоволн. Эта методика является более универсальной, хотя конечные результаты немного завышены.

Выводы

Для оценки дальности составного акусто-радиоэлектронного канала утечки информации в работе получена зависимость между отношением электромагнитный сигнал/шум и разборчивостью речи для оптимальных видов модуляции. Исходя из полученных результатов можно рекомендовать использовать предельное отношение электромагнитный сигнал/шум -25 дБ , при котором обеспечивается словесная разборчивость 0.2.

Модель свободного пространства не подходит для расчета дальности действия радиозакладного устройства. Используя модели Окамура, Хата и ITU-R P.1546, можно получить более точные значения, поскольку в них учитываются дополнительные потери по трассе.

Данные выводы являются предварительными, оценочными, основаны только на результатах данных испытаний. Для получения более объективных заключений необходимы дополнительные более широкие исследования.

Список литературы: 1. Ананский Е.В. Средства и методы обнаружения радиозакладок : <http://sb.biz.ua/sredstva-i-metody-obnaruzheniya-radiozakladok-ananskij> 2. Железняк В. К. Защита информации от утечки по техническим каналам : учеб. пособие. – Спб., 2006. – 75с. 3. Прохождение сигнала и шума через тракт РПУ : <http://1604.ucoz.com/UPOS/Glava10.pdf> 4. Трушин В.А., Рева И.Л., Иванов А.В. О методических погрешностях оценки словесной разборчивости речи в задачах защиты информации. http://elib.altstu.ru/elib/books/Files/pv2012_03_02/pdf/238trushin.pdf 5. Бакеев Д.А. Радиотехнические системы передачи информации. Системы связи. Оценка технической эффективности радиотехнических систем передачи информации и систем связи : учеб. пособие. – Петропавловск-Камчат-

ский : КамчатГТУ, 2006. – 40с. 6. *Немировский М.С.* Помехоустойчивость радиосвязи. – М. ; Л. : Энергия, 1966. – 231с. 7. *Хорев А.А.* Оценка возможностей средств акустической (речевой) разведки // Специальная техника. – 2009. – №4. – С. 49-63. 8. *Сектор радиосвязи МСЭ-R.* Рекомендация МСЭ-R Р.1546-4 (10/2009). Метод прогнозирования для трасс связи «пункта с зоной» для наземных служб в диапазоне частот от 30 до 3000 МГц. Серия Р. Распространение радиоволн. ITU 2010. – 33с. 9. *Лихограй В.Г., Крючкова Л.П.* Производительность и помехозащищенность радиоканалов систем абоненского радиодоступа : учеб. пособие ; под. ред. проф. *В.М. Шокало*, проф. *В.А. Хорошко*. – Харьков : КП «Городская типография», 2011. – 165с. 10. *Хорев А.А., Макаров Ю.К.* Методы защиты речевой информации и оценки их эффективности : <http://www.analitika.info/info1.php?page=1&full=blockarticle128>

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 15.02.2013

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПАРАМЕТРОВ УЗКОНАПРАВЛЕННЫХ МИКРОФОНОВ

Введение

Съем акустической информации при помощи узконаправленных микрофонов остается одним из наиболее распространенных способов ведения акустической разведки. Классификация узконаправленных микрофонов представлена на рис. 1. Наиболее часто используемыми типами направленных микрофонов в настоящее время являются линейная группа микрофонов, микрофон органного типа и рефлекторный микрофон.

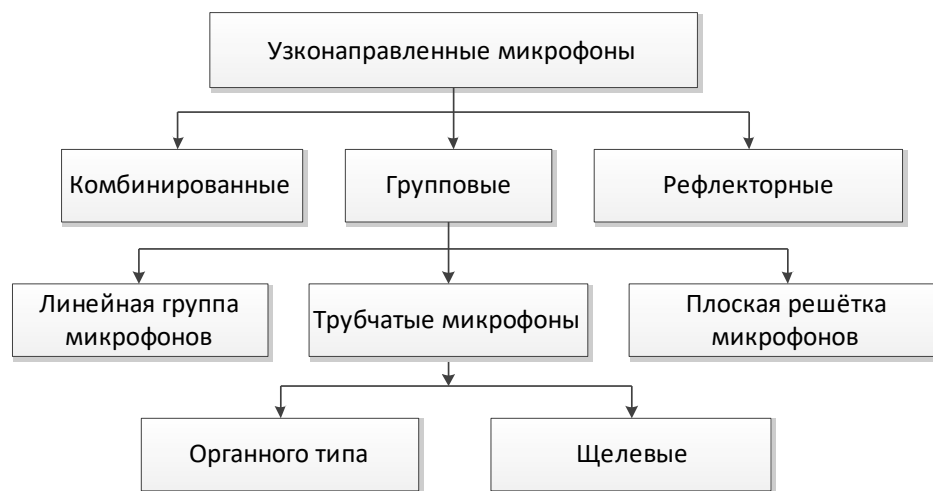


Рис. 1. Классификация узконаправленных микрофонов

В данной работе проводится обоснование выбора параметров узконаправленных микрофонов на основе исследования их характеристик и сравнительного анализа. Эффективность применения микрофонов оценивается путем расчета разборчивости речи, на которую влияют как энергетические характеристики сигнала, полученного на выходе средства акустической разведки, так и характер изменения индекса направленности микрофона (ИН) от частоты для речевого диапазона.

Методика анализа характеристик микрофонов

Одной из основных характеристик технических средств акустической разведки (на базе узконаправленных микрофонов) является дальность разведывательного контакта R применительно к конкретным условиям их использования. В случае открытого пространства, дальность разведывательного контакта и отношение сигнал/шум q на входе акустического приемника связаны соотношением [1]:

$$q = B_p - B_w - 20 \lg R + Q - B_n \quad (1)$$

B_p – уровень акустического сигнала от источника, B_w – уровень внешних акустических помех, Q – индекс направленности микрофона (ИН), B_n – пороговая акустическая чувствительность микрофона.

Эта формула требует знания конкретных условий акустической разведки. Но во многих случаях эти параметры являются неточными, поэтому удобнее пользоваться сравнительной оценкой дальности, по отношению к дальности приема речевой информации невооруженным ухом. В этом случае не требуется знание точных параметров условий съема акустической ин-

формации. Сравним возможности направленных микрофонов с невооруженным органом слуха. Задача сводится к нахождению отношения $\frac{R}{R_0}$, где R – дальность разведывательного контакта с использованием технического средства разведки, R_0 – дальность разведывательного контакта невооруженным ухом.

Дальность разведывательного контакта с использованием микрофона и невооруженного уха человека определяется из соотношений:

$$R = 10 \frac{B_p - B_{ш} - B_n - q + Q}{20} \text{ и } R_0 = 10 \frac{B_p - B_{ш} - B_{nc} - q + Q_0}{20} \quad (2)$$

соответственно, где B_{nc} – порог слышимости (равен 0 дБ), Q_0 – индекс направленности человеческого уха (обычно принимают равным 6 дБ).

Формула для относительной оценки дальности разведывательного контакта примет вид

$$\frac{R}{R_0} = 10 \frac{B_{nc} - B_n + Q - Q_0}{20} \quad (3)$$

Из приведенных выше соотношений видно, что, стремясь увеличить максимальную дальность разведывательного контакта, наиболее продуктивно увеличивать индекс направленности микрофона путем подбора его конструктивных параметров.

Можно выделить три конструктивных параметра выше указанных узконаправленных микрофонов [2]:

L – максимальный габаритный размер микрофона;

d – расстояние между микрофонами для линейной группы микрофонов или приращение длины трубок в трубчатом микрофоне органного типа;

n – количество микрофонов в линейной группе микрофонов или количество трубок в трубчатом микрофоне органного типа.

Индекс направленности микрофона при симметричной характеристике направленности может быть рассчитан формуле [1]:

$$Q = 10 * \lg \left(\frac{2}{\int_0^\pi R^2(\Theta) * \sin(\Theta) d\Theta} \right), \quad (4)$$

где Θ – угол между рабочей осью микрофона и направлением прихода звука, $R(\Theta)$ – характеристика направленности микрофона.

В табл. 1 приведены формулы для расчета характеристик направленности наиболее часто используемых типов узконаправленных микрофонов: трубчатого микрофона органного типа, линейной группы микрофонов (плоская решетка микрофонов) и рефлекторного (параболического) микрофона.

Таблица 1

№ п/п	Тип узконаправленного микрофона	Формула для расчета характеристики направленности узконаправленного микрофона
1	Линейная группа микрофонов (плоская решетка) [2]	$R(\Theta) = \frac{\sin\left(\frac{n * \pi * d}{\lambda} * \sin\Theta\right)}{n * \sin\left(\frac{\pi * d}{\lambda} * \sin\Theta\right)}$
2	Трубчатый микрофон органного типа [2]	$R(\Theta) = \frac{\sin\left(\frac{n * \pi * d}{\lambda} * (1 - \cos\Theta)\right)}{n * \sin\left(\frac{\pi * d}{\lambda} * (1 - \cos\Theta)\right)}$
3	Рефлекторный микрофон [3]	$R(\Theta) = \frac{2 * J_1(\psi)}{\psi}, \text{ где } \psi = \frac{2 * \pi}{\lambda} \rho_0 * \sin\Theta$

Для примера на рис. 2 представлены частотные зависимости индекса направленности линейной группы микрофонов. Из рис. 2 видно, что эта зависимости носит немонотонный характер и имеет резкие перепады, что ограничивает применение узконаправленных микрофонов по частоте. Это ограничение характеризуется параметром f_{\max} (максимальной рабочей частотой).

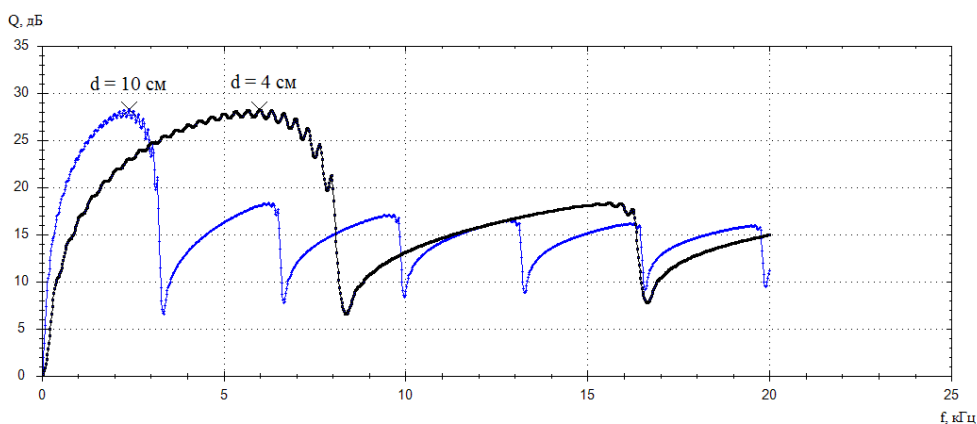


Рис. 2. Зависимость индекса направленности линейной группы микрофонов от частоты с параметрами $n = 25$, $d = 4$ и 10 см

Максимальная рабочая частота может быть найдена как глобальный максимум зависимости индекса направленности от частоты либо как значение частоты при изменении значения глобального максимума ИН в сторону увеличения на 10 %.

Анализ влияния значений параметров микрофонов на их характеристики

На рис. 3 представлены семейства зависимостей индекса направленности от частоты для различных параметров двух типов микрофонов (рис. 3, *а, в, д*) – линейная группа микрофонов, (рис. 3, *б, г, е*) – трубчатый микрофон органного типа.

Из рис. 3, *а* видно, что при постоянном значении параметра d ($d = 2,5$ см) для линейной группы микрофонов максимальная рабочая частота микрофона неизменна, а величина ИН растет с увеличением значения параметра n , причем при $n > 35$ прирост значения ИН становится не существенным и, в целом, имеет тенденцию к уменьшению.

Анализ характеристики микрофона органного типа показал те же свойства, однако замедление прироста значения ИН происходит при $n > 15 - 20$ (рис. 3, *б*).

В целом, характеристики линейной группы микрофонов лучше, как по максимальной рабочей частоте, так и по величине ИН по сравнению с микрофоном органного типа при одинаковых габаритных размерах.

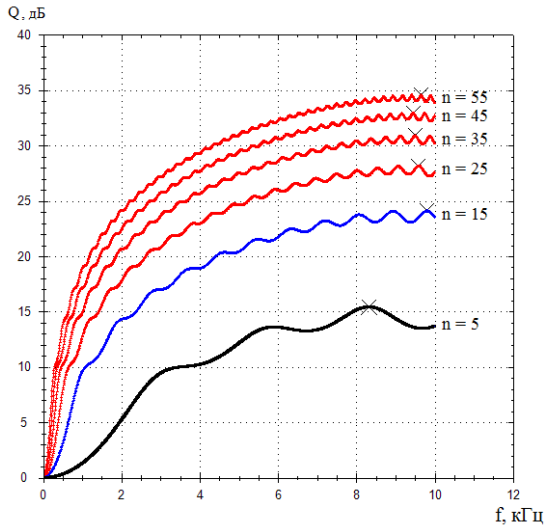
Для обоих типов микрофонов на максимальной рабочей частоте ИН практически не изменяется при постоянном количестве микрофонов (трубок) ($n = \text{const}$). При этом значение самой максимальной рабочей частоты изменяется. При $n = 60$ значение ИН для линейной группы микрофонов 35 дБ (рис. 3, *в*), а микрофона органного типа составило 20 дБ (рис. 3, *г*).

Для фиксированного значения размеров микрофона ($L = 1,2$ м) (рис. 3, *д, е*) изменялось расстояние между микрофонами (шаг приращения трубок) и количество микрофонов (трубок). При увеличении параметра n растет значение ИН, и уменьшается шаг приращения микрофона, что приводит к росту величины максимальной рабочей частоты. При уменьшении n и увеличении d показатели менялись противоположным образом – ИН уменьшался, и уменьшалось значение рабочей частоты.

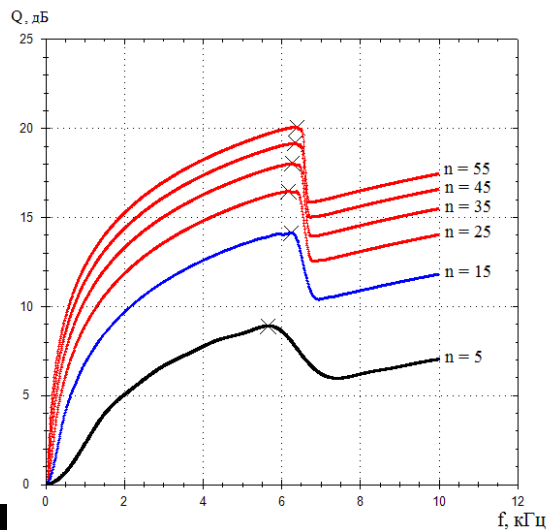
Анализ частотной зависимости ИН рефлекторного микрофона (рис. 4) позволяет сделать следующие выводы:

- индекс направленности рефлекторного микрофона имеет тенденцию увеличиваться с ростом частоты, что приводит к отсутствию ограничений по максимальной рабочей частоте;

$d = \text{const} = 25 \text{ мм}; n = \text{var}; L = (n-1)*d$

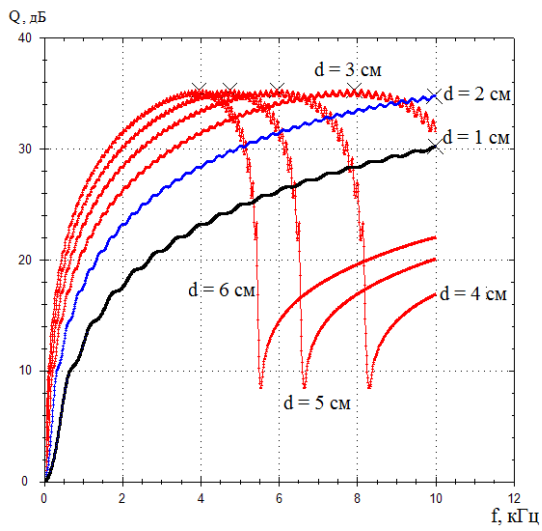


a

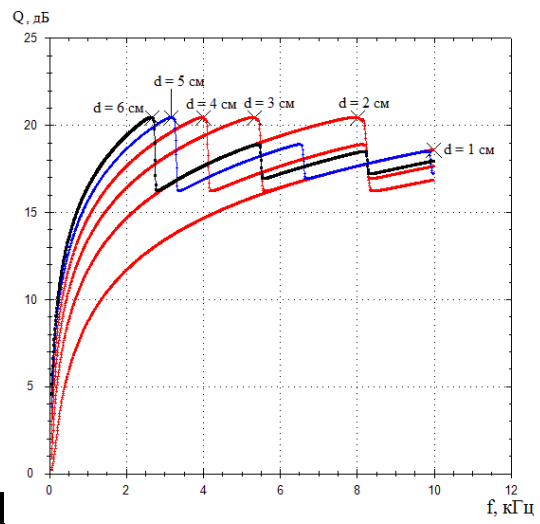


б

$n = \text{const} = 60; d = \text{var}; L = (n-1)*d$

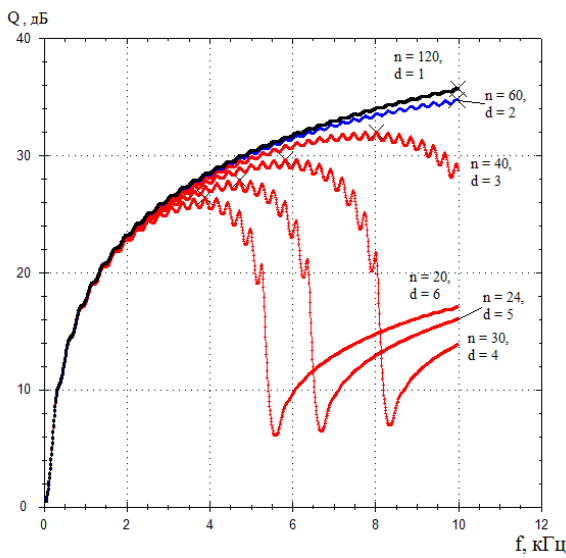


в

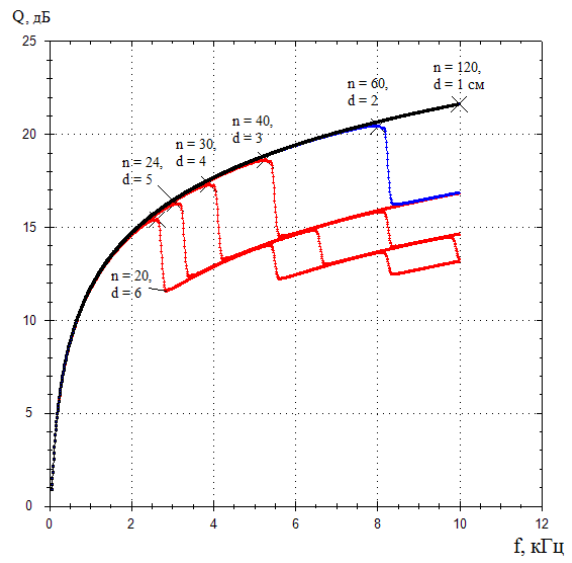


г

$L = \text{const} = 1200 \text{ мм}; d = \text{var}; d = L/(n-1); n = \text{var}; n = 1+L/d$



д



е

Рис. 3. Зависимости индекса направленности от частоты для различных параметров различных типов микрофонов

- рефлекторный микрофон имеет очень невысокий индекс направленности на низких частотах (до 1 кГц). В области низких частот градиент индекса направленности от частоты тем выше, чем больше диаметр параболоида.

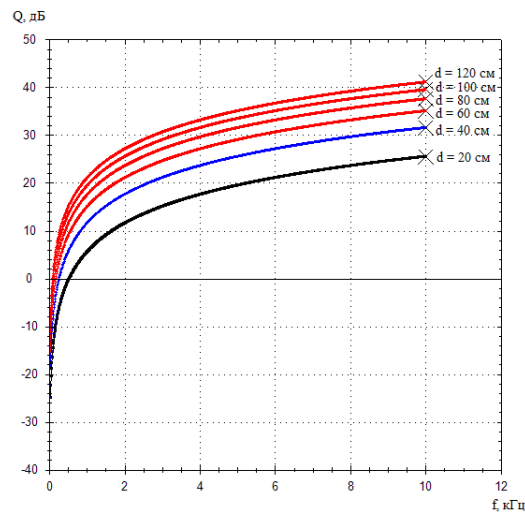


Рис. 4. Сравнение зависимостей ИН от частоты для различных значений параметра d параболического микрофона

1) Наилучшими показателями при одинаковых габаритных размерах обладают следующие микрофоны в порядке убывания: рефлекторный, линейная группа микрофонов и трубчатый микрофон органного типа.

2) Линейная группа микрофонов и трубчатые микрофоны органного типа обладают лучшими параметрами в области низких частот.

Выбор параметров микрофонов для практического использования

С целью определить параметры микрофона, наилучшим образом пригодного для проведения акустической разведки, были заданы ограничения по геометрическим размерам микрофона – 1,2 м и максимальной рабочей частоте – 5,6 кГц, т.к. в полосе частот до 5,6 кГц содержится 95 % энергии речевого сигнала.

Анализ параметров узконаправленных микрофонов показывает, что ИН определяется габаритными размерами микрофонов. Факторами, ограничивающими габаритные размеры, являются:

- ограничение размеров из-за удобства практического применения в реальных условиях;
- требование приближения формы фронта акустической волны к плоской, т.к. при длине группы, сравнимой с расстоянием приемника от источника звука, будут сказываться интерференционные явления из-за разности хода звуковых волн со сферическим фронтом от источника звука до отдельных микрофонов, входящих в состав группы [2].

Поэтому, задавшись габаритными размерами исходя из конкретных целей использования, по табл. 2 можно оценить реально достижимое значение ИН. На рис. 5 представлен набор семейств зависимостей ИН от частоты для рефлекторного микрофона (а), линейной группы микрофонов (б) и трубчатого микрофона органного типа (в), для четырех значений габаритных размеров акустических приемников.

Дальнейший выбор параметров микрофонов определяется необходимой максимальной рабочей частотой, которая может ограничиваться частотой от 3400 до 8 кГц. Величина f_{\max} определяет параметр d , который рассчитывается по формулам (12), (13). Параметр n может быть найден отношением габаритного размера микрофона и параметра d :

$$n = \frac{L}{d} \quad (5)$$

Таблица 2

	L = 30 см	L = 60 см	L = 90 см	L = 120 см
Линейная группа микрофонов	18,2 дБ	23,5 дБ	26,8 дБ	29 дБ
Трубчатый микрофон органного типа	12,6 дБ	15,8 дБ	17,7 дБ	19 дБ
Рефлекторный микрофон	24 дБ	30 дБ	33,6 дБ	36,1 дБ

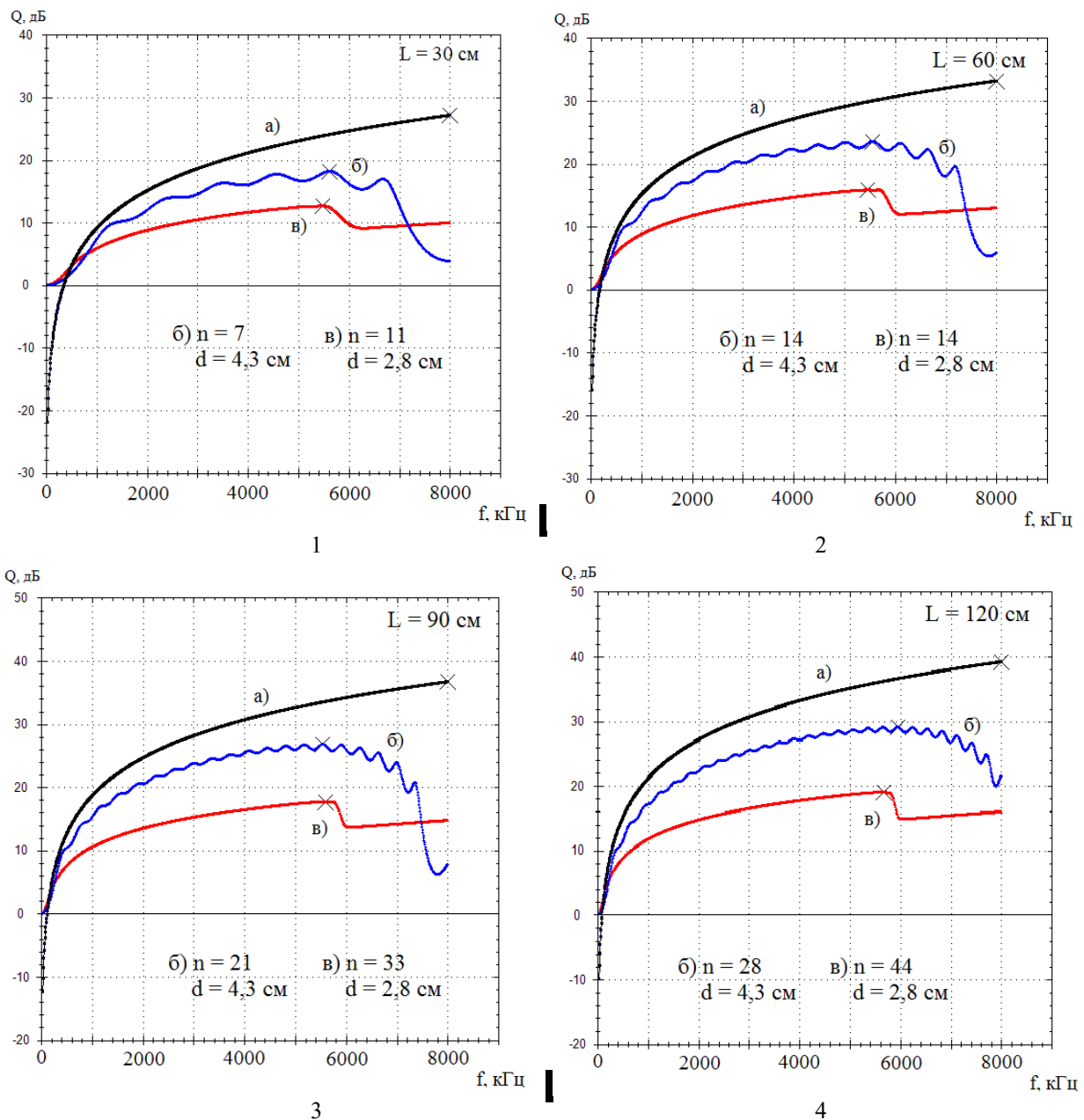


Рис. 5. Сравнение зависимостей индекса направленности от частоты для микрофонов с различными габаритными размерами: 30 см (1), 60 см (2), 90 см (3) и 120 см (4)

Для определения эффективности использования выбранного средства акустической разведки необходимо оценить разборчивость речи на выходе микрофона.

Анализ разборчивости речи может проводиться с использованием формантного метода [4]. Он заключается в разбиении всей анализируемой полосы частот на пять октавных полос.

Таблица 3

$f_0, Гц$	250	500	1000	2000	4000
$\Delta f, Гц$	180 – 355	355 – 710	710 – 1400	1400 – 2800	2800 – 5600

Первым шагом рассчитывается артикуляционная разборчивость, которая представляет собой сумму разборчивостей формант каждой полосы

$$A = \sum_{k=1}^K A_k = \sum_{k=1}^K p_k * P(E'_k), \quad (6)$$

где K – количество смежных полос, p_k – вероятность пребывания формант в k -й полосе частот; $P(E'_k)$ – коэффициент восприятия речи, иначе вероятность отсутствия маскировки речи шумом.

Вероятность пребывания формант в k -й полосе частот находится из разности

$$p_k = F_1(f_{вк}) - F_1(f_{нк}), \quad (7)$$

где $F_1(f_{нк})$ – функция распределения вероятностей формант, $f_{нк}$ – нижняя граничная частота полосы, $f_{вк}$ – верхняя граничная частота полосы.

Функция распределения вероятностей формант находится решением эмпирической формулы:

$$F(f) = \begin{cases} 2.57 * 10^{-8} * f^{2.4}, & 100 < f \leq 400 \text{ Гц} \\ 1 - 1.074 * \exp(-10^{-4} * f^{1.18}), & 400 < f \leq 10000 \text{ Гц} \end{cases} \quad (8)$$

Коэффициент восприятия речи рассчитывается по формуле

$$P(E'_k) = \begin{cases} \frac{0.78 + 5.46 * \exp[-4.3 * 10^{-3} * (27.3 - |E'_k|^2)]}{1 + 10^{0.1 * |E'_k|}}, & E'_k \leq 0 \\ 1 - \frac{0.78 + 5.46 * \exp[-4.3 * 10^{-3} * (27.3 - |E'_k|^2)]}{1 + 10^{0.1 * |E'_k|}}, & E'_k > 0 \end{cases}, \quad (9)$$

где $E'_k = E_k - \Delta B(f_{0k})$,

E_k – эффективный уровень ощущения формант в полосе частот; E_k – эффективный уровень ощущения речевого сигнала в полосе частот, в данном исследовании принимается равным зависимости ИН микрофона от частоты; $\Delta B(f_{0k})$ – разница между усредненным спектром речи и спектром формант, которая определяется из формулы

$$\Delta B(f) = \begin{cases} \frac{200}{f^{0.48}} - 0.37, & f \leq 1000 \text{ Гц} \\ 1.37 + \frac{1000}{f^{0.69}}, & f > 1000 \text{ Гц} \end{cases} \quad (10)$$

Словесную разборчивость вычисляют с помощью формантной:

$$W = \begin{cases} 1.54 * A^{0.25} * [1 - \exp(-11 * A)], & A < 0.15 \\ 1 - \exp\left(\frac{11 * A}{1 + 0.7 * A}\right), & A \geq 0.15 \end{cases} \quad (11)$$

Различные оценки по коэффициенту словесной разборчивости приведены в табл. 4 – 6.

Таблица 4

Оценка разборчивости

Неудовлетворительная				Приемлемая		Хорошая		Отличная		
0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1

Таблица 5

Речевая коммуникация										
Отсутствует			Норм.		Хорошая		Отличная			
0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1

Таблица 6

Секретность переговоров										
Надежная	Норм.	Неудовлетворительная			Отсутствует					
0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1

Результаты расчета разборчивости речи для микрофонов с реально достижимыми на практике параметрами (рис. 5), выбранными по описанной методике, не хуже 0,85-0,9.

Для проведения акустической разведки в целом и оценки разборчивости речи в частности важно правильно выбрать параметры микрофона, т.к. неправильные значения параметров приводят к резкому ухудшению коэффициента разборчивости речи. Например, трубчатый микрофон органного типа со значениями параметров $d = 3$ см, $n = 33$, $L = 99$ см и $f_{\max} = 5200$ Гц имеет коэффициент распознавания речи равный 0,15, что является неприемлемым для проведения акустической разведки в соответствии с табл. 4.

Выводы

1. Как показали расчеты, при использовании описанной методики выбора параметров узконаправленных микрофонов все виды микрофонов обладают речевой разборчивостью, достаточной для однозначного и безошибочного восприятия речевой информации.

2. У микрофона органного типа и линейной группы микрофонов параметр d определяет значение максимальной рабочей частоты, а параметр L – значение индекса направленности.

3. Максимальная рабочая частота узконаправленных микрофонов находится из формул [2]:

– трубчатый микрофон:

$$F_{\max_{\text{орг}}} \leq \frac{c}{2 \cdot d}, \quad (12)$$

– линейная группа микрофонов:

$$F_{\max_{\text{лин}}} \leq F_{\max_{\text{орг}}} * 1,5 \leq 1,5 * \left(\frac{c}{2 \cdot d}\right); \quad (13)$$

– у рефлекторного микрофона значение максимальной рабочей частоты не ограничено.

4. Параболический микрофон обладает очень малым ИН на низких частотах и не имеет ограничений по максимальной рабочей частотой.

5. Наилучшими показателями при одинаковых габаритных размерах обладают следующие микрофоны в порядке убывания: рефлекторный, линейная группа микрофонов и трубчатый микрофон органного типа.

Список литературы: 1. Абалмазов Э.И. Направленные микрофоны: мифы и реальность: <http://vrtp.ru/index.php?CODE=article&act=categories&article=165>. 2. Сапожков М.А. Электроакустика : учебник для вузов / В.К. Иоффе, Г.С. Гензель. – М. : Связь, 1978. – 272с. 3. Шифрин Я.С. Антенны. – Хпарьков : ВИРТА им. Л.А.Говорова, 1976. – С. 99. – 408 с. 4. Акустическая экспертиза каналов речевой коммуникации / Дидковский В. С., Дидковская М. В., Продеус А. Н. – Киев, 2008. – 420.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.03.2013

**ЭЛЕКТРОДИНАМИКА, АНТЕННЫ И МИКРОВОЛНОВЫЕ УСТРОЙСТВА, РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН
ELECTRODYNAMICS, ANTENNAS AND MICROWAVE DEVICES,
PROPAGATION OF RADIO WAVES**

УДК 621.396.67

Корреляционные характеристики поля антенны с круглой сфокусированной апертурой / В.В. Должиков // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 5 – 22.

Получены выражения для корреляционной функции комплексного поля, а также корреляционной и взаимной корреляционной функций амплитуды и фазы поля для произвольно расположенных точек наблюдения. Проведен детальный анализ корреляционных свойств поля в случае, когда точки наблюдения лежат на фокальной оси.

Ил. 8. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396.67

Кореляційні характеристики поля антени з круглою сфокусованою апертурою / В.В. Должиков // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 5 – 22.

Отримано вирази для кореляційної функції комплексного поля, в також кореляційної та взаємної кореляційної функцій амплітуди і фази поля для довільно розміщених точок спостереження. Проведено детальний аналіз кореляційних властивостей поля у випадку, коли точки спостереження лежать на фокальній осі.

Ил. 8. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.396.67

Correlation characteristics of the circular focused aperture field / V.V. Dolzhikov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 5 – 22.

Expressions for the correlation function of the complex field and correlation and mutual correlation functions of the amplitudes and phases of the field also for points of observation any way located are derived. The detailed analysis of correlation properties of the field of the circular focused aperture for the case when observation points lay on focal axis is carried out.

8 fig. Ref.: 7 items.

УДК 520.272.2: 621.396.677.3: 537.872

Взаимные связи между антеннами, используемыми в качестве элементов фазированной антенной решетки для радиотелескопа декаметрового диапазона волн / С.Н. Ерин, П.Л. Токарский // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 23 – 30.

Выполнен численный анализ взаимных сопротивлений между двумя проволочными дипольными антеннами сложной конфигурации, расположенных над поверхностью земли, которые используются для построения сверхширокополосной ФАР нового Украинского низкочастотного радиотелескопа ГУРТ. Все расчеты проводились методом электродинамического моделирования с привлечением известной программы NEC2, в основе которой лежит метод моментов. Результаты вычислений в виде зависимостей нормированных полного взаимного сопротивления и взаимного сопротивления излучения от расстояния между излучателями для разных частот в диапазоне от 10 МГц до 70 МГц представлены в графической форме. Показано, что в нижней половине этого диапазона частот поведение взаимных сопротивлений исследуемых излучателей с изменением частоты и расстояния практически неотличимо от поведения электрических диполей Герца. Результаты работы могут быть полезны для специалистов, занимающихся исследованием и проектированием широкополосных антенных решеток декаметрового диапазона волн.

Ил. 4. Библиогр.: 22 назв.

УДК 520.272.2: 621.396.677.3: 537.872

Взаємні зв'язки між антенами, що використовуються як елементи фазованої антенної решітки для радіотелескопу декаметрового діапазону хвиль / С.М. Єрін, П.Л. Токарський // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 23 – 30.

Проведено чисельний аналіз взаємних опорів між двома дротовими дипольними антенами складної конфігурації, розташованих над поверхнею землі, які використовуються для побудови надширококутної ФАР нового Українського низькочастотного радіотелескопа ГУРТ. Усі розрахунки виконувалися за методом електродинамічного моделювання із залученням відомої програми NEC2, в основі якої лежить метод моментів. Результати обчислень у вигляді залежностей нормованих повного взаємного опору й взаємного опору випромінювання від відстані між випромінювачами для різних частот у діапазоні від 10 до 70 МГц представлені в графічній формі. Показано, що в нижній половині цього діапазону частот поведінка взаємних опорів досліджуваних випромінювачів зі зміною частоти й відстані практично не відрізняється від поведінки

електричних диполів Герца. Результати роботи можуть бути корисними для фахівців, що займаються дослідженням і проектуванням ширококутних антенних решіток декаметрового діапазону хвиль.

Лл. 4. Бібліогр.: 22 назв.

UDC 520.272.2: 621.396.677.3: 537.872

Mutual couplings between antennas used as elements of a phased antenna array for the radio telescope of decimeter wave band / *S.N. Yerin, P.L. Tokarsky* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 23 – 30.

The numerical analysis of mutual impedances between two complex shaped wire dipole antennae placed over the ground surface that are used for ultra-wideband phased antenna array of new Ukrainian low-frequency radio telescope "GURT" is carried out. All calculations were performed with the help of electromagnetic modeling method using the familiar program NEC2, based on the method of moments. The results of calculations are presented in the graphical form in terms of distance between radiators dependencies of the normalized mutual impedance and mutual radiation resistance for different frequencies in the range of 10 – 70 MHz. It is shown that in the lower part of this range the behavior of the involved radiators' mutual impedances with frequency variations is practically indistinguishable from the electric Hertz dipoles behavior. The results of the work could be useful for engineers inquired into researches and design of wideband antenna arrays for decimeter wave range.

4 fig. Ref.: 22 items.

УДК 621.396.677.7

Многодиапазонные пирамидальные рупорные антенны с одинаковой шириной главного лепестка диаграммы направленности / *Н. Н. Горобец, А. А. Елизаренко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С.31 – 37.

Рассчитаны диаграммы направленности комплексированных многодиапазонных антенн в виде открытых концов квадратных волноводов и пирамидальных рупоров, вложенных друг в друга соосно. Для обеспечения работы в ортогональном линейно-поляризованном базисе каждый из частотных каналов возбуждается независимо прямоугольным волноводом стандартного поперечного сечения. Показано, что одинаковую ширину главного лепестка диаграммы направленности по каждому из частотных каналов можно реализовать при отношении рабочих длин волн соседних каналов больше 1,6. Экранировка середины раскрыва антенны излучателями высокочастотных каналов приводит к увеличению уровня боковых лепестков, причем тем большему, чем меньше отношение рабочих длин волн и ширина главного лепестка.

Ил. 6. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.396.677.7

Багатодіапазонні пірамідальні рупорні антени з однаковою шириною головної пелюстки діаграми спрямованості / *М. М. Горобець, А. О. Єлизаренко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 31 – 37.

Розраховані діаграми спрямованості комплексованих багатодіапазонних антен у вигляді відкритих кінців квадратних хвилеводів і пірамідальних рупорів, вкладених один в одного співвісно. Для забезпечення роботи в ортогональному лінійно-поляризованому базисі кожен з частотних каналів збуджується незалежно прямокутним хвилеводом стандартного поперечного перерізу. Показано, що однакову ширину головної пелюстки діаграми спрямованості по кожному з частотних каналів можна реалізувати при відношенні робочих довжин хвиль сусідніх каналів більшому 1,6. Екранування середини розкриву антени випромінювачами високочастотних каналів призводить до збільшення рівня бічних пелюсток, причому тим більше, чим менше відношення робочих довжин хвиль і ширина головної пелюстки.

Лл. 6. Бібліогр.: 2 назв.

UDC 621.396.677.7

Multiband pyramidal horn antennas with the same width of the main directional lobe / *N. N. Gorobets, A. A. Elizarenko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 31 – 37.

Patterns of the integrated multi-band antennas in the form of open ends square waveguides and pyramidal horns, nested alignment, are calculated. To ensure the operation in the orthogonal linearly-polarized basis each of frequency channels is initiated independently by the rectangular waveguide standard cross-section. It is shown that the same width of the main directional lobe for each frequency channels can be implemented with the relation of wavelength bands of the adjacent channels more of 1.6. Shielding of the center of the antenna aperture with the high-frequency channels radiators results in the increase in the side lobes level, and the more, the less the ratio of the operating wavelengths and width of the main lobe.

6 fig. Ref.: 2 items.

УДК 629.783:621.396.676(045)

Расчет антенной решетки спутниковых аэронавигационных систем / *В. А. Швец* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С.38 – 41.

Проведен расчет координат излучателей плоской антенной решетки для спутниковых аэронавигационных систем. Такие антенные решетки предлагается использовать для повышения помехоустойчивости, путем формирования нуля диаграммы направленности в направлении прихода помехи. В результате расчета определены оптимальные координаты излучателей антенной решетки.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр.: 2 назв.

УДК 629.783:621.396.676(045)

Розрахунок антенної решітки супутникових аеронавігаційних систем / В. А. Швець // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 38 – 41.

Проведений розрахунок координат випромінювачів плоскої антенної решітки для супутникових аеронавігаційних систем. Такі антенні решітки пропонується використовувати для підвищення завадостійкості, шляхом формування нуля діаграми спрямованості в напрямку приходу завади. В результаті розрахунку визначені оптимальні координати випромінювачів антенної решітки.

Табл. 1. Л. 3. Бібліогр.: 2 назв.

UDC 629.783:621.396.676(045)

Calculation of the array of satellite aeronautical systems / V. A. Shvets // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 38 – 41.

The coordinates of the flat antenna array emitters for satellite air navigation systems was carried out. It is offered to use such antenna arrays to improve noise immunity through creation of a zero pattern in the direction of an interference arrival. The optimum values of antenna array radiators coordinates were defined by calculation.

1 tab. 3 fig. Ref. 2 items.

УДК 621.396.67:621.314.6

Исследование приемно-выпрямительных элементов ректенн систем беспроводной передачи энергии к труднодоступным объектам / Д.В.Грецьких, А.В.Гомозов, Ш.Ф.А. Аль-Самарай, Д.Ю. Горелов, А.А. Сторожев // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 42 – 47.

Оценены потенциальные возможности приемно-выпрямительных элементов (ПВЭ) ректенн на диодах Шоттки. Предложена излучающая структура ПВЭ принимающая поле на ортогональных поляризациях, позволяющая увеличить удельную мощность постоянного тока, снимаемую с квадратного метра апертуры ректенны, уменьшить ее массогабаритные показатели и повысить надежность.

Ил. 7. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396.67:621.314.6

Дослідження приймально-випрямних елементів ректен систем бездротової передачі енергії до важкодоступних об'єктів / Д.В.Грецьких, А.В.Гомозов А.В., Ш.Ф.А. Аль-Самарай, Д.Ю. Горелов, А.О. Сторожев // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 42 – 47.

Оцінені потенційні можливості приймально-випрямних елементів (ПВЕ) ректенн на діодах Шоткі. Запропоновано випромінювальна структура ПВЕ, яка приймає поле на ортогональних поляризаціях, що дозволяє збільшити питому потужність постійного струму, що знімається з квадратного метра апертури ректенни, зменшити її масогабаритні показники і підвищити надійність.

Л. 7. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.396.67:621.314.6

Researches of receiving-rectifying elements of the rectennas for wireless power transmission systems to remote objects / Gretsikh D.V., Gomozov A.V., Sh.F.A. Al – Sammarai, D.Yu. Gorelov, A.A. Storogev // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 42 – 47.

Potential abilities of receiving-rectifying elements (RRE) of rectennas based on Schottky diodes are estimated. The emitting structure of RRE, which receives the field on orthogonal polarizations, making it possible to increase the direct-current specific power, collected from a square meter of the rectenna aperture, to decrease its weight and dimensions and increase its reliability is offered.

7 fig. Ref.: 7 items.

УДК 517.9:53

Конверсия ТЕМ-волны в высшие ТМ-волны на каскадах разнопериодных ленточных диафрагм / В.В. Щербак // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С.48 – 52.

Решена проблема оптимизации для эффективной передачи энергии ТЕМ-волны плоского волновода в высшую волну ($TM_n=TM_{n,0}$ либо $TE_n=TE_{n,0}$) на каскаде ленточных диафрагм. Или такая проблема строго решена для связи между двумя высшими волнами TM_n с различными индексами.

Ил. 7. Библиогр.: 6 назв.

УДК 517.9:53

Конверсія ТЕМ -хвилі у вищі ТМ-хвилі на каскадах різноперіодних стрічкових діафрагм / В.В. Щербак // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 48 – 52.

Вирішено проблему оптимізації для ефективної передачі енергії TEM - хвилі плоского хвилеводу у вищу хвилю ($TM_n=TM_{n,0}$ або $TE_n=TE_{n,0}$) на каскаді стрічкових діафрагм. Або така проблема строго вирішена для зв'язку між двома вищими хвилями TM_n із різними індексами.

Іл. 7. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 517.9:53

Conversion of the TEM -wave to higher TM –waves on a cascade of unequally-period strip diaphragms / V.V. Shcherbak V.V. // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 48 – 52

The optimization problem for efficient transmission of energy of TEM – wave of a planar waveguide to the higher wave ($TM_n=TM_{n,0}$ or $TE_n=TE_{n,0}$) on the cascade of strip diaphragms is solved. Such a problem is strictly solved for coupling between two higher waves TM_n with different indexes.

7 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.372.832.43

Исследование влияния отверстия в экранирующем слое на значение емкостей неоднородностей топологии в устройствах на связанных микрополосковых линиях / М.В. Мищенко, А.Ю. Фарафонов, С. Н. Романенко, Н.И. Фурманова // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 53 – 56.

Изложен метод определения емкостей неоднородностей устройств на микрополосковых линиях передач с отверстиями в экранирующем слое. Выявлена нецелесообразность использования существующих аналитических формул расчета емкости неоднородности для таких структур. Приведено сравнение значений емкостей неоднородностей микрополоскового направленного ответвителя с и без отверстия в экранирующем слое. Представлены результаты квазистатического расчета переходного ослабления, анализируемого устройства с учетом особенностей топологии. Достоверность результатов подтверждена результатами электромагнитного анализа исследуемой структуры в HFSS.

Табл. 1. Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.372.832.43

Дослідження впливу отвору в екрануючому шарі на значення ємностей неоднорідностей топології в пристроях на зв'язаних мікросмушкових лініях / М. В. Мищенко, О. Ю. Фарафонов, С. М. Романенко, Н. І. Фурманова // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 53 – 56.

Викладено метод визначення ємностей неоднорідностей пристроїв на мікросмушкових лініях передач з отворами в екрануючому шарі. Виявлена недоцільність використання існуючих аналітичних формул розрахунку ємностей неоднорідностей для таких структур. Проведено порівняння значень ємностей неоднорідностей мікросмушкового спрямованого відгалужувача з та без отвору в екрануючому шарі. Представлені результати квазистатичного розрахунку. Достовірність розрахунків підтверджена результатами електромагнітного аналізу структури, що досліджується в HFSS.

Табл. 1. Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

UDC 621.372.832.43

Investigation of the defected ground plane influence on the value of the discontinuity capacitance topology for coupled microstrip lines / M.Mishchenko, A.Farafonov, S.Romanenko, N.Furmanova // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 53 – 56.

The method for determining the discontinuity capacitance of devices realized on microstrip transmission lines with defected ground plane is presented. An undesirability to use the available analytical formulas for the discontinuity capacitance calculation of such structures was revealed. The comparison of the discontinuity capacitance values of the microstrip directional coupler with and without a hole in the ground plane was shown. The results of the quasi-static calculation of coupling factor were analyzed taking into account the features of the device topology. Reliability of calculations was confirmed by electromagnetic analysis of this structure in HFSS.

Tabl. 1. Fig. 2. Ref.: 5 items.

УДК 621.371.34

Структура зон многолучевости и каустик при распространении радиоволн за радиогоризонт / О.Л. Шиялева, В.А. Петров // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 57 – 62.

Рассматриваются причины возможных ошибок при расчетах множителя ослабления СВЧ поля за радиогоризонтом методом эквивалентных источников. Анализируется одна из причин расхождения расчетных и экспериментальных данных – появление каустик вблизи точки наблюдения поля. Путем построения и анализа волновых фронтов, лучей, зон многолучевости и каустик определены типы высотных профилей коэффициента преломления воздуха, для которых задача оценки поля упрощенным алгоритмом метода эквивалентных источников решается однозначно без учета каустических сдвигов фаз.

Ил.4. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.371.34

Структура зон багатопромінності і каустик при поширенні радіохвиль за радіогоризонт / *О.Л. Шияєва, В.А. Петров* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 57 – 62.

Розглядаються причини можливих помилок при розрахунках множника ослаблення НВЧ поля за радіогоризонтом методом еквівалентних джерел. Аналізується одна з причин розбіжності розрахункових і експериментальних даних – поява каустик поблизу точки спостереження поля. Шляхом побудови та аналізу хвильових фронтів, променів, зон багатопромінності та каустик визначено типи висотних профілів коефіцієнта заломлення повітря, для яких задача оцінки поля спрощеним алгоритмом метода еквівалентних джерел вирішується однозначно без урахування каустичних зсувів фаз.

Л. 4. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.371.34

Structure of multi rays regions and caustics at propagation beyond the radio horizon / *O.L. Shylyayeva, V.A. Petrov* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 57 – 62.

The reasons for possible errors in the UHF field attenuation factor calculation beyond the radio horizon using the method of equivalent sources are considered. One of the causes of discrepancies between the calculated and experimental data consists in the emergence of caustics near the field observation point is analyzed. The wave fronts, rays, multi rays regions and caustics for arbitrary height profiles of the refractive index of air are constructed and analyzed. The types of height profiles are identified, for which the problem of field estimation with the simplified algorithm of equivalent sources method have a single solution without caustic phase shifts.

4 fig. Ref.: 11 items.

УДК 551.501.8:621.396.96

Выбор модели изменения скорости звука для оптимального линейного фильтра систем радиоакустического зондирования атмосферы / *В.М. Карташов, Д.Н. Куля, М.В. Кушнир, Е.Г. Толстых* // Радіотехніка : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 63 – 68.

Рассматривается применение оптимальной линейной фильтрации в системах радио-акустического зондирования (РАЗ) атмосферы, которые предназначены для изучения процесса изменения скорости звука в атмосфере в зависимости от высоты. Особенностью линейного фильтра системы РАЗ является необходимость использования различных моделей изменения скорости звука в зависимости от состояния атмосферы. Приводятся примеры моделей изменения скорости звука, которые могут быть использованы для фильтрации результатов измерений системы РАЗ. Приводятся результаты фильтрации профилей скорости звука при использовании различных моделей изменения оцениваемого параметра. Задача статьи показать, что применение методов оптимальной линейной фильтрации позволит повысить качество информации, получаемой с помощью систем РАЗ.

Ил. 5. Библиогр.: 4 назв.

УДК 551.501.8:621.396.96

Вибір моделі зміни швидкості звуку для оптимального лінійного фільтра систем радіоакустичного зондування атмосфери / *В.М.Карташов, Д.М.Куля, М.В.Кушнір, Е.Г.Толстих* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 63 – 68.

Розглядається застосування оптимальної лінійної фільтрації в системах радіоакустичного зондування (РАЗ) атмосфери, які призначені для вивчення процесу зміни швидкості звуку в атмосфері залежно від висоти. Особливістю лінійного фільтра системи РАЗ є необхідність використання різних моделей зміни швидкості звуку залежно від стану атмосфери. Наводяться приклади моделей зміни швидкості звуку, які можуть бути використані для фільтрації результатів вимірювань системи РАЗ. Наводяться результати фільтрації профілів швидкості звуку при використанні різних моделей зміни оцінюваного параметра. Завдання статті показати, що застосування методів оптимальної лінійної фільтрації дозволить підвищити якість інформації, одержуваної за допомогою систем РАЗ.

Л. 5. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 551.501.8:621.396.96

Choice of the model of the sound velocity change for the optimal linear filter of the atmospheric radio acoustic sounding systems / *V.M.Kartashov, D.M.Kulia, M.V.Kushnir, E.G.Tolstyh* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 63 – 68.

The optimal linear filtering application to the atmospheric radio acoustic sounding (RAS) systems designed to study the process of sound speed variation in the atmosphere as a function of height is considered. The linear filter feature of the RAS systems is the need to use different sound speed variation models depending on the atmospheric conditions. The examples of the sound velocity change models, which can be used for filtering the RAS systems measurements results, are discussed. The results of sound speed profile filtering using various models of the estimated parameter change are presented. The purpose of the paper is to show that the optimal linear filtering algorithm use will improve the quality of the information obtained through the radio acoustic systems.

Fig. 5. Ref.: 4 items.

ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ
THEORY AND TECHNOLOGY OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS

УДК 621.396.96

Современное состояние и перспективы развития методов пространственной локализации объектов на основе технологий радиочастотной идентификации / Ю.Б. Гимплевич, Э.А. Левин, Д.А. Савочкин // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 69 – 80.

Исследован вопрос пространственной локализации объектов внутри помещений на основе *RFID*-технологий. Выполнена классификация видов измерительной информации, при обработке которой осуществляется локализация *RFID*-меток. Проведен аналитический обзор и классификация методов пространственной локализации. Выполнено сравнение методов локализации с позиций сложности их реализации и обеспечиваемой ими точности. Предложен вариант использования комбинированных методов с целью повышения точности локализации.

Табл. 2. Ил. 6. Библиогр.: 32 назв.

УДК 621.396.96

Сучасний стан та перспективи розвитку методів просторової локалізації об'єктів на основі технологій радіочастотної ідентифікації / Ю.Б. Гімплєвич, Е.О. Левін, Д.О. Савочкин // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 69 – 80.

Проведено дослідження питання просторової локалізації об'єктів усередині приміщень на основі *RFID*-технологій. Виконана класифікація видів вимірювальної інформації, при обробці якої здійснюється локалізація *RFID*-міток. Проведено аналітичний огляд і класифікацію методів просторової локалізації. Виконано порівняння методів локалізації з позицій складності їх реалізації і забезпечуваної ними точності. Запропоновано варіант використання комбінованих методів з метою підвищення точності локалізації.

Табл. 2. Іл. 6. Бібліогр.: 32 назв.

UDC 621.396.96

Current state and development prospects of spatial object localization methods based on technologies of radio frequency identification / Yu.B. Gimpilevich, E.A. Levin, D.A. Savochkin // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 69 – 80.

The analysis of the spatial objects localization methods for indoor use based on RFID technologies is presented. Classification of types of measurement information used for RFID tags localization is performed. Analytical review and classification of spatial localization methods are carried out. A comparison of localization methods in the terms of the implementation complexity and providing accuracy is performed. A possibility of using combinational methods to improve the localization accuracy is proposed.

2 tab. 6 fig. Ref.: 32 items.

УДК 621.396.96

Экспериментальные исследования потенциальной точности сличения шкал времени с применением сигналов системы SBAS / Ю.А. Коваль, В.Ю. Приймак, А.А. Костыря, Б.А. Ал-Твежри, А.Ф. Хуссейн // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С.81 – 87.

Рассмотрено современное состояние сличения эталонов времени и частоты пассивным методом с применением алгоритма общего охвата (АОО). Проведены экспериментальные оценки потенциальной возможности сличения с применением в этом алгоритме сигналов системы SBAS.

Ил. 16. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.396.96

Експериментальні дослідження потенційної точності звірення шкал часу із застосуванням сигналів системи SBAS / Ю.О. Коваль, В. Ю. Приймак, О.О. Костиця, Б.А. Ал-Твежри, А.Ф. Хуссейн // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 81 – 87.

Розглянуто сучасний стан звірення еталонів часу і частоти пасивним методом із застосуванням алгоритму загального обхвату (АЗО). Проведено експериментальні оцінки потенційної можливості звірення з живанням в цьому алгоритмі сигналів системи SBAS.

Іл. 16. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.396.96

Experimental research into potential exactness of time-scales collation using of the SBAS system signals / Y. Koval, V. Pryimak, A. Kostyrya, B. Al-Tvezhri, A. Khusseyin // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 81 – 87.

The modern state of collation of time and frequency standards is considered using a passive method with the algorithm of general scope. The experimental estimations of potential possibility of collation are conducted with application of the SBAS system signals in this algorithm.

16 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.371.96

Применение интерполирующих алгоритмов для получения оценок сдвига шкал эталонов времени и частоты при синхронизации по общему источнику сигналов / А. А. Костыря, С.А. Плехно, В.Н. Науменко, А.А. Сомов, Х.Х. Асаад // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 88 – 95.

Статья посвящена выбору и реализации алгоритмов обработки массивов дискретных значений взаимокорреляционной функции сигналов в системе синхронизации времени и частоты с использованием общего источника излучений. Анализируемым информативным параметром является временное положение максимума функции взаимной корреляции сигналов общего источника, принятых в ведущем и ведомом пунктах. Алгоритмы включают восстановление функции по ее дискретным значениям, определение максимального значения и его временного положения, а также статистическую обработку результатов единичных измерений. Рассмотрен и реализован один из эволюционных алгоритмов поиска экстремума функции – алгоритм пчелиного роя. Путем моделирования оценена вычислительная погрешность на этапе статистической обработки результатов измерений.

Ил. 11. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.371.96

Застосування алгоритмів інтерполяції для отримання оцінки зсуву шкал еталонів часу та частоти при синхронізації по спільному джерелу сигналів / О. О. Костиря, С.О. Плехно, В.М. Науменко, О.А. Сомов, Х.Х. Асаад // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 88 – 95.

Стаття присвячена вибору та реалізації алгоритмів обробки масивів дискретних значень взаємнокореляційної функції сигналів у системі синхронізації часу і частоти з використанням спільного джерела випромінювань. Інформативним параметром, що аналізується, є часове положення максимуму функції взаємної кореляції сигналів спільного джерела, прийнятих у головному і підлеглому пунктах. Алгоритми включають відновлення функції за її дискретними значеннями, визначення максимального значення і його часового положення, а також статистичну обробку результатів одиничних вимірів. Розглянуто та реалізовано один з еволюційних алгоритмів пошуку екстремуму функції – алгоритм бджолиного рою. Шляхом моделювання оцінена обчислювальна похибка на етапі статистичної обробки результатів вимірів.

Ил. 11. Библиогр.: 11 назв.

UDC 621.371.96

Application of the interpolation algorithms to the shift count scales of time and frequency synchronization signal from the general source / A. A. Kostyria, S.A. Plehno, V.N. Naumenko, A.A. Somov, Khalid-H-Asaad // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 88 – 95.

Selection and implementation of algorithms for processing arrays of discrete values of the cross-correlation function of signals in the time and frequency synchronization system using the general radiation source are considered. The informative parameter being analyzed is the temporary location of the function maximum of the cross-correlation of the common generator source signals received in the master and slave points. The algorithms include restoration of the function by its discrete values, estimation of the maximum value and its time position, and the statistical analysis of the individual measurements results. One of the evolutionary algorithms search function extremes – the bee algorithm is considered and implemented. The computational error is estimated at the stage of statistical analysis of the results of measurements through modeling.

11 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.396.96

Анализ погрешностей и неопределенностей системы позиционирования с ультразвуковым измерительным и электромагнитным информационным каналами / В. А. Ливнов, Ю. А. Коваль // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 96 – 100.

Определены источники погрешностей системы ультразвукового локального позиционирования, выделены наиболее существенные из них, оценено их влияние на точность определения координат объектов.

Оценивается влияние следующих погрешностей на точность определения координат системой: непостоянство скорости звука, шумы в звуковом канале, а также шумы, вносимые самим приёмным устройством; узкополосность приёмника ультразвука, многолучёвость, неточности синхронизации и расчётов, а также динамические погрешности. Систематизированы все погрешности, указаны источники неопределённости системы.

Ил. 4. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.96

Аналіз похибок і невизначеностей системи позиціонування з ультразвуковим вимірювальним та електромагнітним інформаційним каналами / В.А. Лівнов, Ю. А. Коваль // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 96 – 100.

Визначені джерела похибок системи ультразвукового локального позиціонування, виділені найбільш істотні з них, оцінений їх вплив на точність визначення координат об'єктів.

Оцінюється вплив наступних похибок на точність визначення координат системою: непостійність швидкості звуку, шуми в звуковому каналі, а також шуми, що вносяться самим приймачем; вузька смуга

приймача ультразвуку, багатопроменевість, неточності синхронізації і розрахунків, а також динамічні похибки. Виконана систематизація всіх похибок вказані джерела невизначеностей системи.

Лл. 4. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396.96

Analysis of errors and uncertainties of the positioning system with ultrasonic measuring and electromagnetic information channels / V.A. Livnov, U.A. Koval // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 96 – 100.

The sources of error of ultrasonic local positioning system are defined, the most essential of them are singled out, their impact on the accuracy of the coordinates of the objects is estimated.

The impact of the following errors on the accuracy of the coordinate system is estimated: variability of speed of sound, the noise in the audio channel, and the noise introduced by the receiver, narrowband ultrasonic receiver, multipath, synchronization errors and calculations, and dynamic errors. Systematization of all the errors is carried out, the sources of uncertainty of the system are indicated.

4 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396

Методика оцінювання ефективності функціонування системи моніторингу загальних користувачів радіочастотного ресурсу на основі просторово-частотно-часового підходу. Частина 2 / Н.М. Калюжний, А.М. Попов, В.А. Ковшар // Радиотехніка : Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 101 – 109.

Рассматривается методический аппарат оценивания эффективности функционирования системы радиочастотного мониторинга по решению основных задач радиоконтроля, разработанный на основе предложенного просторово-частотно-временного подхода. Обосновывается методика и математический аппарат оценивания эффективности выполнения задач радиочастотного мониторинга: контроля полос частот, выявления незаконно действующих передатчиков и выявления источников помех. Приводятся конкретные результаты расчета и их анализ на примере Киевской региональной подсистемы радиочастотного мониторинга. Представляются математический аппарат и интегральные показатели оценивания общей эффективности национальных систем радиочастотного мониторинга. Кратко рассматриваются возможности программной реализации разработанного математического аппарата.

Илл. 11. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.396

Методика оцінювання ефективності функціонування системи моніторингу загальних користувачів радіочастотного ресурсу на основі просторово-частотно-часового підходу. Частина 2 / М.М. Калюжний, О.М. Попов, В.О. Ковшар // Радиотехніка : Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 101 – 109.

Розглядається методичний апарат оцінювання ефективності функціонування системи радіочастотного моніторингу при вирішенні основних завдань радіоконтролю, розроблений на основі запропонованого просторово-частотно-часового підходу. Обґрунтовується методика і математичний апарат оцінювання ефективності виконання завдань радіочастотного моніторингу: контролю смуг частот, виявлення незаконно діючих передавачів і виявлення джерел завад. Придставляються конкретні результати розрахунку та їх аналізу на прикладі Київської регіональної підсистеми національної системи радіочастотного моніторингу. Наводяться інтегральні показники і математичний апарат оцінювання загальної ефективності національних систем радіочастотного моніторингу. Коротко розглядаються можливості програмної реалізації розробленого математичного апарату.

Лл. 11. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.396

Methods for evaluation of efficiency of the monitoring system functioning of general users of radio frequency resource based on the space-time-frequency approach. Part 2 / N.M. Kalyuzhny, A.M. Popov, V.A. Kovshar // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 101 – 109.

The methodical apparatus is considered to evaluate efficiency of the radio frequency monitoring system functioning to address the main radio monitoring tasks, developed on the basis of the proposed space-time-frequency approach. The methodology and mathematical tools are substantiated to estimate efficiency of the spectrum monitoring tasks: the frequency bands control, identification of illegally operating transmitters and identification of interference sources. The calculation results are given and analyzed on the example of the Kiev regional subsystem of radio frequency monitoring. The integral indicators and mathematical tools of the general effectiveness evaluation of national radio-frequency monitoring systems are given. The results of the software implementation of the proposed mathematical apparatus are briefly outlined.

11 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.391

Цифровая метеорная система передачи информации. Подгонка модели / *А.В. Воргуль, Ю.Х. Сулейман* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 110 – 121.

Рассмотрены основные составные части структурной схемы современной цифровой метеорной системы передачи информации. Выполнен обзор методов для каждой из подсистем с точки зрения системы в целом. Получены общие оценки качества метеорной системы передачи информации с помощью метода имитационного компьютерного моделирования.

Библиогр.: 15 назв.

УДК 621.391

Цифрова метеорна система передачі інформації. Підгонка моделі / *О.В. Воргуль, Ю.Х. Сулейман* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 110 – 121.

Розглянуто основні складові частини структурної схеми сучасної цифрової метеорної системи передачі інформації. Виконано огляд методів для кожної з підсистем з точки зору системи в цілому. Отримано загальні оцінки якості метеорної системи передачі інформації за допомогою методу імітаційного комп'ютерного моделювання.

Бібліогр.: 15 назв.

UDC 621.391

Digital meteor data communication system. Fitting of the model / *A. Vorgul, Yu. Sulaiman* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 110 – 121.

The main components of the block diagram of a modern digital meteor data communication system are considered. A review of methods for each of the subsystems from the viewpoint of the overall system is performed. General assessments of the meteor data communication system quality are obtained by computer simulation.

Ref.: 15 items.

УДК 621.391.7

Оценка эффективности работы механизма адаптации на основе метрики PSNR беспроводной системы WiMAX в многолучевых каналах связи / *А.В. Ивженко, А.И. Цопа* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 122 – 130.

Рассмотрен способ адаптации беспроводной системы связи WiMAX на основе метрики PSNR в многоканальных каналах связи. Описаны методика проведения моделирования для имитации характеристик канала, а также методика обработки полученных результатов. Приведены зависимости и сравнительные характеристики метрик оценки качества BER от SNR и PSNR SNR.

Табл. 1. Ил. 8. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.391.7

Оцінка ефективності роботи механізму адаптації на основі метрики PSNR у бездротовій системі WiMAX в багатопроменевих каналах зв'язку / *О.В. Івженко, О.І. Цопа* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 122 – 130.

Розглянуто спосіб адаптації бездротової системи зв'язку WiMAX на основі метрики PSNR в багатоканальних каналах зв'язку. Описано методіку проведення моделювання для імітації характеристик каналу, а також методіку обробки отриманих результатів. Наведено залежності і порівняльні характеристики метрик оцінки якості BER від SNR і PSNR SNR.

Табл. 1. Іл. 8. Бібліогр.: 12 назви.

UDC 621.391.7

Evaluation of efficiency of the adaptation mechanism based on the metrics of the PSNR wireless system WiMAX / *O. Ivzhenko, O. Tsopa* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 122 – 130.

The method for adaptation of the wireless communication system WiMAX based on the PSNR metric in in multiband communication channels is considered. The methodology of carrying modeling for the channel characteristics simulation, and the methods for processing results are described. The dependences and comparative performance of quality evaluation metrics of the BER and SNR, PSNR SNR are given.

1 tab. 8 fig. Ref.: 12 items.

УДК 621.396

Сравнение технологий беспроводного доступа WiMAX и LTE / *Х. Д. Ал-Джанаби, Н. Т. Насиф, В.С.Вовченко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 131 – 136.

Рассматриваются достоинства и перспективы развития технологии LTE. Эффективность решений новой технологии иллюстрируется путем ее сравнения с системой WiMAX.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.396

Порівняння технологій безпроводного доступу WiMAX і LTE / Х. Д. Ал-Джанабі, Н. Т. Насіф, В.С. Вовченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 131 – 136.

Розглянуто позитивні якості та перспективи розвитку технології LTE. Ефективність рішень нової технології проілюстровано за допомогою її порівняння з системою WiMAX.

Табл. 1. Іл. 4. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.396

Comparison of WiMAX and LTE wireless access technologies / H.D. Al-Janabi, N. T. Nasif, V.S. Vovchenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 131 – 136.

The advantages and prospects of development of the LTE technology are considered. The effectiveness of solutions of the new technology is illustrated through its comparison with the WiMAX system.

1 tab. 4 fig. Ref.: 11 items.

УДК 528.48

Формирование корректировочных поправок для лазерного измерителя расстояний / В.С. Тюрин, С.В.Тюрин, И.С.Морозов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 137 – 144.

Рассматриваются проблемы обеспечения высокой точности лазерных измерителей расстояния при наличии существенных флуктуаций амплитуды и искажений формы принимаемых сигналов в условиях динамических изменений пространственного положения протяженных объектов с локально неоднородной неплоской поверхностью, а также вариаций уровня фонового излучения.

Ил.3. Библиогр.: 9 назв.

УДК 528.48

Формування коректувальних поправок для лазерного вимірювача відстаней. / В.С. Тюрін, С.В.Тюрін, І.С.Морозов. // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип.173. – С. 137 – 144.

Розглядаються проблеми забезпечення високої точності лазерних вимірювачей відстані при наявності суттєвих флуктуацій амплітуди і спотворень форми приймальних сигналів в умовах динамічних змін просторового положення протяжних об'єктів з локально неоднорідною неплоскою поверхнею, а також варіацій рівня фонового випромінювання.

Іл.3. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 528.48

Forming of corrective proofs for laser distance meter / V.S. Tyurin, S.V. Tyurin, I.S.Morozov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 137 – 144.

The problems of correction for high accuracy achievement of laser distance meter in the presence of amplitude fluctuations and distortions of the received pulse's forms in conditions of dynamically changing spatial position of the extensive objects with the heterogeneous not flat surface and variation of the background radiation level are considered.

3 Fig. Ref.: 9 items.

УДК 528.2:629.78

Оценка и интерполяция зенитных тропосферных задержек с использованием ГНСС-наблюдений сети референционных станций / Е.А. Бессонов, И.В. Діцький // Радиотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С.145 – 152.

Предложена преобразованная функциональная модель зенитных тропосферных задержек и разработаны алгоритмы их оценки по фазовым ГНСС-наблюдениям и сетевой интерполяции с учетом перепадов высот станций и приемников потребителей. Представлены результаты экспериментальной верификации разработанных алгоритмов. Показано, что при реализации режима дифференциальных координатных определений выигрыш в точности оценки высотной составляющей с использованием оцененных параметров, составляет 20%-90% в зависимости от активности и сезонных изменений в тропосфере.

Табл.: 1. Ил. 4. Библиогр.: 7 назв.

УДК 528.2:629.78

Оцінка й інтерполяція зенітних тропосферних затримок з використанням ГНСС-спостережень мережі референційних станцій / Є.А. Безсонов, І.В. Діцький // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 145 – 152.

Запропоновано перетворену функціональну модель зенітних тропосферних затримок та розроблені алгоритми їхньої оцінки по фазовим ГНСС-спостереженням і мережевої інтерполяції з урахуванням перепадів висот станцій і приймачів споживачів. Представлено результати експериментальної верифікації розроблених алгоритмів. Показано, що при реалізації режиму диференціальних координатних визначень вииграш у точності оцінки висотної складової з використанням оцінених параметрів, складає 20 – 90% залежно від активності й сезонних змін у тропосфері.

Табл. 1. Іл. 4. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 528.2:629.78

Estimation and interpolation of zenith tropospheric delay with the use of GNSS observations reference network / *E.A.Bessonov, I.V. Ditskiy* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 145 – 152.

Transformed functional model of the zenith tropospheric delay and the algorithms of their estimates with phase GNSS observations and network interpolation with due regard for height differences between stations and rovers are proposed. The results of the experimental verification of the developed algorithms are given. Показано, что при реализации режима дифференциальных координатных определений выигрыш в точности оценки высотной составляющей с использованием оцененных параметров, составляет 20%-90% в зависимости от активности и сезонных изменений в тропосфере.

It is shown that the implementation of the differential coordinate definitions mode the increase in the altitude accuracy with the use of the estimated parameters is 20% -90% depending on the activity and seasonal changes in the troposphere.

1 Tab. 4 Fig. 7. Items.

УДК 621.396.96

Результаты радиолокационных исследований метеорной активности по сигналам телевизионного вещания / *А.Н. Олейников, Ю.В. Лыков, А.И. Шкарлет, Р.К. Стародубов* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 153 – 157.

Приведены результаты экспериментальных исследований метеорной активности за 2010 и 2011 гг. измерительным комплексом, использующим в качестве источника зондирующего излучения аналоговые ТВ сигналы. Выявлены метеорные потоки, которые совпадают по срокам с календарем метеорных потоков Международной метеорной организации ИМО. Получены такие статистические данные метеорной активности, как среднесуточная и среднечасовая численность метеорных отражений, распределение метеорных отражений по длительности и по амплитуде, а также рассчитаны годовые вариации коэффициента заполнения метеорного канала связи.

Ил.6. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.396.96

Результати радіолокаційних досліджень метеорної активності за сигналами телевізійного мовлення / *А.Н. Олейніков, Ю.В. Ликов, А.І. Шкарлет, Р.К. Стародубов* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 153 – 157.

Наведено результати експериментальних досліджень метеорної активності за 2010 та 2011 р.р. вимірвальним комплексом, що використовує у якості джерела зондуючого випромінювання аналогові ТВ сигнали. Виявлені метеорні потоки, що співпадають за термінами з календарем метеорних потоків Міжнародної метеорної організації ІМО. Отримані такі статистичні дані метеорної активності, як середньодобова та середньочасова чисельність метеорних відбиттів, розподіл метеорних відбиттів за тривалістю та амплітудою, а також розраховані річні варіації коефіцієнта заповнення метеорного каналу зв'язку.

Л.6. Библиогр.: 2 назви.

UDC 621.396.96

Results of radiolocation investigations of meteor activity using television broadcasting signals / *A.N. Oleynikov, Y.V. Lykov, A.I. Shkarlet, R.K.Starodubov* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 153 – 157.

The results of experimental investigations of meteor activity within 2010 and 2011 with the measuring complex, which uses analog TV signals as a source of probing radiation, are given. Identified meteor showers that coincide with the calendar of meteor showers of the International Meteor Organization (IMO) are revealed. Such statistical data of meteor activity as the average daily and hourly number of meteor reflections, the distribution of meteor reflections on duration and amplitude, and a fill factor of the meteor communication channel were obtained.

6 fig. Ref.: 2 items.

УДК: 681.128.82

Акустический уровнемер с высокой разрешающей способностью для контроля жидких сред / *Б.В. Жуков, А.В. Одновол* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 158 – 163.

Рассмотрены особенности функционирования приемо-передатчиков с плоской акустической волной уровнемера ЗОНД-3М. Приведены оценка максимальной разрешающей способности приемо-передатчиков и пути модернизации уровнемера для её достижения. Представлены результаты экспериментов, подтверждающих разрешающую способность менее 1мм.

Ил. 7. Библиогр.: 6 назв.

УДК: 681.128.82

Акустичний рівнемір з високою роздільною здатністю для контролю рідких середовищ / *Б.В. Жуков, А.В. Одновол* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 158 – 163.

Розглянуто особливості функціонування прийомо-передавачів з плоскою акустичною хвилею рівнеміра ЗОНД-3М. Наведені оцінка максимальної роздільної здатності прийомо-передавачів та шляхи модернізації рівнеміра для її досягнення. Наведені результати експериментів, що підтверджують роздільну здатність менш ніж 1мм.

Іл. 7. Бібліогр.: 6 назв.

UDC: 681.128.82

Acoustic level meter with a high resolving power for the liquid media control / *B.V. Zhukov, A.V. Odnovol* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 158 – 163.

Рассмотрены особенности функционирования приемо-передатчиков с плоской акустической волной уровня немера ЗОНД-3М. Приведены оценка максимальной разрешающей способности приемо-передатчиков и пути модернизации уровня немера для её достижения. Представлены результаты экспериментов, подтверждающих разрешающую способность менее 1мм.

The features of functioning of transceivers with a plane acoustic wave of the level meter ZOND-3M are considered. The estimate of the maximum resolution of the level and ways of modernization level meter for its achievement are given. The experimental results, which confirm that the resolution of the level of less than 1mm, are presented.

7 fig. Ref.: 6 items.

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ SIGNAL PROCESSING

УДК 621.391

Селекция и распознавание заданных случайных сигналов / *В.М. Безрук* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 164 – 170.

Рассматриваются некоторые практические особенности методов распознавания случайных сигналов для нетрадиционных случаев, когда на распознавание наряду с сигналами, заданные в вероятностном смысле, представляются сигналы с неизвестными вероятностными характеристиками. Отличительной особенностью настоящей работы также является то, что рассматривается решение задачи распознавания с использованием методов, основанных на разных вероятностных моделях в виде авторегрессионных процессов, смесей распределений, ортогональных разложений случайных сигналов. Приводятся результаты решения разных прикладных задач распознавания в области радиолокации, автоматического радиомониторинга, медицинской диагностики.

Іл. 7. Бібліогр.: 14 назв.

УДК 621.391

Селекция і розпізнавання заданих випадкових сигналів / *В.М. Безрук* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вып. 173. – С. 164 – 170.

Розглядаються деякі практичні особливості методів розпізнавання випадкових сигналів для нетрадиційних випадків, коли на розпізнавання наряду з сигналами, заданими у ймовірнісному розумінні, представляються сигнали з невідомими ймовірнісними характеристиками. Відмінною особливістю даної роботи також є те, що розглядається вирішення задачі розпізнавання з використанням методів, заснованих на різних ймовірнісних моделях у вигляді авторегресійних процесів, сумішей розподілів, ортогональних розкладів випадкових сигналів. Наводяться результати вирішення різних прикладних задач розпізнавання у галузі радіолокації, автоматизованого радіомоніторингу, медичної діагностики.

Іл. 7. Бібліогр.: 14 назв.

UDC 621.391

Selection and recognition of predetermined random signals / *V.M. Bezruk* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 164 – 170.

Some practical peculiarities of random signals recognition methods are considered for non-traditional cases when the signals with unknown probabilistic characteristics are presented for recognition along with the signals predetermined in a probabilistic sense. The distinctive peculiarities of the present work is that it considers the solution of the signals recognition problem using the methods based on different probabilistic models in the form of auto regression processes, mixtures of standard distributions, expansions in orthogonal functions of random signals. The results of different applied recognition problems solution in the field of the radar, automated radio monitoring and medical diagnostic are considered.

7 fig. Ref.: 14 items.

УДК 621.391:519.2

Решающая статистика обнаружения сигналов с неизвестной начальной фазой при использовании стохастических зондирующих радиосигналов / *А. А. Могила, Г. И. Хлопов* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вып. 173. – С. 171 – 182.

Получена структура обнаружителя радиолокационных отражений при распространении радиоволн, как в обычной линейной, так и в диспергирующей средах при использовании стохастических зондирующих радио-

сигналов. Анализ проведен как для одно- так и для многопозиционных радиолокационных систем, когда отраженный и опорный сигналы когерентны, а также при частичном или полном нарушении этой когерентности.

Ил. 6. Библиогр.: 19 назв.

УДК 621.391:519.2

Вирішальна статистика виявлення сигналів з невідомою початковою фазою при використанні стохастичних зондувальних радіосигналів / *A. A. Mogyla, G. I. Khlopov* // *Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* – 2013. – Вип. 173. – С. 171 – 182.

Отримана структура виявляча радіолокаційних відбиттів при розповсюдженні радіохвиль, як у звичайному лінійному, так і у диспергуючому середовищах при використанні стохастичних зондувальних радіосигналів. Аналіз проведено як для одно- так і для багатопозиційних радіолокаційних систем, коли відбитий та опорний сигнали когерентні, а також при частковому або повному порушенні цієї когерентності.

Л. 6. Бібліогр.: 19 назв.

UDC 621.391:519.2

Solving statistics of signals detection with unknown initial phase when using random sounding radio-frequency signals / *A. A. Mogyla, G. I. Khlopov* // *Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* – 2013. – №173. – P. 171 – 182.

The structure of the radar reflections detector at radio waves propagation, both in the ordinary linear and dispersion media when using stochastic soundings radio-frequency signals was obtained. The analysis as carried out both for mono- and for multipositional radar systems, when reflected and reference signals were coherent, and at partial or complete violation of this coherence.

6 fig. Ref.: 19 items.

УДК 621.396.96: 551.501.815

Обнаружение узкополосных сигналов / *А.И.Литвин-Попович* // *Радіотехніка : Всеукр. межвед. науч.-техн. зб.* – 2013. – Вип. 173. – С. 183 – 188.

Рассмотрен метод обнаружения узкополосных сигналов с неизвестной центральной частотой, основанный на процедуре преобразования Фурье. Показано, что для данного класса сигналов обеспечиваются характеристики обнаружения, сопоставимые с характеристиками для многоканального корреляционного приёмника, при существенно меньших вычислительных затратах.

Ил. 8. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.96: 551.501.815

Виявлення вузькосмугових сигналів / *А.І.Литвин-Попович* // *Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* – 2013. – Вип. 173. – С. 183 – 188.

Розглянуто метод виявлення вузькосмугових сигналів з невідомою центральною частотою, оснований на методі перетворення Фур'є. Показано, що для даного класу сигналів забезпечуються характеристики виявлення, що відповідають характеристикам для багатоканального кореляційного приймача, при суттєво менших витратах обчислювальних ресурсів.

Л. 8. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396.96: 551.501.815

Narrowband signals detection / *A.I. Lytvyn-Popovych* // *Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* – 2013. – №173. – P. 183 – 188.

Method for narrowband signals detection has been discussed based on Fourier transform. It is shown, that for a narrowband signals with unknown central frequency this method gives detection characteristics identical to the multichannel correlation receiver, when requiring significantly less computing power.

8 fig. Ref.: 6 items.

ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИИ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ INFORMATION SECURITY IN RADIO ENGINEERING AND TELECOMMUNICATION SYSTEMS

УДК 681.3.06

Высокоскоростное универсальное хеширование по алгебраическим кривым / *Г.З. Халимов* // *Радіотехніка : Всеукр. межвед. науч.-техн. зб.* – 2013. – Вип. 173. – С. 189 – 194.

Получены оценки сложности универсального хеширования по наилучшим алгебраическим кривым с большим числом точек. Представлены результаты универсального хеширования по алгебраическим кривым. Показано, что хеш вычисления по плоским максимальным кривым являются несколько сложнее по сравнению с вычислениями по проективной прямой. Оценки числа операций хеш вычислений по плоским алгебраическим кривым являются близкими и сложность вычислений имеет тенденцию к уменьшению с ростом размерности поля вычислений при фиксированном размере данных. Относительное увеличение числа операций составляет

5-17% на блоках данных малой длины $\approx 1\text{Кбт}$ и $\ll 1\%$ для данных $\geq 1\text{Мбт}$. Хеш вычисления по кривой Сузуки сложнее приблизительно в два раза, по сравнению с хешированием по плоским кривым и проективной прямой.

Табл. 3. Библиогр.: 9 назв.

УДК 681.3.06

Високошвидкісне універсальне гешування за алгебричними кривими / Г.З. Халімов // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 189 – 194.

Отримано оцінки складності універсального гешування по найкращим алгебричним кривим з великим числом точок. Представлено результати універсального гешування за алгебричними кривими. Показано, що геш обчислення по плоским алгебричним кривим є дещо складніше в порівнянні з обчисленнями по проективній прямій. Оцінки числа операцій геш обчислень по плоским максимальним кривим є близькими і складність обчислень має тенденцію до зменшення з ростом розмірності поля обчислень при фіксованому розмірі даних. Відносне збільшення числа операцій становить 5-17% на блоках даних малої довжини $\approx 1\text{Кбт}$ і $\ll 1\%$ для даних $\geq 1\text{Мбт}$. Геш обчислення по кривій Сузуки складніше приблизно в два рази, в порівнянні з гешуванням по плоских кривих і проективної прямої.

Табл. 3. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 681.3.06

High-speed universal hashing on the algebraic curves / G.Z. Khalimov // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 189 – 194.

Estimates of complexity of the universal hashing on the best algebraic curves with a large number of points are received. Results of the universal hashing on the algebraic curves are presented. It is shown that the hash computation in plane maximal curves are more complicated compared with the calculations on the projective line. Estimates of the number of operations hash computation of plane algebraic curves are close and computational complexity tends to decrease with increasing dimension of the field calculations for a fixed amount of data. Relative increase in the number of operations is 5-17% for small data block lengths $\approx 1\text{Kbt}$ and $\ll 1\%$ for $\geq 1\text{Mbt}$ data. Hash calculations on the Suzuki curve are more complicated about half as compared to digest for plane curves and projective line.

Tab. 3. Ref.: 9 items.

УДК 621.391.7

Исследование защищенности систем связи с многочастотными сигналами / Д.Г. Ганшин, В.В. Маслий, А.И. Цопа // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 195 – 203.

Представлена обобщенная модель отводного канала для системы связи с многочастотными сигналами. Предложены критерии оценки защищенности системы при передаче мультимедийной информации и проведена оценка на физическом уровне защищенности системы связи по технологии *ADSL*, в которой используется дискретная мультитональная модуляция (*DMT*).

Ил. 6. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.391.7

Дослідження захищеності систем зв'язку з багато частотними сигналами / Д.Г. Ганшин, В.В. Маслий, О.І. Цопа // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 195 – 203.

Представлено загальну модель відвідного каналу для систем зв'язку з багаточастотними сигналами. Запропоновано критерії оцінки захищеності системи при передачі мультимедійної інформації та проведена оцінка на фізичному рівні захищеності системи зв'язку по технології *ADSL*, в якій використовується дискретно мультитональна модуляція (*DMT*).

Іл. 6. Бібліогр.: 12 назви

UDC 621.391.7

Research into protection of communication systems with multi-carrier signals / D. Hanshyn, V. Masliy, O. Tsopa // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 195 – 203.

General model of wiretap channel for communication systems with multi-carrier signals is presented in this work. Criteria for evaluation of the system protection while transmitting the multimedia information are proposed, evaluation of the communication system protection on the physical level which used *ADSL* technology with discrete multi-tone modulation (*DMT*) is carried out.

6 fig. Ref.: 12 items.

УДК 681.3.06:519.248.681

Применение теории игр для защиты беспроводных Wi-Fi сетей / И. Е. Антипов, Т. А. Василенко, В. С. Вовченко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 204 – 207.

Рассматривается задача повышения эффективности функционирования системы защиты информационной системы с беспроводной сетью при влиянии преднамеренного нападения. Предложена методика выбора стратегии, с применением теории игр, которая позволит защитить сеть от ранее неизвестных атак путем предотвращения необходимости их применения. Система на его основе такой методики должна будет останавливать злонамеренный трафик. В реальном времени обнаруживать атаки и делать это до поступления вредоносного

трафика в информационную систему. Трафик должен предварительно обрабатываться программной моделью, имитирующей защищаемую сеть.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 681.3.06:519.248.681

Застосування теорії ігор для захисту бездротових Wi-Fi мереж / *І. Є. Антіпов, Т. О. Василенко, В. С. Вовченко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 204 – 207.

Розглядається задача підвищення ефективності функціонування системи захисту інформаційної системи з бездротовою мережею при впливі навмисного нападу. Запропоновано методику вибору стратегії, із застосуванням теорії ігор, яка дозволить захистити мережу від раніше невідомих атак шляхом запобігання необхідності їх застосування. Система на його основі такої методики повинна буде зупиняти зловмисний трафік. У реальному часі виявляти атаки і робити це до надходження шкідливого трафіку в інформаційну систему. Трафік повинен попередньо оброблятися програмною моделлю, що імітує мережу, що захищається.

Л. 2. Библиогр.: 4 назв.

UDC 681.3.06:519.248.681

The game theory application to wireless Wi-Fi networks protection / *I. E. Antipov, T. A. Vasilenko, V.S. Vovchenko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 204 – 207.

The problem of increasing in the protection system effectiveness for information systems with a wireless network under the action of a deliberate attack is considered. The technique for choosing the strategy, using the theory of games is offered, which will protect the network against previously unknown attacks by preventing the need for their application. The system based on such a technique will have to stop malicious traffic, to detect attacks, and to do so before entering malicious traffic into the information system in real-time. Traffic should be treated by a pre-programming model that simulates the protected network.

2 fig. Ref.: 4 items.

СИСТЕМЫ ТЕХНИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ INFORMATION TECHNICAL PROTECTION SYSTEMS

УДК 004.056.53

Концепция построения защищенных видеосистем / *Ю.В. Лыков, О.А. Сягаева* // Радіотехніка : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вип. 173. – С. 208 – 215.

Представлена концепция построения защищенных видеосистем, основанная на использовании оптимизации структуры устройства обработки информации, а так же преобразовании выводимой видеоинформации. Существующие традиционные методы защиты информации от утечки ПЭМИН, наряду с достоинствами имеют свои недостатки. Разработанная концепция позволит обеспечить защиту видеоинформации от утечки через ПЭМИН в видеосистеме без использования дополнительных внешних средств защиты.

Ил. 9. Библиогр.: 9 назв.

УДК 004.056.53

Концепція побудови захищених відео систем / *Ю.В. Лыков, О.О. Сягаєва* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 208 – 215.

Присвячено розробці нової концепції побудови захищених відео систем, заснованої на оптимізації структури пристрою обробки інформації а також перетворенні виведеної відеоінформації. Традиційні методи захисту інформації разом з перевагами мають свої недоліки. Розроблена концепція повинна забезпечити захист відеоінформації від витіку через ПЕМВН в відео системі без використання додаткових зовнішніх засобів захисту.

Л. 9. Библиогр.: 9 назв.

UDC 004.056.53

Concept of secure video systems creation / *Y.V. Lykov, O.A. Syagaeva* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 208 – 215.

A new concept of building a secure video system based on the use of optimization of an information processing apparatus, as well as the transformation of the output video is presented. Available traditional methods against information leakage through spurious electromagnetic radiation have their own disadvantages along with advantages. The developed concept makes it possible to protect the video information against leaking through TEMPEST in the video systems without the need for a additional external means of defense.

9 fig. Ref.: 9 items.

УДК 004.056

Выбор порогового значения отношения сигнал/шум для расчета дальности составного акусто-радиоэлектронного канала утечки информации / *Ю.В. Лыков, К.С. Колесник, М.С. Колесник, А.В. Белущенко* // Радіотехніка : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2013. – Вип. 173. – С. 216 – 223.

Проведена оцінка дальності складного акусто-радіоелектронного каналу утечки інформації. Отримана залежність між відношенням електромагнітний сигнал/шум і розборчивістю речі для оптимальних видів

модуляції. Решається задача вибору методики расчета распространения радиоволн от радиозакладных устройств.

Ил. 7. Библиогр.: 10 назв.

УДК 004.056

Вибір порогового значення відношення сигнал/шум для розрахунку дальності складового акусто-радіоелектронного каналу витоку інформації / Ю.В. Ликов, К.С. Колісник, М.С. Колісник, А.В. Білущенко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 216 – 223.

Проведена оцінка дальності складового акусто-радіоелектронного каналу витоку інформації. Отримана залежність між відношенням електромагнітний сигнал/шум та розбірливістю мови для оптимальних видів модуляції. Вирішується задача вибору методики розрахунку розповсюдження радіохвиль від радіозакладних пристроїв.

Л. 7. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 004.056

The choice of the value threshold of the signal/noise attitude for calculation of composition acoustic-radioelectronics channel of the information leakage distance / Y.V. Lykov, K.S. Kolesnik, M.S.Kolesnik, A.V.Bilushenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 216 – 223.

There is assess of the range composition acousto-radioelectronics channel of information leakage in this paper. There is obtain the dependence of attitude between electromagnetic signal / noise and intelligibility speech for optimum modulation types. And also it's solves the problem of choice of the method of calculating of Radio Wave Propagation from bugs.

7 fig. Ref.: 10 items.

УДК 004.056.53

Сравнительная характеристика параметров узконаправленных микрофонов / А.Н. Олейников, А.О. Войтенко // Радіотехніка : Всеукр. межвід. наук.-техн. сб. – 2013. – Вип. 173. – С. 224 – 231.

Проводится обоснование выбора параметров основных типов узконаправленных микрофонов на основе исследования частотных зависимостей индексов направленности и их сравнительный анализ. Эффективность применения микрофонов с выбранными параметрами оценивается путём расчёта разборчивости речи.

Табл. 6. Ил. 5. Библиогр.: 4 назв.

УДК 004.056.53

Порівняльна характеристика параметрів вузько спрямованих мікрофонів / А.М. Олейніков, О.О. Войтенко // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2013. – Вип. 173. – С. 224 – 231.

Проводиться обґрунтування вибору параметрів вузькоспрямованих мікрофонів на основі дослідження частотних залежностей індексів спрямованості та їх порівняльного аналізу. Ефективність застосування мікрофонів з обраними параметрами оцінюється шляхом розрахунку розбірливості мови.

Табл. 6. Л. 5. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 004.056.53

Comparative characteristics of narrowly focused microphones' parameters / A. Oleynikov, A. Voitenko // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2013. – №173. – P. 224 – 231.

Substantiation of choice of narrowly focused microphones main types parameters based on investigation into frequency dependences of directivity indices and their comparative analysis is given. Efficiency of using the microphones with the selected parameters is estimated by calculating the speech legibility.

6 tab. 5 fig. Ref.: 4 items.