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

# РАДИОТЕХНИКА

**Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник**

ТЕМАТИЧЕСКИЙ ВЫПУСК

**К 65-ЛЕТИЮ
КАФЕДРЫ ОСНОВ РАДИОТЕХНИКИ
ХАРЬКОВСКОГО НАЦИОНАЛЬНОГО УНИВЕРСИТЕТА РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 165

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2011

**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:*

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

*Ответственный за выпуск д-р техн. наук, проф. В.М. Шокало*
*Технический секретарь Е.С. Полякова*

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол №2 от 27. 05. 2011.

*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***

Перепечатка и использование материалов в любой форме возможны только с согласия редколлегии

© Харківський національний університет радіоелектроніки, 2011.

## СОДЕРЖАНИЕ


К 65-летию кафедры Основ радиотехники Харьковского национального университета радиоэлектроники 7

**Радиотехнические системы**

*В.Д. Кукуш, А.Н. Олейников, Jacobi Ch., Ю.В. Лыков* Теоретическое обоснование и экспериментальное исследование способа измерения ветра на высотах 80-105 *км* по сигналам телевизионного вещания 10

*Ю.В. Лыков, О.А. Сягаева* Модель источника опасного сигнала в канале утечки информации, образованного побочными электромагнитными излучениями монитора 20

*А.Н. Свистун, А.В. Воргуль* Спектральный анализ сигналов на основе специализированного микроконтроллера 29

*А.В. Воргуль, Ю.Х.Сулейман* Метеорная система передачи информации: пути к модернизации 33

*Ю.А. Коваль, А.А. Костыря, В.Ю. Приймак, О.А. Соляник, С.Ф.Семенов, Х.Х. Асаад, А.Ф. Хусейн* Аномальные задержки антенно-фидерных трактов систем с высокоточным измерением временного положения сигналов 37

*Ю. А. Коваль, Е. А. Иванова, А. А. Костыря, А. Ф.Хусейн, Б. А. Ал-Твежри, Х. Х. Асаад* Экспериментальные исследования возможностей частотно-временной синхронизации при использовании сигналов геостационарных ИСЗ систем SBAS 46

*И. Е. Антипов, Е. Ю. Бондарь, Н. О. Сорох, О. А. Соляник* Автоматизированный алгоритм распознавания и анализа метеорных АВХ 56

*И.В. Дицкий* О линеаризации уравнений наблюдений в задачах высокоточного ГНСС -позиционирования 63

*Е. А. Бессонов* Аппроксимация гладкими функциями расчетных ионосферных коррекций в задачах точного ГНСС-позиционирования 69

*А.И. Яковченко* Учет «wind-up»-эффекта в задачах высокоточного GPS-позиционирования 75

*Д.Ю. Горелов, Ю.И. Волощук* Свойства мощных метеорных потоков каталога ХНУРЭ 80

**Системы защиты информации**

*И.В Шинкаренко, А.И. Цопа* Исследование влияния отводного канала с электрической связью на параметры защищенности цифровых систем передачи информации на основе xdsl технологий 90

*А.А Кузнецов, А.И. Цопа* Приближенный анализ защищённости системы MIMO на основе кластерной модели отводного канала. Часть II: результаты моделирования 98

*И. Е. Антипов, Т. А. Яценко, Нух Таха Насиф* Применение нечеткой логики для повышения безопасности сетей на основе технологии Wi-Fi 103

*М.К. Абдул-Хуссейн, А.А. Стрельницкий, А.Е. Стрельницкий, В.М. Шокало, Е.В. Ягудина* Метод расчета радиоканала цифровых систем передачи информации с заданной вероятностью обнаружения 107

**Теория и техника антенн и микроволновых устройств**

*А.В. Гомозов, В.И.Гомозов, В.М. Шокало, Д.В. Грецких, Ш.Ф.А. Аль – Самарай* Передающая подсистема беспроводной передачи энергии к труднодоступным объектам на основе многопозиционной системы излучателей с фокусировкой излучения. Часть 1 112

*В.В. Должиков* Корреляционные характеристики поля на фокальной сфере круглой сфокусированной апертуры 119

*В.А. Усин, В.И. Марков, С.В. Помазанов, А.В. Усина, А.Б. Филоненко* Программное обеспечение в задачах моделирования и измерения параметров ФАР 134

*А.В. Усина* Оценка точности амплитудных методов определения параметров антенн 149

***

*И.В. Свид* Структура качества информационного обеспечения потребителей совместными системами наблюдения воздушного пространства 157

*Н.В. Замирец, В.Н. Борщов, А.М. Листратенко, В.А. Антонова, О.Н. Замирец, Н.И. Слипченко, И.Т. Тымчук, Ю.А. Шовкопляс, И.Т. Перекопский* Обоснование оптимальных конструктивно-технологических решений перспективных отечественных солнечных батарей 161
*Е.А.Безуглый, А.В.Безуглый, А.М.Петченко* Дифракция света на двумерной решетке из бесконечно тонких металлических пластин 169
*В.А. Тихонов, И.О. Филь* Статистическое моделирование составных векторных случайных процессов 173
*А.И. Кравченко* Методика выявления радиолокационных отметок протяженных морских судов для завязки и продолжения траекторий 177
*В.В.Печенин, А.В.Мазуренко, А.Р.Сарамолки, О.В.Войтенко* Экспериментальное исследование частотных свойств следящего доплеровского фильтра, реализованного на автогенераторе с комбинированным управлением 184
*Н.К. Сахненко, А.Г. Нерух, О.А. Ремаева* Преобразование частоты в сферическом резонаторе при изменении во времени показателя преломления 190
*Н.И. Пятак, С.Ф Шибалкин* Вынужденные колебания в полуоткрытых волноводных структурах 197
*Р.М. Дидковский, С.М. Первунинский* Тактовая синхронизация в системах связи с фазовой манипуляцией шумового сигнала 201
*В.С. Осадчук, А.В. Осадчук,Е.Н. Ильченко, Б.С. Савчук* Система измерения мощности оптического излучения на основе частотных преобразователей с транзисторными структурами с отрицательным сопротивлением 208
*А.А.Замула, А.П.Шумар* Защита информации в информационно-телекоммуникационной системе от внутреннего нарушителя 213
*Г.З. Халимов* Универсальное хеширование по рациональным функциям максимальной кривой третьего рода 218
*И.В. Лисицкая* Современные методы проектирования БСШ. От конкурсов к стандартам 226
*В.В. Жирнов, С.В. Солонская, С.Ю. Шабанов* Оценка эффективности метода функционально семантической обработки радиолокационных спектральных изображений 240
*Ю.И. Горбенко* Методы оценки необратимости генератора псевдослучайных последовательностей на основе многомодульных преобразований в конечных полях 249
*В.Г. Котух, М.А. Мирошник, С.Н. Селевко* Развитие современных направлений цифровых телекоммуникационных систем и сетей 254
*А.Ф. Величко, Д.А. Величко, Е.И. Вдовиченко* Селекция сигнала и определение фазового набега радиоволны цифровыми методами в ретрансляционных системах диагностики 258
Памяти А.А.Ткачука 268
РЕФЕРАТЫ 272

# CONTENTS

Commemorating the 65th anniversary of foundation of the Department of Radio Engineering Foundations Department, Khakov National University of Radio Electronics 7

**Radio Engineering Systems**

*V. Kukush, A.Oleynikov, Jacobi Ch., Y. Lykov* Theoretical and experimental investigation of wind measurements at the 80-105 km heights by television broadcasting signals 10

*Y.V. Lykov, O.A. Syagaeva* Model of the source of dangerous signal in the channel of information leakage formed by the compromising emanations in the monitor 20

*A.N Svistun, A.V. Vorgul* Spectral signals analysis on the basis of specialized microcontroller 29

*A. Vorgul, Yu. Sulaiman* Meteor information transmission system: ways to refinement 33

*Yu A. Koval, A. A. Kostirya,V. U. Pryimak, O. A. Solyanik, S. F. Semenov, H. H. Asaad, A. F. Hussein* Anomalous delay of antenna-feeder systems tracts with high-precision measurement of the temporal position of signals 37

*Yu. A.Koval, E.A. Ivanova, A.A.Kostyrja., A.F. Hussein, B. A. Al-Twejri, H. H. Asaad* Experimental research of frequency – time synchronization capabilities using signals of geostationary satellite SBAS systems 46

*I.E. Antipov, E.Yu. Bondar, N.O. Soroh, O.A. Solyanik* Automated algorithm for identification and analysis of meteor ATR 56

*I.V. Ditskyi* About equations linearization of observations in the tasks of high-precision GNSS positioning 63

*E.A. Bessonov* Approximation using smooth functions of the calculation of ionospheric corrections in the problems of accurate GNSS-positioning 69

*A.I.Yakovchenko* Accounting of «wind-up» effect in the tasks of high-precision GPS-positioning 75

*D.Y. Gorelov, Y.I. Voloshchuk* The properties of powerful meteor streams from the catalogue of KNURE 80

**Informatioon Security Systems**

*O. Tsopa* Analysis of the effect of wiretap channel with the electrical connection on the parameters of protection of digital information transmission systems based on xdsl technologies 90

*A.A. Kuznietsov. A.I. Tsopa* Approximate security analysis of MIMO system using a cluster model of the wiretap channel. Part II: simulation results 98

*I. E. Antipov, T. A. Yashchenko, Noohx Taha Nasif* Fuzzy logic applications to enhance the security of networks based on Wi-Fi technology 103

*M.K. Abdul-Hussein, O.O. Strelnitskiy, O.E. Strelnitskiy, V.M. Shokalo, O.V. Yagudina* The method for calculating channel digital communication systems with a given probability of detection 107

**Theory and technique of antennas and microwave devices**

*A.V. Gomozov, V.I. Gomozov, V.M. Shokalo, D.V.Gretskih, Sh.F.A. Al – Samaray* Transmitting subsystem of wireless power transmission remote objects based on multi-site system with the radiation focusing. Part 1 112

*V.V. Dolzhikov* Correlation characteristics of a field on the focal sphere of the circular focused aperture 119

*V.A. Usin, V.I. Markov, S.V. Pomazanov, A.V. Usina, A.B. Filonenko* Software-Aided Design in Phased Arrays Antennas Simulation and Measurements 134

*A.V. Usina* Estimation of antenna parameters determination accuracy using amplitude methods 149

***

*I.V. Svyd* Structure to ensure the quality of information consumers by joint air space observing systems 157

*M. Zamirets, V. Borshchov, O. Listratenko, V. Antonova, O. Zamirets, M. Slipchenko, I. Tymchuk, Yu. Shovkoplyas, I. Perekopskiy* Substantiation of an optimal design-technological solutions of perspective domestic solar arrays 161

*E.A. Besougly , A.V. Besougly, A.M.Petchenco* Diffraction of light on the twodimensional grating of the infinitely thin metallic plates 169

*V. Tykhonov, I. Fil* Statistical modeling complex stationary random processes 173

*A.I. Kravchenko* The Methods of the revealing the radar mark long sea court for ties and continuation path 177

*V.V. Pechenin, O.V. Mazurenko, A.R. Saramolki, O.V. Voytenko* The experimental research of

frequency characteristics of Doppler frequency tracker implemented using self-oscillator with combined control 184
*N.K. Sakhnenko, A.G. Nerukh, T.E. Remayeva* Frequency transformation in spherical resonator due to time variation of the refractive index 190
*N.I. Pyatack, S.F. Shibalckin* Constrained oscillations in waveguide junctions 197
*R.M. Didkowsky, S.M. Pervuninsky* Tact synchronization in the differential noise-shift-keying communication system 201
*S. Osadchuk, O.V. Osadchuk, O.M. Ilchenko, B.S. Savchuk* The system of an optical radiation power measuring on basis of frequency transducers with transistor structures with negative resistance 208
*O.A.Zamula, O.P.Shumar* Protection to information-telecommunication system from internal violator 213
*G.Z. Khalimov* Universal hashing of rational functions maximal curve of the third genus 218
*I.V. Lysytska* Modern methods of BSSH. From contests to standards 226
ЖИРНОВ 240
*U.I. Gorbenko* Methods of assessing the irreversibility of the generator of pseudorandom sequences based on multi-modular transformations in finite fields 249
*V.G. Kotuh, M.A. Miroshnik, S.N. Selevko* Development of modern directions of the digital telecommunication systems and networks 254
*A.F. Velichko, D.A. Velichko, I.I. Vdovychenko* Signal selection and a phase incursion determinati on of a radio wave using digital methods in retransmission systems of diagnostics 258
In Memory of A.A. Tkachuk 268
ABSTRACTS 272

# К 65-ЛЕТИЮ КАФЕДРЫ ОСНОВ РАДИОТЕХНИКИ

## ХАРЬКОВСКОГО НАЦИОНАЛЬНОГО УНИВЕРСИТЕТА РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

В этом выпуске опубликованы статьи сотрудников кафедры основ радиотехники (ОРТ) Харьковского национального университета радиоэлектроники, которой в 2011 году исполняется 65 лет.

Год рождения кафедры – 1946. Место рождения – радиотехнический факультет Харьковского электротехнического института. Первым заведующим кафедрой был академик АН УССР А. О. Слуцкин. В 1950 году факультет перешел под своды ХПИ и кафедру возглавил проф. С. Я. Брауде. Создана первая ионосферная станция.

В 1956 году на кафедре новый руководитель – доцент Б. Л. Кащеев. С его приходом начинается новое научное направление – исследование метеорных явлений в атмосфере Земли методом радиолокации. Кафедра принимает участие во многих международных геофизических проектах. Создана Балаклейская полевая лаборатория (1957) и проблемная научно-исследовательская лаборатория радиотехники (1958). В 1968 – 1970 гг. ученые кафедры работают в составе советской экваториальной метеорной экспедиции (Сомали).

С 1986 года кафедру ОРТ возглавляет проф., д.т. н. Ю. И. Волощук. В 1997 г. ее объединили с частью коллектива, который раньше работал на кафедре «Технической электродинамики и антенн» (зав. каф. – д. т. н., проф. Я. С. Шифрин, а еще раньше – на кафедре антенно-фидерных устройств, которую основал в 1963 г. к. т. н., доц. Дорохов А. П. С 1997 года объединенной кафедрой основ радиотехники руководит д. т. н., проф. В. М. Шокало.

Ныне кафедра готовит специалистов по двум направлениям образования – «Радиотехника» и «Системы технической защиты информации». На кафедре работают семь профессоров, докторов наук и шестнадцать доцентов, кандидатов наук. Кафедра гордится тем, что в свое время на ней работали выдающиеся ученые Б.Л. Кащеев, Я.С. Шифрин, а проф. Н.И. Кравченко до сих пор читает лекции.

Большим достижением кафедры является издания учебников на украинском языке: четырехтомник «Сигналы и процессы в радиотехнике», двухтомник «Основы теории цепей», двухтомник «Электродинамика и распространение радиоволн», «Организация конфиденциального делопроизводства».

Кафедра уделяет большое внимание организации современной учебной работы и получению студентами образования высокого уровня. Много выпускников кафедры работают за границей: в США, Дании, Нидерландах, Германии. В фирме "Epcos" (ФРГ) работают больше десяти наших радистов, которые своей работой подтвердили высокое качество инженерной подготовки на кафедре ОРТ.

Хорошо организована научная работа со студентами. Среди достижений – победы на Республиканских семинарах, конкурсах молодых ученых, гранты. Наибольшее достижение – третье место в мировом конкурсе Imagine Cup 2009 компании "Microsoft".

На кафедре действует научно-учебный центр (НУЦ) «Радиотехника», основанный еще проф. Б.Л. Кащеевым, который состоит из таких лабораторий: информационно-измерительных систем; теории и техники антенн; спутниковых сетевых технологий высокоточного местоопределения; многоцелевого географического комплекса для исследования атмосферы и притока метеорного вещества (Балаклейский полигон).

Научная работа в НУЦ проводится в таких направлениях: высокоточная синхронизация пространственно разнесенных эталонов времени и частоты; формирование криптографических ключей с использованием случайных характеристик метеорного радиоканала; исполь-

зование посторонних источников радиоизлучения для определения притока метеорного вещества; оцифровка ранее полученных результатов наблюдения метеорных радиоотражений; создание современных цифровых систем передачи информации (ЦСПИ); развитие теории и техники реконфигурированных и самоструктурированных антенн; высокоточное определение пространственно-временных характеристик стационарных и подвижных объектов.

Основой научной базы кафедры, которая создавалась пять десятилетий, является Балаклейский полигон. Он имеет несколько уникальных радиоизмерительных комплексов. Их совокупность и составляет объект, представляющий национальное достояние, зарегистрированный под названием **«Многоцелевой геофизический комплекс для исследований атмосферы и притока метеорного вещества»**. Этот комплекс имеет в своем составе радиолокационную систему МАРС (метеорная автоматизированная радиолокационная система) – наиболее чувствительную систему в мире, с помощью которой была созданная компьютерная база данных параметров радиометеорных потоков, не имеющая аналогов в мире по количеству собранного материала.

В этом году проф. Ю.И. Волощук и к. т. н. Д.Ю. Горелов совместно создали научно-технический продукт, который имеет название «Каталог орбит метеорных потоков и ассоциаций, созданный на базе многолетних радиолокационных наблюдений метеоров на комплексе «МАРС ХНУРЭ». Области использования каталога: астрономия, космонавтика, в мировых системах обеспечения астероидной безопасности.

В комплекс национального достояния входит также РЛС ВЕТА для получения фундаментальных данных о волновых процессах в верхней атмосфере.

Комплексы МАРС и ВЕТА весьма энергоемкие. Поэтому учеными Центра была разработана новая методика исследований с помощью других радиотехнических и телевизионных систем.

Одна из таких разработок – измерительная станция для исследования метеорной активности методом разнесенной локации по телевизионным сигналам. Сейчас эта система работает в мировой сети и поставляет наши данные для обогащения мировых знаний по метеорной локации. Разработчики – проф. А.Н.Олейников и ст. преподаватель Ю.В.Лыков.

Большим достижением ученых НУЦ является создание в ХНУРЭ GPS станции SUPE. Эта станция сертифицирована. Сертификат подписал акад. НАНУ Я. С. Яцкив. Станция зарегистрирована ГАО НАНУ как международный геодинамический пункт (DOMES 15504M001) в национальном географическом институте Франции, а также провайдером измерительной информации в режиме реального времени в федеральном агентстве картографии и геодезии ФРГ. Коллектив лаборатории – А. А. Жалило, Д. А. Шелковенков, А. А. Желанов приняли участие в создании постоянно действующей сети GPS станций Украины. Привлекает внимание, что расстояние между базовыми станциями около 150 *км*, в то время как в Европе – около 50 *км*. Это достижение получено благодаря внедрению технологии обработки измерительной информации, предложенной А.А. Жалило.

Определенные достижения присущи антенной лаборатории, которая сейчас занимается разработкой теории реконфигурированных и самоструктурированных антенн. Руководитель – проф. А.И.Лучанинов. В этой лаборатории впервые в Украине были проведены опыты по беспроводной передаче энергии микроволновым лучом.

Лаборатория информационно-измерительных систем, которую возглавляет проф. Ю.А. Коваль, традиционно занимается вопросами высокоточной синхронизации времени и частоты. Исследования ведутся в двух направлениях: усовершенствование радиометеорного метода синхронизации и разработка метода, который является альтернативой методу, основанному на использовании спутниковых радионавигационных систем (СРНС). Недостаток этого метода – зависимость от функционирования зарубежных СРНС. Альтернативный метод – это пассивный метод, который в синхронизируемых пунктах использует сигналы наземного и спутникового TV, на что получен патент.

Новым достижением в работе НУЦ является создание ЦСПИ. Последняя наша разработка – ЦСПИ "Guadro" (разработчик А.И. Цопа). Это первая в Украине многоканальная цифровая система, которая обеспечивает передачу информации со скоростью 20 *Мбит/с* на расстояние до 5 *км*. Она внедрена в центре обслуживания вызовов службы «102» ГУ МВД г. Харькова.

Сейчас коллектив кафедры работает над созданием в ХНУРЭ проекта «Мобильный университет», целью которого является реализация мобильной информационной сети в интересах развития образования и науки. Разработан экспериментальный сегмент беспроводной сети по технологии Wi-Fi, который работал уже на нескольких университетских форумах. Заканчивается тестирование базовой станции в читальном зале и в скором времени студенты смогут воспользоваться беспроводным доступом к информационным ресурсам.

Мы имеем несколько интересных разработок в области беспроводных технологий. Среди них – мобильная измерительная лаборатория для измерения затуханий радиоволн в городе при работе системы WiMAX. Эта разработка выполнена доц. А.А. Стрельницким.

В показателях научной работы за последние годы есть такие достижения – защита пяти докторских диссертаций и издание трех монографий:

- «Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли» (под ред. Кащеева Б. Л., Прошкина Э. Г., Лагутина М. Ф.);
- «Развитие теории и совершенствование радиометеорных систем связи и синхронизации» (Антипов И. Е., Коваль Ю. А., Бавыкина В. В.);
- «Крупноапертурные антенны-выпрямители систем беспроводной передачи энергии микроволновым лучом» (Шокало В. М., Лучанинов А. И., Рыбалко А. М., Грецких Д. В.).

Кафедра ОРТ – признанный лидер в радиолокационных метеорных исследованиях в атмосфере Земли, метеорной связи, изучении динамики земной атмосферы, разработке систем синхронизации времени и частоты, а также в исследованиях антенн с нелинейными элементами и беспроводной передачи энергии микроволновым лучом.

Научные достижения кафедры получили международное признание. В честь метеорных исследователей кафедры названы малые планеты: «Кащеев» (1999), «ХТУРЭ» (2001) и «Волощук» (2002).

*Редколлегия*

# РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.37.+551.553.5

*В. Д. КУКУШ, А.Н. ОЛЕЙНИКОВ, канд. техн. наук,*
*Ch. JACOBI, Dr, Ю. В. ЛЫКОВ, канд. техн. наук*

## ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СПОСОБА ИЗМЕРЕНИЯ ВЕТРА НА ВЫСОТАХ 80-105 КМ ПО СИГНАЛАМ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ

### Введение

Метод радиолокации метеорных следов – одно из основных средств для мониторинга ветровых движений на высотах мезопаузы – нижней термосферы (МНТ, 80 – 105 *км*) [1, 2]. Принцип измерения скорости ветра основан на регистрации допплеровского сдвига частоты отраженных от метеорных следов зондирующих сигналов метеорной РЛС. Эти РЛС излучают специализированный зондирующий сигнал мощностью от единиц киловатт и позволяют определять координаты отражающих областей метеорных следов (угол места $\epsilon$, азимут $\phi$, высоту $h$) и их скорости дрейфа вдоль направления зондирования [3, 4]. В [5–7] показано, что для радионаблюдений за метеорными следами могут быть использованы также сигналы телевизионного вещания (СТВ). Перспективность использования СТВ для наблюдения за метеорными следами обусловлена тем, что для этого не требуется излучать специализированный зондирующий сигнал. Это позволяет сократить эксплуатационную стоимость подобных устройств за счет значительного снижения энергопотребления, стоимости регламентных работ и отсутствия арендной платы за использование радиочастотного ресурса.

Цель работы – дальнейшее развитие работ [5–7] – теоретическое и экспериментальное исследование возможности использования СТВ для измерения скорости ветра на высотах МНТ методом радиолокации метеорных следов. Такое применение СТВ исследуется впервые в рамках данного научно-исследовательского направления.

### 1. Особенности измерения скорости ветра методом радиолокации метеорных следов по сигналам телевизионного вещания

Радиотехническая система, реализующая измерения скорости ветра на высотах мезопаузы – нижней термосферы (МНТ) методом радиолокации метеорных следов по сигналам телевизионного вещания (СТВ), относится к классу разнесенных (многопозиционных) РЛС. Это вызвано тем, что расстояние между приемной позицией и источником зондирующих сигналов (телевизионным радиопередатчиком, ТВ РПУ) сравнимо или превышает дальность до цели (метеорного следа).

В рамках данного разд.1 предположим, что координаты ТВ РПУ априорно известны. На практике это условие не всегда выполняется из-за большого числа радиопередатчиков одного телевизионного радиоканала, сигналы которых могут быть приняты посредством отражения от метеорных следов. В разд. 2 предложена методика идентификации ТВ РПУ, который излучил принятый отраженный сигнал.

Допплеровский сдвиг частоты (ДСЧ, $F_d$ ) для разнесенных (многопозиционных) РЛС может быть рассчитан как [8, 9]:

$$F_d = \frac{1}{\lambda} \cdot \vec{V} \cdot (\vec{r_1} + \vec{r_2}) = \frac{1}{\lambda} \cdot \left( \vec{V} \cdot \vec{r_1} + \vec{V} \cdot \vec{r_2} \right), \qquad (1)$$

где $F_d$ – допплеровский сдвиг несущей частоты зондирующего сигнала; $\vec{V}$ – вектор скорости цели (дрейфа отражающей области метеорного следа); $\vec{r_1}$, $\vec{r_2}$ – орты в направлении от метеорного следа к приемной и передающей позициям; $\lambda = c/f_0$ – длина волны зондирующего сигнала; $f_0$ – несущая частота зондирующего сигнала; $c$ – скорость света.

Согласно формуле (1) и рис. 1 ДСЧ зондирующего сигнала, излученного в точке В и принятого в точке С, определяется суммой скалярных произведений $\vec{V}\cdot\vec{r_1}$ и $\vec{V}\cdot\vec{r_2}$, или, другими словами, двумя проекциями вектора скорости дрейфа метеорного следа на трассу распространения зондирующего сигнала (отрезки АВ и АС).

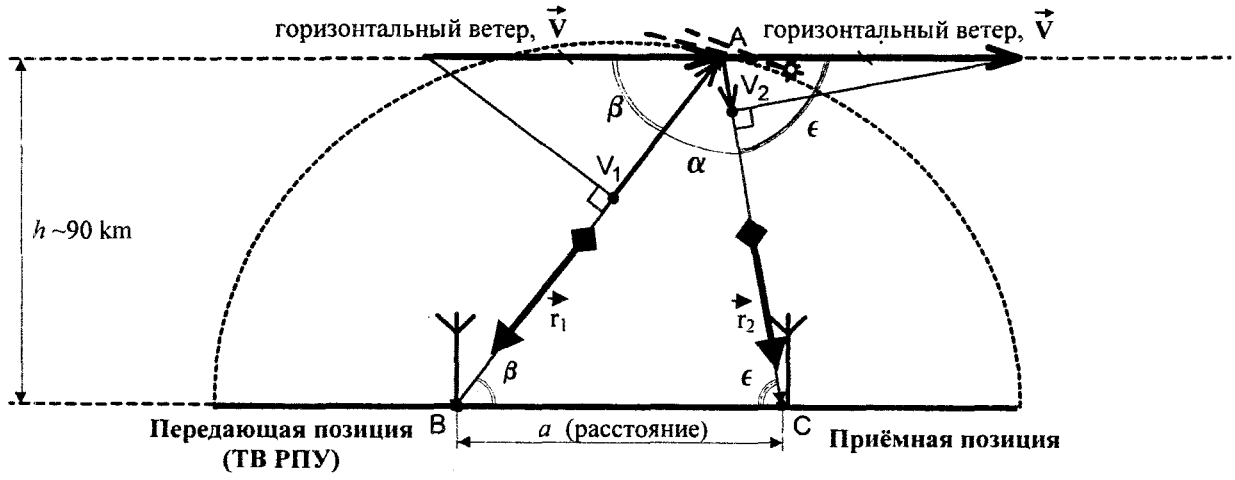



Рис. 1

При постоянном направлении и величине вектора $\vec{V}$ ДСЧ отраженного сигнала будет различным для метеорных следов с различными высотой $h$, азимутом $\phi$ и углом места $\epsilon$ относительно приемной или передающей позиции.

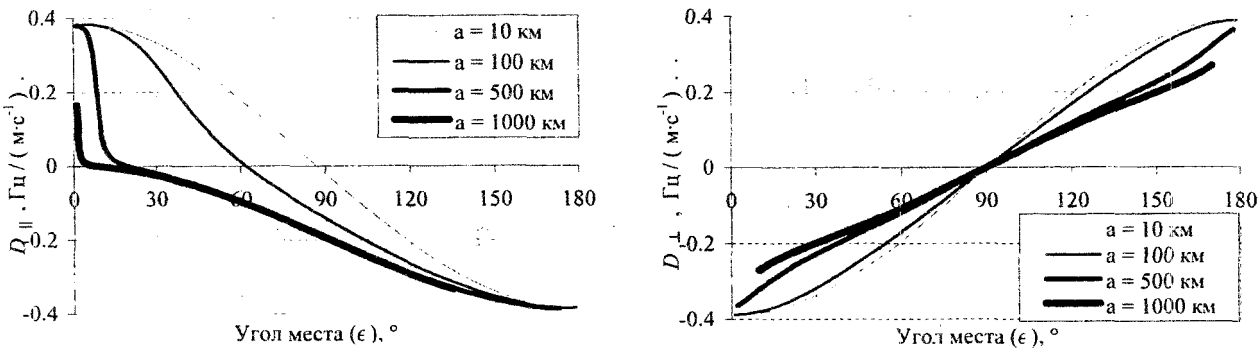
На рис. 2 приведены зависимости величины $D = \frac{F_d}{|\vec{V}|}$ от $\epsilon$ метеорного следа относительно приемной позиции. Величина $D$ характеризует ДСЧ отраженного от метеорного следа сигнала относительно модуля вектора скорости дрейфа следа. Зависимости на рис. 2 рассчитаны по формуле (1) для следующих частных случаев:

1) "Продольный" дрейф метеорного следа в "продольной" плоскости ($D_{||}$, рис. 2, *а* ). Определим продольную плоскость как плоскость, которая содержит приемную и передающую позиции и которая ортогональна поверхности Земли. В случае если передающая позиция расположена на Востоке или на Западе относительно приемной позиции, тогда "продольная" компонента соответствует зональной компоненте скорости дрейфа метеорного следа. Направление дрейфа метеорного следа – от передающей позиции к приемной;

2) "Поперечный" дрейф метеорного следа в "поперечной" плоскости, содержащей приемную позицию ($D_{\perp}$, рис. 2, *б*). "Поперечной" является такая плоскость, которая ортогональна "продольной" плоскости и поверхности Земли. При расположении передающей позиции на Востоке или на Западе относительно приемной позиции "поперечная" компонента соответствует меридиональной компоненте скорости дрейфа метеорного следа.

Следует обратить внимание, что $D_{||}$ и $D_{\perp}$ характеризуют дрейф метеорного следа относительно приемной и передающей позиций независимо от его ориентации в пространстве.

Расчет частных случаев 1,2 выполнен в предположении горизонтальности ветровых движений в МНТ [3, 4], с учетом кривизны поверхности Земли, для постоянной величины модуля скорости дрейфа метеорного следа в $|\vec{V}| = 1$ *м/с* на высоте в $h = 90$ *км* для различных *a*. Несущая частота зондирующего сигнала соответствует номинальной величине несущей частоты сигнала изображения второго телевизионного радиоканала, [10], $f_0 = 59{,}25$ *МГц*.




*а* *б*

Рис. 2

Из рис. 2 видно, что ДСЧ одинакового порядка могут быть обусловлены "продольным" и "поперечным" дрейфом метеорного следа. Причем в зависимости от величины $\epsilon$ одна и та же компонента дрейфа метеорного следа может вызывать как положительные, так и отрицательные ДСЧ отраженных сигналов. При определенных $\epsilon$ возможны случаи, когда ДСЧ не зависит от продольной или поперечной компонент скорости дрейфа следа (для величин $\epsilon$ таких, что $D_{\parallel}(\epsilon) = 0$ или $D_{\perp}(\epsilon) = 0$, см. рис. 2). Следовательно, по одной только величине ДСЧ отраженного сигнала невозможно однозначно выделить и оценить величину какой-либо компоненты скорости дрейфа метеорного следа ("продольной" или "поперечной").

Для решения задачи однозначности измерений и выделения определенной компоненты скорости дрейфа метеорного следа введем коэффициент селекции "продольной" компоненты:

$$S_{\parallel} = \frac{|D_{\parallel}|}{|D_{\parallel}| + |D_{\perp}|}.$$

Коэффициент селекции $S_{\parallel}$ показывает вклад допплеровского сдвига из-за продольной компоненты дрейфа метеорного следа в общий допплеровский сдвиг несущей частоты отраженного сигнала. Значения $S_{\parallel}$, близкие к единице, показывают, что для соответствующих $\phi$ и $\epsilon$ метеорного следа ДСЧ отраженного сигнала определяется только продольной компонентой скорости дрейфа метеорного следа и слабо зависит от поперечной компоненты. Значения $S_{\parallel}$ близкие к 0 показывают, наоборот, что ДСЧ определяется только поперечной компонентой.

На рис. 3 приведена поверхность значений $S_{\parallel}$ для различных $\phi$, $\epsilon$ метеорного следа при удалении передающей позиции $a$ = 500 *км* на Запад (величины $\phi$, $\epsilon$, $a$ приведены относительно приемной позиции). Из рис. 3 следует, что область максимального значения $S_{\parallel}$ соответствует метеорным следам с углами места $\epsilon$ , близкими к 90° или находящимся на направлении, противоположном передающей позиции.

Для селекции ДСЧ, вызванного "продольным" дрейфом метеорного следа, и измерения соответствующей компоненты скорости ветра следует использовать только сигналы, отраженные от метеорных следов, которые находятся над приемной позицией и в направлении, противоположном передающей позиции (см. рис. 3, область максимальных значений $S_{\parallel}$), [11]. При $a$ = 100 − 700 *км* размеры области максимальных значений $S_{\parallel}$ таковы, что диапазон углов места 90° +/- 30° соответствует уровню $S_{\parallel}$ не менее 0,7 от максимального значения, диапазон углов места 90° +/- 45° − уровню $S_{\parallel}$ не менее 0,5. Такую пространственную селекцию метеорных следов над приемной позицией можно реализовать с помощью антенны с вертикальной ориентацией максимума диаграммы направленности. При этом ширина диаграммы направленности должна составлять не более 60 − 90°, что является конструктивно реализуемым требованием для антенн данного частотного диапазона.

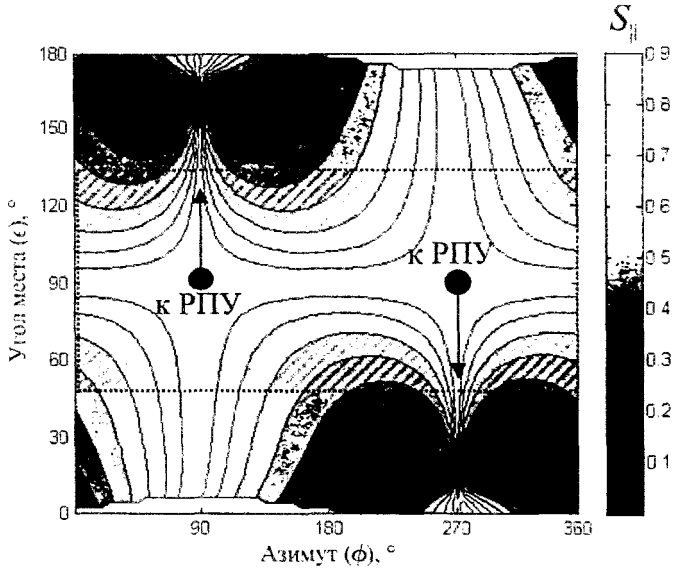



Рис. 3

При увеличении расстояния между приемной и передающей позициями размер области максимального значения $S_{\parallel}$ увеличивается, однако с увеличением $a$ возрастает вероятность экранирования трассы распространения зондирующего сигнала сферической поверхностью Земли. Это ограничивает диапазон возможных значений $\phi$ и $\epsilon$ метеорных следов, от которых может быть принят отраженный сигнал. Такое влияние поверхности Земли может проявляться и при $a$ = 500 – 700 *км* при отсутствии атмосферной рефракции для метеорных следов с $\epsilon > 170°$ ($\epsilon < 10°$ в противоположном РПУ направлении), см. рис. 3.

Также следует заметить, что в области над приемной позицией в пределах $\epsilon = 90° \pm 45°$ $D_{\parallel}$ имеет постоянный знак, а $D_{\perp}$ имеет противоположные знаки для $\epsilon > 90°$ и $< 90°$ (см. рис. 2). Следовательно, в предположение симметричного закона распределения $\epsilon$ метеорных следов над приемной позицией в пределах указанной области, средняя величина $D_{\perp}$, вычисленная по некоторому множеству отраженных сигналов, будет стремиться к 0, в отличие от средней величины $D_{\parallel}$. Тогда коэффициент $S_{\parallel}$, вычисленный по средним значениям $D_{\parallel}$ и $D_{\perp}$ будет превосходить коэффициент селекции, вычисленный по единичным значениям $D_{\parallel}$ и $D_{\perp}$. Анализ средних величин ДСЧ сигналов, отраженных от метеорных следов над приемной позицией, позволит с большей точностью оценивать величину продольной составляющей скорости ветра по сравнению с оценками по единичным значениям. Степень такого увеличения будет определяться реальным законом распределения метеорных следов по углу места $\epsilon$ в приемной позиции.

С практической точки зрения прием отраженных от метеорных следов сигналов с вертикального направления обладает следующим преимуществом: при вертикальной ориентации максимума диаграммы направленности антенны в приемной позиции исключается прием сигналов, распространяющихся земной волной. Это могут быть сигналы от передающей позиции и от окрестных близлежащих радиоисточников на близких (в пределах октавы) радиочастотах. Такие сигналы за счет большой мощности могут являться причиной интермодуляционных помех и маскировать отраженные от метеорных следов сигналы.

Также вертикальное направление приемной антенны создает равные условия для приема отраженных от метеорных следов сигналов, которые излучены различными РПУ на различных азимутах относительно приемной позиции. Каждой паре "приемная позиция" – РПУ соответствует свое направление измеряемой "продольной" компоненты скорости дрейфа метеорного следа. Это направление определяется азимутом на РПУ в приемной позиции. Тогда, принимая сигналы от различных РПУ, что, к примеру, может быть реализовано при использовании СТВ от существующей сети ТВ РПУ, создается возможность измерения различных компонент скорости ветра для одной и той же области пространства. Это позволяет определить вектора скорости ветра в МНТ по результатам измерений.

## 2. Сигналы телевизионного вещания второго радиоканала для измерения скорости ветра в МНТ над г. Харьков

Непосредственно в г. Харьков отсутствуют ТВ РПУ второго радиоканала. Это создает условия для приема сигналов от удаленных ТВ РПУ второго радиоканала (см. таблицу) за счет их переотражения от метеорных следов [12, 13]. Следует отметить, что прием отражен-

ных от метеорных следов СТВ не всегда возможен в условиях реальной помеховой обстановки, наличия мощных радиопередающих устройств на близких радиочастотах (в пределах октавы) и возможности дальнего тропосферного распространения сигналов от удаленных ТВ РПУ [12].

Расположение и несущие частоты радиосигнала изображения источников отраженных от метеорных следов СТВ второго радиоканала (для г. Харьков, Украина)

| Наименование населенного пункта | Азимут и расстояние (отн. г. Харьков) | Рабочая частота, МГц и СНЧ (округл. до 0,1 *кГц*) | Мощность, *кВт* |
|---|---|---|---|
| Киев | 279°; 414 *км* | 59,25; (0 *кГц*) | 340 |
| Старый Оскол | 38°; 173 *км* | 59,239583; (–10,4 *кГц*) | 20 |
| Дубки | 14°; 865 *км* | 59,239583; (–10,4 *кГц*) | 113 |
| Борисоглебск | 40°; 436 *км* | 59,260417; (+10,4 *кГц*) | 40 |
| Bălți | 251°; 656 *км* | 59,239583; (–10,4 *кГц*) | 109 |
| Брянск | 36°; 380 *км* | 59,260417; (+10,4 *кГц*) | 36 |
| Вильнюс | 309°; 907 *км* | 59,253906; (+ 3,9 *кГц*) | 177 |
| Краснодар | 159°; 593 *км* | 59,244792; (– 5,2 *кГц*) | 27 |

Для измерения скорости дрейфа метеорного следа по отраженному от него СТВ необходимо идентифицировать источник принятого сигнала (ТВ РПУ) и определить его азимут относительно приемной позиции.

Идентификация источника принятого СТВ может быть выполнена по значению его несущей частоты. Величина несущей частоты СТВ ($f_0$), излученного конкретным ТВ РПУ (рабочая частота ТВ РПУ) – это сумма номинальной частоты несущей (постоянная для всех ТВ РПУ одного радиоканала) и смещения несущей частоты (СНЧ). Величины СНЧ заданы индивидуально для каждого ТВ РПУ при планировании сети вещательного телевидения. Возможные значения СНЧ строго определены в нормативных документах [10] и имеют порядок единиц-десятков килогерц.

Таким образом, оценка величины несущей частоты отраженного от метеорного следа СТВ позволяет получать следующую информацию [11]:

1. Грубая оценка частоты (с точностью до килогерца) позволяет идентифицировать источник сигнала. Однозначная идентификация не всегда возможна, так как некоторые ТВ РПУ имеют одинаковые рабочие частоты (одинаковые СНЧ), см. таблицу. Это позволяет значительно сократить список возможных источников принятого СТВ.

2. Точная оценка частоты (с точностью до герца) и ее отклонение от значения рабочей частоты ТВ РПУ позволяет оценить ДСЧ, вызванный дрейфом метеорного следа вдоль направления приемная позиция – конкретный (предполагаемый) ТВ РПУ.

Средняя длительность радиосигнала, отраженного от метеорного следа, составляет 0,1 *с* (до 2 *с*) [1–4]. Стабильность несущей частоты СТВ на этом временном интервале не регламентируется в соответствующих нормативных документах [10, 14]. Однако этот параметр является ключевым при оценке возможности использования СТВ для измерения скорости дрейфа метеорных следов.

В [15] приведены результаты экспериментальной оценки $\delta_{изл}$ – среднего квадратического отклонения (СКО) несущих частот СТВ (радиосигнала изображения) от конкретных ТВ РПУ. Структура измерительной установки аналогична используемой ниже (см. разд. 3). Измерения были проведены по "прямым" сигналам ТВ РПУ г. Старый Оскол (второй радиоканал) и г. Харьков (третий радиоканал). Время измерения (усреднения) $\tau_{изм}$ выбиралось равным среднестатистическому времени существования метеорного следа (0,1*с*) и более. Экспериментально получено, что $\delta_{изл}$ составляет 2 *Гц* ($\tau_{изм}$ = 0,1 с); 0,3 *Гц* ($\tau_{изм}$ = 10 *с*); 1 *Гц* ($\tau_{изм}$ = 24 *ч*). Полученные величины $\delta_{изл}$ не превышают типовых величин погрешности при измерении доплеровского смещения отраженного сигнала, вызванного дрейфом метеорного следа. Следовательно, несущая частота радиосигнала изображения обладает достаточной стабильностью для оценки ДСЧ сигнала телевизионного вещания.

### 3. Устройство для экспериментального исследования способа измерения скорости ветра на высотах МНТ методом радиолокации метеорных следов по сигналам телевизионного вещания

Для проведения экспериментальных исследований использовалось устройство, которое состоит из приемной антенны, специализированного радиоприемного устройства (РПрУ), стандартных аналого-цифрового преобразователя (АЦП), источника опорных частот и ЭВМ для цифровой обработки сигналов [16]. Используемая приемная антенна – трехэлементный волновой канал. Траверса антенны расположена вертикально; директор, вибратор, рефлектор расположены горизонтально в меридиональной плоскости; расстояние от рефлектора до поверхности "земли" составляло 40 *см*. Максимум диаграммы направленности приемной антенны направлен вертикально. Ширина диаграммы направленности по уровню 3 *дБ* составляет 90°, КСВ в фидере не более 1,9 в полосе 1 *МГц* относительно номинальной величины $f_0$ радиосигнала изображения второго радиоканала (59,25 *МГц)* (по результатам моделирования в программе MMANA). Антенна с такими характеристиками используется для приема и селекции СТВ второго радиоканала, отраженных от метеорных следов в области над приемной позицией. Это отвечает требованиям селекции ДСЧ, которое вызвано "продольной" компонентой скорости дрейфа метеорного следа (или скорости ветра на высотах МНТ), см. выше.

РПрУ супергетеродинного типа с однократным преобразованием частоты. РПрУ имеет выходы амплитудного ограничителя (для оценки несущей частоты принятого сигнала) и амплитудного детектора (для оценки мощности принятого сигнала). Рабочая частота РПрУ – фиксированная. Возможные значения рабочих частот соответствуют номинальным значениям несущих частот радиосигнала изображения первого-третьего телевизионных радиоканалов (49,75 *МГц;* 59,25 *МГц*; 77,25 *МГц*), [10]. Промежуточная частота (ПЧ) РПрУ 6,5 *МГц*, ширина полосы пропускания тракта ПЧ 160 *кГц*, избирательность по соседнему каналу в тракте ПЧ 40 *дБ*, избирательность по соседнему и зеркальному каналам в радиочастотном тракте не менее 60 *дБ*. Высокая избирательность в радиочастотном тракте необходима для приема отраженных от метеорных следов сигналов в условиях реальной помеховой обстановки и пределах города и обеспечивается применением в качестве преселектора фильтра на спиральных резонаторах [17]. Чувствительность РПрУ по антенному входу не хуже 1 *мкВ* (при соотношении сигнал/шум на выходе равном двум).

Источник опорных частот используется для формирования гетеродинного напряжения и тактирования АЦП. Нестабильность используемого источника опорных частот (тип прибора: "Синтезатор частот" Ч6-31) составляет $5 \cdot 10^{-10}$ за 10 *с*; $5 \cdot 10^{-8}$ за 24 *ч*; $5 \cdot 10^{-7}$ за 6 *мес* (с включением/выключением), погрешность установки частоты $5 \cdot 10^{-8}$.

Серия контрольно-испытательных измерений показала, что данное устройство позволяет оценивать частоту радиосигнала с уровнем в единицы микровольт за время измерения в 0,1 *с* с СКО оценок частоты в единицы герц. Ожидаемый ДСЧ несущей СТВ при отражении от метеорных следов значительно превосходит эту величину СКО и составляет 20 – 40 *Гц* (для метеорных следов со скоростями дрейфа до 150 *м/с* [1, 2] в диапазоне углов места относительно приемной позиции $\epsilon = 90° \pm 45°$). Следовательно, характеристики данного устройства достаточны для выявления ДСЧ несущей СТВ, отраженных от дрейфующих метеорных следов.

### 4. Результаты экспериментальных исследований способа измерения скорости ветра на высотах МНТ методом радиолокации метеорных следов по сигналам телевизионного вещания

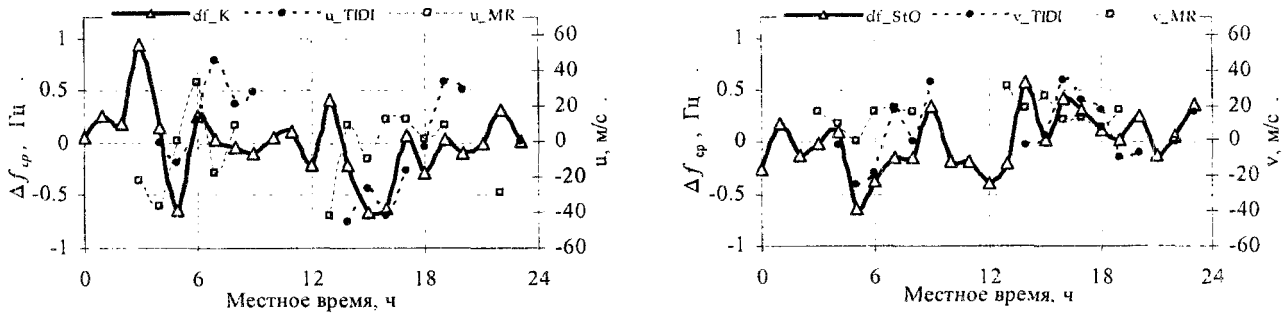
В Харьковском национальном университете радиоэлектроники (50°N; 36,2°E) с помощью описанного выше устройства были проведены четыре серии непрерывных экспериментальных исследований отраженных от метеорных следов СТВ второго радиоканала ($f_0$ = 59,25 *МГц*). Даты проведения измерений: 01...03; 12...14; 16...19; 21...23 апреля 2010.

За цикл измерений было принято свыше 7,5 тыс. сигналов, идентифицированных как отраженные от метеорных следов СТВ. Распределение несущих частот принятых сигналов

имеет линейчатый вид в пределах полосы 120 *кГц* относительно частоты 59,25 *МГц* (номинальная величина несущей частоты радиосигнала изображения второго телевизионного радиоканала, [10]). Максимумы в распределении соответствуют рабочим частотам конкретных ТВ РПУ, сигналы которых могут быть приняты в г. Харьков посредством отражения от метеорных следов (см. таблицу). Общая численность сигналов, обнаруженных на каждой конкретной радиочастоте, различна и определяется мощностью и расстоянием до ТВ РПУ с соответствующим значением рабочей частоты. Суточный ход численности обнаруженных отраженных от метеорных следов СТВ и вид огибающей отраженных сигналов согласуются с известными закономерностями [1–4].

Ширина распределения несущих частот отраженных от метеорных следов СТВ в окрестности рабочих частот конкретных ТВ РПУ превышает более чем в три раза СКО величины несущей частоты СТВ, излученного ТВ РПУ до отражения от метеорного следа. Отклонения несущей частоты отраженных от метеорных следов сигналов относительно рабочей частоты соответствующих ТВ РПУ $\Delta f$ достигали 40 *Гц*, в то время как СКО величины несущей частоты СТВ до отражения от метеорного следа составляет 2 *Гц*. Приведенные величины СКО получены при одинаковом времени измерения в 0,1 *с*.

Рассчитанный по СТВ от различных ТВ РПУ осредненный суточный ход среднечасовых отклонений несущей частоты отраженных от метеорных следов сигналов $\Delta f_{ср}$, имеет различный вид (см. рис. 4). Следует отметить, что перед расчетом $\Delta f_{ср}$ ряды $\Delta f$ были ограничены полосой в 10 *Гц* относительно рабочей частоты предполагаемого источника СТВ для приведения их закона распределения к одномодальному виду. Для расчета каждой величины $\Delta f_{ср}$ использовано от 32 до 100 измеренных величин $\Delta f$ по СТВ на рабочей частоте ТВ РПУ в г. Киев. Для СТВ на рабочей частоте ТВ РПУ в г. Старый Оскол, Дубки, Bălți количество величин $\Delta f$ для расчета $\Delta f_{ср}$ составляло от 15 до 80.




- df_K – осредненная суточная вариация $\Delta f_{ср}$ по сигналам от ТВ РПУ с рабочей частотой 59,25 *МГц*. Расположение ТВ РПУ: г. Киев (см. таблицу);
- df_StO – осредненная суточная вариация $\Delta f_{ср}$ по сигналам от ТВ РПУ с рабочей частотой 59,239583 *МГц* (СНЧ ~ -10,4 *кГц*). Расположение ТВ РПУ: г. Старый Оскол, г. Дубки, г. Bălți;
- u_TIDI/v_TIDI – осредненная суточная вариация зональной/меридиональной компонент скорости ветра на высотах 87,5-92,5 *км* по данным спутника TIMED;
- u_MR/v_MR – осредненная суточная вариация зональной/меридиональной компонент скорости ветра на высотах 87,5 – 92,5 *км* по данным метеорной РЛС и обсерватории Collm.

Рис. 4

Если наблюдаемые вариации $\Delta f$ и $\Delta f_{ср}$ вызваны эффектом Доплера при отражении от метеорных следов, то вариация этих отклонений должна коррелировать с вариацией продольной компоненты средней скорости ветра в метеорной зоне (распределение высот метеорных следов имеет "квази" Гауссов закон распределения с максимумом в области 87,5–92,5 *км* [3, 18]). При этом направление продольной компоненты скорости ветра должно определяется азимутом на предполагаемый источник принятых СТВ.

Для выявления корреляционной связи между рассчитанными по результатам измерения рядами $\Delta f_{ср}$ и вариациями скорости ветра на высотах МНТ использованы данные спутника TIMED и метеорной РЛС SKiYMET, абсерватории Collm (Коллм), Германия.

TIMED – The Thermosphere-Ionosphere-Mesosphere Energetics and Dynamics Mission – низкоорбитальный (625 *км*) спутник NASA, выполняющий мониторинг параметров верхней атмосферы Земли с 2001 года. Один из четырех приборов TIMED – "TIMED Doppler Interferometer", TIDI позволяет выполнять измерения "мгновенных" профилей горизонтального ветра (зональной и меридиональной компонент) в области высот 60 – 300 *км*, которая включает метеорную зону атмосферы Земли. Разрешение измеренного профиля по высоте составляет 2,5 *км*, погрешность определения мгновенной скорости ветра составляет 3 *м/с* (для высот 90 *км*). Время измерения одного профиля составляет 100–200 *с*, в результате чего номинальное расстояние между измеренными профилями составляет 750 *км* вдоль траектории орбиты спутника [19].

Для апреля 2010 г. количество измеренных профилей ветра над областью размером 10x10 градусов широты/долготы с центром в г. Харьков (50°N 36,2°E) составляло до трех профилей/день. Сравнительно низкую статистическую обеспеченность данных о профилях ветра для локальной области компенсируют следующие достоинства:

1) По измеренным TIDI величинам можно восстановить вектор горизонтального ветра;

2) Измеренные TIDI профили ветра были получены параллельно с выполненными экспериментальными измерениями и соответствуют области пространства, в которой находились метеорные следы, отразившие принятые используемым устройством СТВ.

Метеорная РЛС обсерватории Collm (51.3°N, 13°E) (типа SKiYMET) проводит непрерывный мониторинг динамики ветрового режима на высотах МНТ с июля 2004 г. Импульсная мощность этой метеорной РЛС составляет 6 *кВт*, рабочая частота 32,6 *МГц* [20 – 21].

Результаты измерений спутника TIMED и метеорной РЛС в Collm были использованы для расчета вектора среднего ветра в МНТ для дат проведения экспериментальных исследований и сравнения вариаций компонент вектора ветра с измеренными величинами $\Delta f_{ср}$ по СТВ различных ТВ РПУ (рис. 4, 5). Используем обозначения: $\overrightarrow{V_{TIDI}}$ – вектор среднего ветра на высотах 87,5 – 92,5 *км* (среднечасовые значения), рассчитанный по результатам измерений спутника TIMED над г. Харьков для апреля 2010; $\overrightarrow{V_{COLLM}}$ – вектор среднего ветра на высотах 87,5 – 92,5 *км* (среднечасовые значения), рассчитанный по результатам измерений метеорной РЛС Collm для апреля 2010 г.

Исследование корреляционной связи между осредненными суточными вариациями $\Delta f_{ср}$ и проекциями векторов $\overrightarrow{V_{TIDI}}$ и $\overrightarrow{V_{COLLM}}$ на различные направления (рис. 5) показывает следующее:

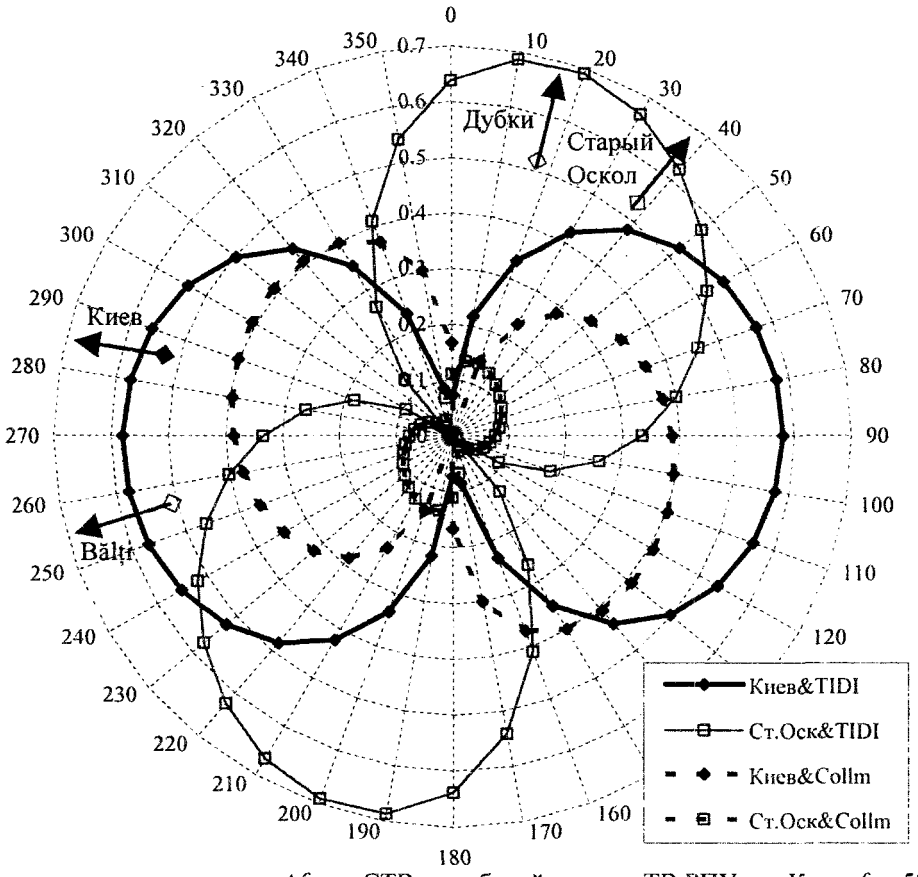
1. Вариация $\Delta f_{ср}$ имеет максимум корреляции с "продольной" компонентой $\overrightarrow{V_{TIDI}}$ и $\overrightarrow{V_{COLLM}}$, которая параллельна направлению из приемной позиции на предполагаемый источник принятых СТВ. Для случая, когда временной ряд $\Delta f_{ср}$ получен по сигналам от нескольких ТВ РПУ с одинаковыми рабочими частотами, максимум коэффициента корреляции лежит "между" азимутами на предполагаемые источники принятых СТВ (для $f_0$ = 59,239583 МГц (СНЧ ~ -10,4 *кГц*); ТВ РПУ в городах: Старый Оскол, Дубки, Bălți).

2. ТВ РПУ г. Киев расположен относительно приемной позиции на западном направлении, измеренные величины $\Delta f_{ср}$ на $f_0$ = 59,25 *МГц* коррелируют с зональной компонентой $\overrightarrow{V_{TIDI}}$ и $\overrightarrow{V_{COLLM}}$; Направление на ТВ РПУ в г. Старый Оскол, Дубки близкое к северному, измеренные величины $\Delta f_{ср}$ на $f_0$ = 59,239583 *МГц* коррелируют с меридиональной компонентой $\overrightarrow{V_{TIDI}}$ и $\overrightarrow{V_{COLLM}}$.

3. Оценка значимости коэффициента корреляции [22] показывает, что при величине коэффициента корреляции более 0,58 с вероятностью более 0,95 можно отвергнуть гипотезу о некоррелированности рядов $\Delta f_{ср}$ с соответствующей проекцией вектора $\overrightarrow{V_{TIDI}}$.

4. Вариация $\Delta f_{ср}$ имеет минимум корреляции с "поперечной" компонентой $\overrightarrow{V_{TIDI}}$ и $\overrightarrow{V_{COLLM}}$, которая ортогональна направлению из приемной позиции на предполагаемый источник принятых СТВ. В этом направлении величина коэффициента корреляции не более чем 0,08.

5. Корреляция между вариацией $\Delta f_{ср}$ и проекциями $\overrightarrow{V_{COLLM}}$ (по шкалам локального времени, соответствующих г. Харьков (для $\Delta f_{ср}$) и Collm ($\overrightarrow{V_{COLLM}}$)) меньше по сравнению с корреляцией между вариацией $\Delta f_{ср}$ и проекциями $\overrightarrow{V_{TIDI}}$. Это вызвано тем, что $\overrightarrow{V_{COLLM}}$ соответствует другой области МНТ, которая находится на расстоянии в 23,2° долготы на Запад от области, в которой выполнены измерения $\Delta f_{ср}$ и $\overrightarrow{V_{TIDI}}$.




- Закрашенные маркеры соответствуют $\Delta f_{ср}$ по СТВ на рабочей частоте ТВ РПУ в г. Киев, $f_0$ = 59,25 *МГц*;
- Незакрашенные маркеры соответствуют $\Delta f_{ср}$ по СТВ на рабочей частоте ТВ РПУ в г. Старый Оскол, Дубки, Bălți, $f_0$ = 59,239583 *МГц* (СНЧ ~ -10,4 *кГц*);
- Сплошная линия – корреляция $\Delta f_{ср}$ с проекциями $\overrightarrow{V_{TIDI}}$ (по данным спутника TIMED);
- Пунктирная линия – корреляция $\Delta f_{ср}$ с проекциями $\overrightarrow{V_{COLLM}}$ (по данным метеорной РЛС Collm).

Рис. 5

**Выводы**

Исследована возможность применения сигналов телевизионного вещания в качестве зондирующих для измерения скорости ветра на высотах мезопаузы – нижней термосферы методом радиолокации метеорных следов. Такое использование сигналов телевизионного вещания позволяет исключить передающее устройство из состава измерительной установки и, следовательно, уменьшить расходы на проведение измерений. Разработанная методика и аппаратура позволили провести цикл пробных измерений и сравнить его результаты с данными специализированного спутника TIMED и метеорной РЛС SKiYMET. Результаты сравнения показывают, что коэффициент корреляции между результатами измерений достигает 0,58 (по анализу значимости коэффициента корреляции с вероятностью более чем 0,95 мож-

но отвергнуть гипотезу о некоррелированности результатов измерения). Причем, максимум корреляции наблюдается с той компонентой скорости ветра, которая коллинеарна направлению от приемного устройства к соответствующему телевизионному радиопередатчику. В ортогональном направлении наблюдаются минимальные величины коэффициента корреляции, не более чем 0,08.

Проведенные измерения впервые показывают возможность использования сигналов телевизионного вещания для измерения скорости ветра методом радиолокации метеорных следов, а применяемая аппаратура может быть взята за основу при создании разнесенных пунктов мониторинга вектора ветровых движений на высотах мезопаузы – нижней термосферы на базе существующей сети телевизионного вещания.

**Список литературы:** 1. *Мак-Кинли Д.* Методы метеорной астрономии. – М. : Мир, 1964. – 384 с. 2. *Кащеев Б. Л., Лебединец В. Н., Лагутин М. Ф.* Метеорные явления в атмосфере Земли. – М. : Наука, 1967. – 260с. 3. *Олейников А.Н., Кащеев Б.Л.* Исследование атмосферных динамических процессов в области мезопаузы – нижней термосферы методом радиолокации метеорных следов // Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли / под общ. ред. Б.Л. Кащеева, Е.Г. Прошкина, М.Ф. Лагутина. – Харьков : ХНУРЭ, Бизнес Информ, 2002. – С. 133-172. 4. *Hocking, W.K., Fuller, B., Vandepeer, B.* Real-time determination of meteor-related parameters utilizing modern digital technology // J. Atmos. Solar-Terr. Phys. 2001. – Vol. 63. – P. 155-169. 5. *Олейников А. Н., Сосновчик Д. М., Шкарлет А. И.* Использование сигналов телевизионного вещания для исследования вариаций коэффициента заполнения метеорного канала связи // Вестник Гос. ун-та информационно-коммуникационных технологий. – 2006. – Т.4, №3. – С. 143-149. 6. *Лыков Ю.В., Олейников А.Н.* Исследование характеристик метеорного радиоканала с использованием сторонних источников радиоизлучения // Вісник ДУІКТ, 2008. – Т. 6. №4. – С.296-303. 7. *Использование* сигналов телевизионного вещания для исследования процессов в метеорной зоне атмосферы Земли / А. Н. Олейников, Д. М. Сосновчик, Ю. В. Лыков, В. Д. Кукуш, С. А. Маковецький // Радиотехника. – 2010. – Вып. 160. – С. 47–55. 8. *Сколник М.* Справочник по радиолокации // пер.с англ. К.Н. Трофимов. Т. 4. – М.: Сов. радио, 1978. – 376с. 9. *Черняк В. С.* Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с. 10. *ГОСТ 7845-92.* Система вещательного телевидения. Основные параметры. Методы измерений: введ. 01.01.93. 11. *Кукуш В.Д., Олейніков А.М., Маковецький С.О.* Заявка на патент України на корисну модель № u2010 08168. Спосіб вимірювання швидкості вітру методом радіолокації метеорних слідів за сигналами телевізійного мовлення. Дата подання 30.06.10, рішення про видачу патенту України на корисну модель від 10.03.11. 12. Олейников *А. Н., Лыков Ю. В., Кукуш В. Д.* Повышение эффективности разнесенной системы радиолокации метеорных следов // Радиотехника. – 2009. – Вып. 157. – С. 5–12. 13. *Radio-Frequenzen und Senderkarten weltweit.* – URL: http://www.fmscan.de (дата обращения: 07.04.2011). 14. *ГОСТ 20532-83* Радиопередатчики телевизионные I-V диапазонов. Основные параметры, технические требования и методы измерений : введ. 01.07.84. 15. *Кукуш В. Д., Олейников А. Н.* Оценка возможности определения скорости дрейфа метеорного следа по сигналам телевизионного вещания // Современные информационные и электронные технологии : XI междунар. науч.-практ. конф. : материалы конф. Одесса: ОНПУ, 2010. С. 218. 16. *Кукуш В.Д., Олейніков А.М., Маковецький С.О.* Заявка на патент України на корисну модель № u2010 13684. Пристрій вимірювання швидкості вітру методом радіолокації метеорних слідів за сигналами телевізійного мовлення. Дата подання 18.11.10, рішення про видачу патенту України на корисну модель від 09.02.11. 17. 17. *Ханзел, Г. Е.* Справочник по расчету фильтров // пер.с англ. А.Е. Знаменский. – М.: Сов. радио, 1974. – 288с. 18. *Meteor* radar temperatures over Collm (51.3°N, 13°E) / Stober, G., Jacobi, Ch., Fröhlich, K., Oberheide, J. // Adv. Space Res. 2008. Vol, 42, P.1253–1258. 19. *TIMED* Doppler Interferometer: Overview and recent results / Killeen, T. L. Wu, Q., Solomon, S. C., Ortland, D. A., Skinner, W. R., Niciejewski, R. J. // J. Geophys. Res., 111, A10S01, doi:10.1029/2005JA011484. 20. *Meteor* radar wind and temperature measurements over Collm (51,3°N, 13°E) and comparison with co-located LF drift measurements during autumn 2004 / Jacobi Ch. Kürschner D., Fröhlich K. Arnold K., Tetzlaff G. // Wissenschaftliche Mitteilungen aus dem Institut für Meteorologie der Universität Leipzig. 2005. Band 36. P.98–112. 21. *Jacobi Ch.* Meteor radar measurements of mean winds and tides over Collm (51.3°N, 13°E) and comparison with LF drift measurements 2005-2007 // Adv. Radio Sci., accepted 14.2.2011. 22. *Румшиский Л.З.* Математическая обработка результатов эксперимента. – М.: Наука, 1971. – 192 с.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 15.04.2011*

УДК 538.3

*Ю. В. ЛЫКОВ, канд. техн. наук, О. А. СЯГАЕВА*

# МОДЕЛЬ ИСТОЧНИКА ОПАСНОГО СИГНАЛА В КАНАЛЕ УТЕЧКИ ИНФОРМАЦИИ, ОБРАЗОВАННОГО ПОБОЧНЫМИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМИ ИЗЛУЧЕНИЯМИ МОНИТОРА

## Введение

Одним из возможных каналов утечки информации в информационных системах является побочное электромагнитное излучение (ПЭМИ), создаваемое техническими средствами, например персональными компьютерами и линиями связи. Принимая и декодируя эти излучения, можно получить сведения об информации, обрабатываемой в данном техническом средстве.

Оценочно, по каналу ПЭМИ может быть перехвачено не более 1-2 % данных, хранимых и обрабатываемых на персональных компьютерах и других технических средствах передачи информации (ТСПИ) [1]. На первый взгляд может показаться, что этот канал действительно менее опасен чем, например, акустический, по которому может произойти утечка до 100 % речевой информации, циркулирующей в помещении. Однако в настоящее время практически вся информация, содержащая государственную тайну или коммерческие секреты, проходит этап обработки на персональных компьютерах. Специфика канала ПЭМИ такова, что те самые два процента информации, уязвимые для технических средств перехвата, – это данные, вводимые с клавиатуры компьютера или отображаемые на мониторе, т.е. значительная часть сведений, подлежащих защите, может оказаться перехваченной злоумышленником.

Наиболее опасными устройствами вычислительной техники, с точки зрения утечки информации по ПЭМИ, являются мониторы с разверткой изображения телевизионного типа. Поэтому, если персональные компьютеры (ПК) используются в качестве средств обработки информации с ограниченным доступом (ИСОД) – их мониторы должны в обязательном порядке подвергаться проверке на наличие в них ПЭМИ и соответствие их существующим нормам.

## Постановка задачи

На сегодняшний день актуальна задача обеспечения безопасности распространения ИСОД, которая обрабатывается средствами вычислительной техники (СВТ). Качество и полнота обеспечения выполнения данной задачи требуют особого подхода к каждому случаю выполнения мероприятий по защите ИСОД от утечки по каналу ПЭМИ.

Защита информации от ее утечки за счет электромагнитных излучений, прежде всего, включает в себя мероприятия по предотвращению возможности выхода этих сигналов за пределы контролируемой зоны.

Мероприятия по защите должны планироваться еще на этапе строительства (реконструкции) объекта информационной деятельности, на котором обрабатывается ИСОД. Только такой подход может обеспечить наиболее полную защиту объекта и гарантировать достаточно высокую защищенность информации, обрабатываемой на СВТ. Для этого должна быть разработана модель канала утечки информации позволяющая проводить предварительный расчет дальности канала и оценку эффективности средств защиты. В работах [1 - 10] показана возможность съема информации с монитора по каналу ПЭМИ, а также предложены методики поиска опасных сигналов, однако в них отсутствует модель данного канала утечки информации.

Цель данной статьи – разработка модели источника опасного сигнала в канале утечки информации образованного ПЭМИ монитора, которая может позволить прогнозировать как частоты побочного излучения, так и их вероятный источник – блок видеотракта ПК.

**Основные положения**

Технический канал утечки информации (ТКУИ) – это совокупность источника информации (ИИ), технического средства разведки (ТСР), с помощью которого добывается информация, и физической среды, в которой распространяется информационный сигнал (рис. 1). Под ТКУИ можно понимать способ получения с помощью ТСР разведывательной информации об объекте. Под разведывательной информацией обычно понимаются сведения или совокупность данных об объектах разведки независимо от формы их представления [8].

Рассмотрим основные составляющие ТКУИ. Сигналы являются материальными носителями информации. По физической природе сигналы могут быть электрическими, электромагнитными, акустическими и т.д. То есть сигналами, как правило, являются электромагнитные, механические и другие виды колебаний, причем информация содержится в их изменяющихся параметрах. В зависимости от природы сигналы распространяются в определенных физических средах. В общем случае средой распространения могут быть газовые (воздушные), жидкостные (водные) и твердые среды. Например, воздушное пространство, конструкции зданий, соединительные линии и токопроводящие элементы, грунт и т. п. [8].

Технические средства разведки служат для приема и измерения параметров сигналов. Информация, отображенная на экране монитора, может быть восстановлена с помощью ТВ-приемника. Он обрабатывает лишь небольшую часть спектра шириной около 8 *МГц* на частотах в диапазонах метровых и дециметровых волн.

В работе используется косвенный метод оценки защищенности информации, обрабатываемой СВТ, от возможной ее утечки за счет ПЭМИ. Он не использует проведение фактического обнаружения сигнала и основывается на применении в информационных излучающих цепях СВТ тестовых сигналов в виде периодической последовательности информационных импульсов (рис. 2).

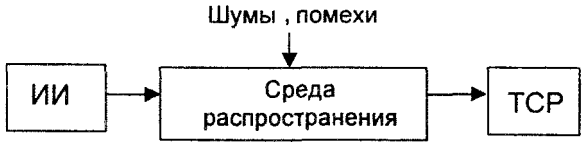



Рис. 1

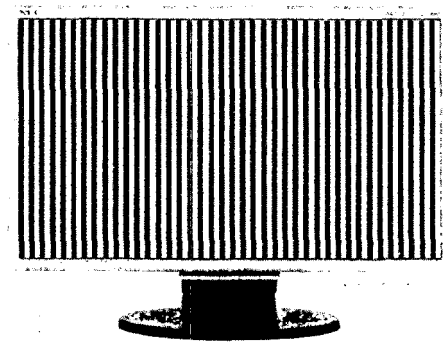


Рис. 2

**Модель источника ПЭМИ монитора**

Для составления модели источника ПЭМИ монитора необходимы следующие исходные данные: знание принципа работы монитора; сведения о структуре видеосигнала; параметры тестового сигнала.

Для исследования ПЭМИ применяется тестовый сигнал, который выводится на экран монитора ПК в виде последовательности черно-белых вертикальных полос, называемой мирой (рис. 2).

Аналитический вид данного сигнала во временной области описывается выражением (1), а его спектр выражением (2).

$$s(t)=\sum_{i=1}^{N_строк}\left[\sum_{n=0}^{N_пик}\Phi\left[t-t_1\cdot n-(i-1)\cdot T_строк\right]-\left[\sum_{n=0}^{N_пик}\Phi\left[t-\tau i-t_1\cdot n-(i-1)\cdot T_строк\right]\right]\right], \quad (1)$$

где $t_1$ – время запаздывания между двумя импульсами, соответствующими двум соседним вертикальным полосам изображения; $\Phi$ – функция включения; $N_строк$ – количество строк, равное разрешающей способности монитора по вертикали; $N_лин$ – количество черных линий тестового сигнала; $T_строк$ – период строчной развертки; $\tau i$ – длительность участка изображения, соответствующая вертикальной полосе тестового сигнала;

$$|S(f)| = E \cdot \tau_i \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot \tau_i)}{\pi \cdot f \cdot \tau_i} \frac{\sin(N_лин \cdot \pi \cdot f \cdot \tau_i \cdot T_строк)}{\sin(\pi \cdot f \cdot \tau_i \cdot T_строк)} \quad (2)$$

Частота первой гармоники определяется по выражению

$$F_1 = \frac{1}{T_{ч_лин}} = \frac{N_лин}{\tau_a} = \frac{N_лин}{T_строк - \tau_{сги}} = \frac{N_лин}{\left(\frac{1}{Nстрок \cdot Nкадров} - \frac{\tau_{кги}}{Nстрок} - \tau_{сги}\right)}, \quad (3)$$

где $T_{ч_лин}$ – период следования вертикальных полос тестового сигнала; $Nч_лин$ – количество черных линий тестового сигнала; $\tau_a$ – длительность активной части строки; $Nстрок$ – количество строк растра изображения, равное разрешающей способности монитора по вертикали; $Nкадров$ – количество кадров в секунду; $T_строк$ – период строчной развертки; $\tau_{сги}$ – длительность обратного хода строчной развертки; $\tau_{кги}$ – длительность обратного хода кадровой развертки.

Основной задачей данного тестового сигнала является обеспечение максимального уровня побочных электромагнитных излучений.

На рис. 3 изображена осциллограмма тестового сигнала, а на рис.4 – его спектр.

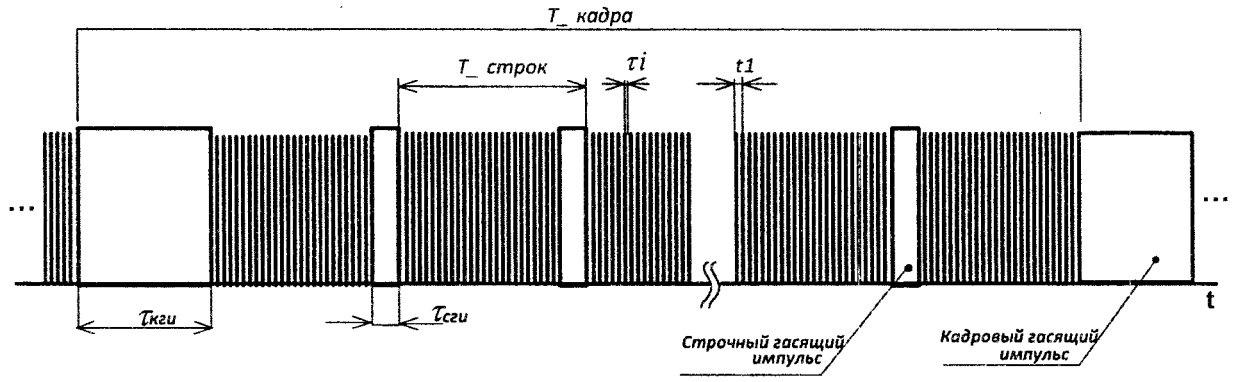



Рис. 3




Рис. 4

На рис. 5 и 6 приведены амплитудные спектры информативного сигнала, обрабатываемого монитором для некоторых режимов его работы.

На рис. 5 – результаты моделирования ПЭМИ для режима 800x600 60 *Гц* (тестовый сигнал №4 – чередование черных и белых линий толщиной в четыре пикселя).

На рис. 6 – результаты моделирования ПЭМИ для режима 1280x1024 75 *Гц* (тестовый сигнал №1 – чередование черных и белых линий толщиной в один пиксель).

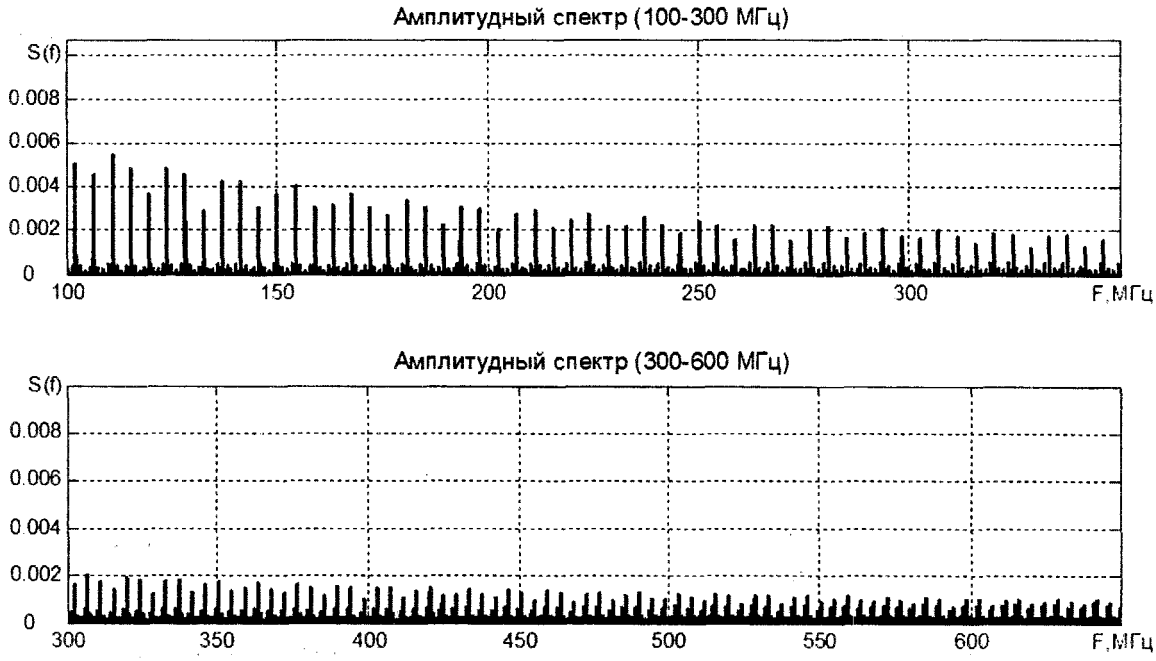



Рис. 5

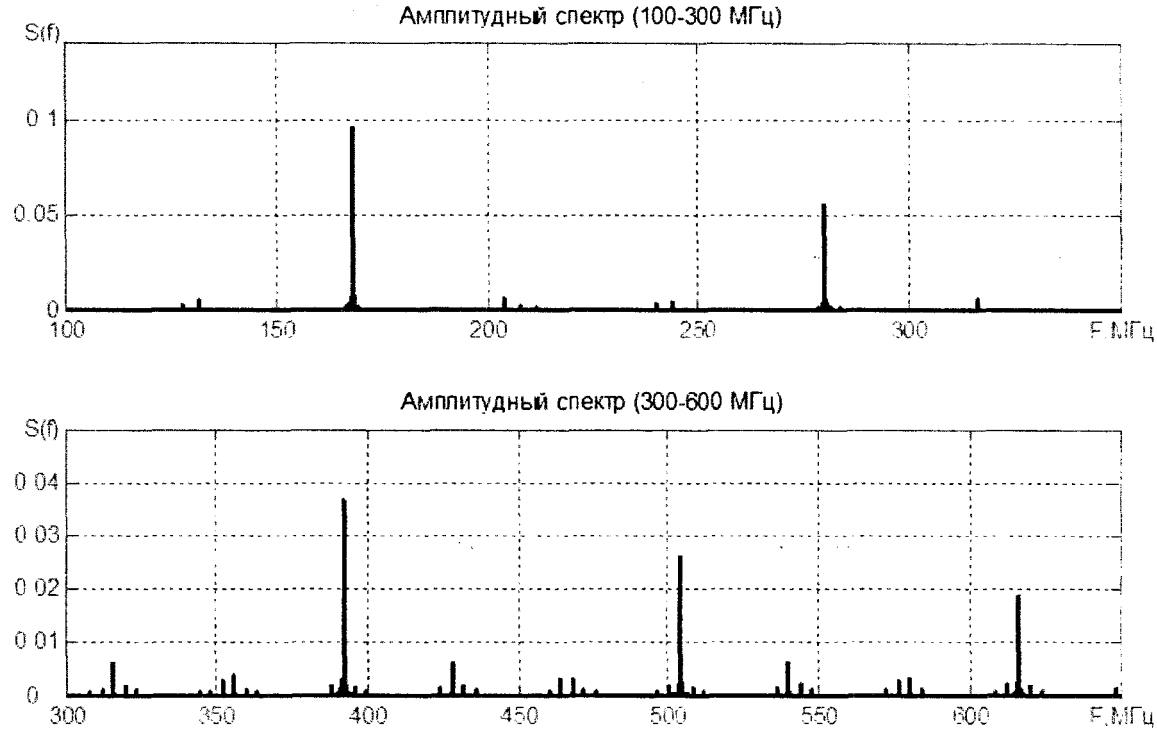



Рис. 6

Из рис. 5 и 6 видно, что с увеличением разрешающей способности и частоты кадровой развертки количество спектральных составляющих (соответствующее возможному количеству ПЭМИ) уменьшается, при этом амплитуды гармоник возрастают.

Идентифицировать источник побочного излучения и его излучаемую способность можно по частотной зависимости КНД случайной антенны – видеокабеля (на локальные максимумы частотной зависимости приходится излучение видеокабеля, на минимумы – излучение видеоусилителя).

В качестве модели видеокабеля можно использовать модель проволочного излучателя, частотная зависимость КНД которого определяется выражением (4) и (5) [11]:

$$Ri(f) = 60\int_0^{\pi} \frac{\left(\cos\left(\frac{2\cdot\pi\cdot L\cdot\cos(\Theta)}{\lambda(f)}\right) - \cos\left(\frac{2\cdot\pi\cdot L}{\lambda(f)}\right)\right)^2}{\sin(\Theta)} d\Theta, \qquad (4)$$

$$D(f) = 120\cdot\frac{\left(1-\cos\left(\frac{2\cdot\pi\cdot L}{\lambda(f)}\right)\right)^2}{Ri(f)}, \qquad (5)$$

где $D$ – коэффициент направленного действия антенны; $f$ – частота; $\lambda$ – длина волны; $L$ – длина антенны; $\Theta$ – угол между осью антенны и направлением на источник сигнала; $Ri$ – сопротивление излучения антенны;

На рис. 7 приведены результаты моделирования ПЭМИ для режима 1024x768 85 *Гц* (тестовый сигнал №4): *а* – амплитудный спектр информативного сигнала в видеокабеле для режима работы монитора 1024x768 85 *Гц*; *б* – частотная характеристика КНД антенны, в роли которой выступает видеокабель; *в* – амплитудный спектр сигнала излучаемого видеокабелем.

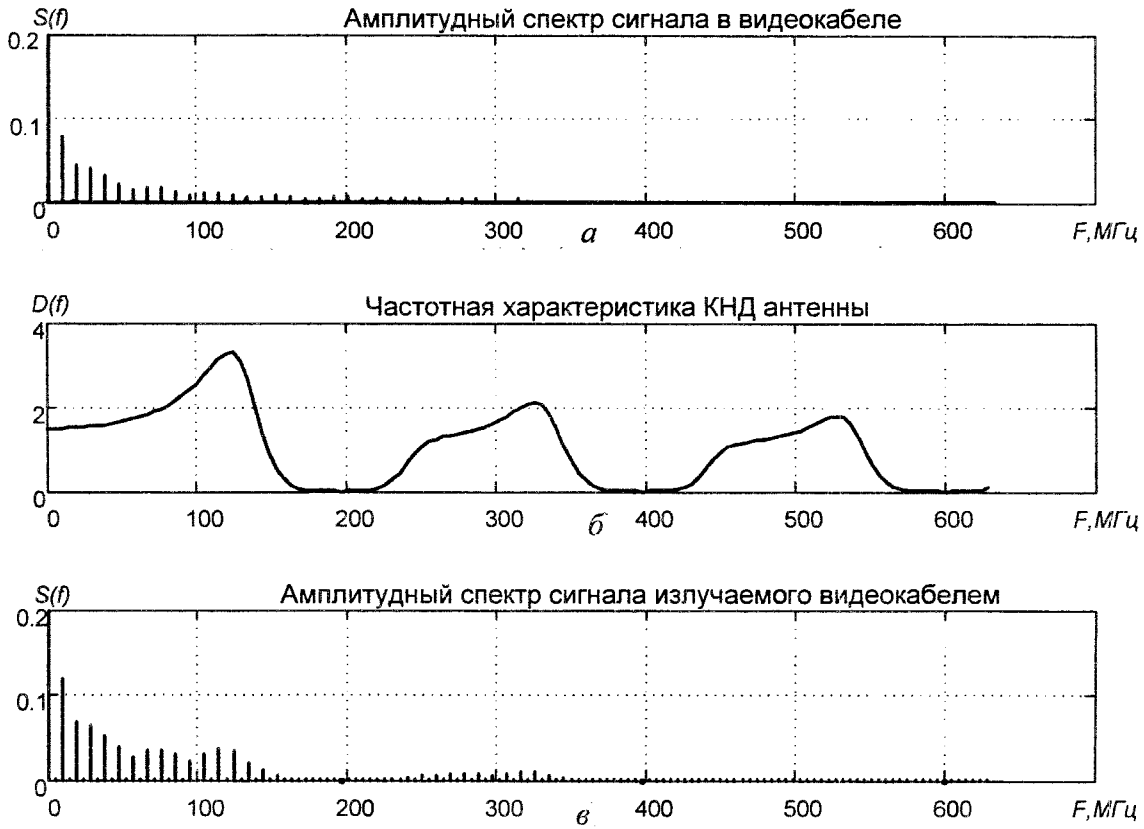



Рис. 7

Следовательно, по частотной зависимости КНД излучателя (видеокабеля) с учетом результатов расчета (табл.1), частоты на которых будут обнаружены ПЭМИ, можно прогнозировать источник ПЭМИ (монитор, либо видеокабель).

Для различных тестовых сигналов и режимов работы монитора проведено математическое моделирование ПЭМИ. Полученные результаты сведены в табл. 1.

Таблица 1

Суммарный уровень ПЭМИ монитора, уровень которых превышает условное пороговое значение Uпор = 0.015 В, в диапазоне частот 110 – 600 *МГц*

| Тестовый сигнал* | Суммарный уровень ПЭМИ | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | 800x600 60 *Гц* | 1024x768 60 *Гц* | 1024x768 85 *Гц* | 1280x1024 75 *Гц* | 1440x900 60 *Гц* | 1680x1050 60 *Гц* |
| №1 | 0,17335 | 0,17868 | 0,37857 | 0.11450 | 0,29234 | 0,131649 |
| №2 | 0,15116 | 0,16053 | 0,18005 | 0,16763 | 0,10971 | 0,163338 |
| №3 | 0,091875 | 0,09777 | 0,10421 | 0,14626 | 0,17842 | 0,13318 |
| №4 | 0,031237 | 0,06629 | 0,09023 | 0,08534 | 0,11546 | 0,11879 |

*Тестовый сигнал №1 – чередование черных и белых линий толщиной в один пиксель;
Тестовый сигнал №2 – чередование черных и белых линий толщиной в два пикселя;
Тестовый сигнал №3 – чередование черных и белых линий толщиной в три пикселя;
Тестовый сигнал №4 – чередование черных и белых линий толщиной в четыре пикселя

**Результаты экспериментального подтверждения разработанной модели источника ПЭМИ монитора**

Для исследования ПЭМИ использовалась методика, описанная в [10].

Состав измерительного оборудования:

1) антены DP3 (300 – 1000 *МГц*), DP1 (80 – 300 *МГц*).

2) селективный микровольтметр SMV 8.5;

Общий вид измерительной установки приведен на рис. 8.

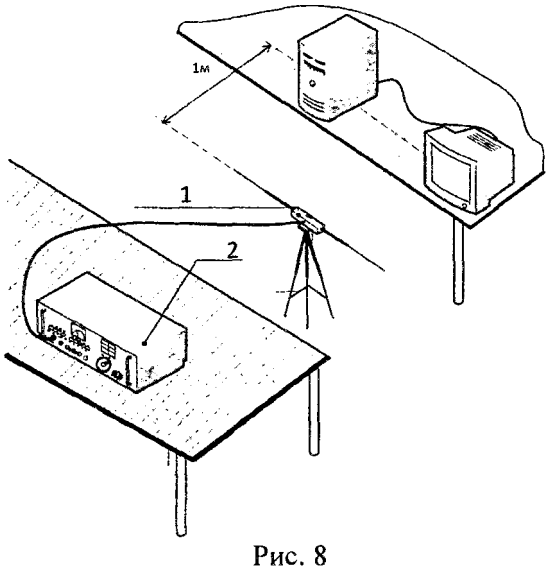



Рис. 8

Эксперимент проводился в учебной лаборатории кафедры основ радиотехники Харьковского национального университета радиоэлектроники.

Для того чтобы определить наиболее вероятный источник ПЭМИ в персональном компьютере (ПК), проведены экспериментальные исследования его видеотракта (рис. 9).

С помощью селективного микровольтметра SMV – 8.5 выполнялся поиск сигналов, излученных всеми блоками видеотракта при включенном тестовом сигнале в диапазоне частот.

Для исследования ПЭМИ отдельных блоков ПЭВМ применялась следующая методика:

1. Измерялось общее излучение видеотракта при всех подключенных его составляющих $U_{\Sigma}$ ;

2. Измерялся уровень сигнала с отключенным монитором $U'$;

3. Измерялся уровень сигнала с отключенным монитором и кабелем $U''$.

Далее рассчитываются уровни излучения отдельных составляющих видеотракта:

$$U_{\Sigma}{}^{2} = U_{ву}{}^{2} + U_{вк}{}^{2} + U_{а}{}^{2},$$

$$U_{ву} = \sqrt{U_{\Sigma}{}^{2} - \left(U_{вк}{}^{2} + U_{а}{}^{2}\right)},$$

$$U_{вк}{}^{2} = \left(U'\right)^{2} - \left(U''\right)^{2},$$

$$U_{а} = U'',$$

где $U_{\Sigma}$ – уровень общего излучения видеотракта; $U_{ву}$ – уровень излучения видеоусилителя; $U_{вк}$ – уровень изучения видеокабеля; $U_{а}$ – уровень сигнала видеоадаптера.

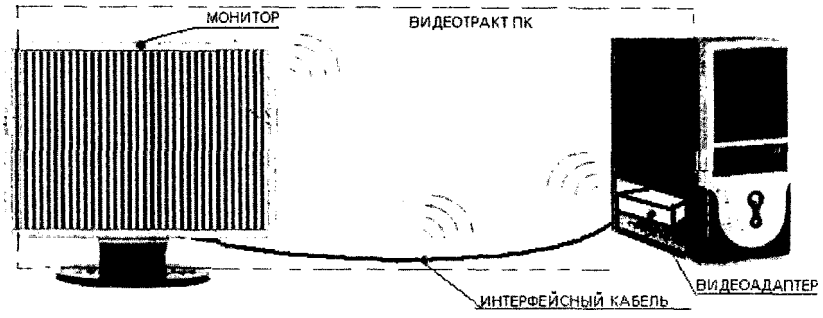



Рис. 9

Результаты исследований занесены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты экспериментального исследования ПЭМИ отдельных блоков ПЭВМ

| Блок видеотракта | Модели монитора | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | Samsung 765MB (17",CRT)* | | LG 575 (15",CRT) * | | Samsung 940 NW(19",TFT) * | | LG W2242T (22",TFT)** | | Packard Bell A520 (15")* | | Packard Bell A727/P* | |
| | Напряжение на входе селективного микровольтметра, *мкВ* | | | | | | | | | | | |
| Частота, *МГц* | 190 | 142 | 140 | 220 | 133 | 168 | 174 | 390 | 130 | 292 | 118 | 426 |
| Видеоадаптер $U_{а}$ | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| Видеокабель $U_{вк}$ | 4,51 | 6,92 | 1,99 | 1,67 | 1,99 | 0 | 0 | 2,88 | 1 | 2,51 | 15,8 | 1,58 |
| Видеоусилитель $U_{ву}$ | 27,8 | 39,17 | 6,96 | 6,79 | 2,63 | 5 | 6,45 | 0 | 99,9 | 13,06 | 7,97 | 8,76 |
| Общее излучение $U_{\Sigma}$ | 28,2 | 39,8 | 7,244 | 7 | 3,98 | 5 | 6,45 | 2,88 | 100 | 13,3 | 17,7 | 8,91 |

*подключение по аналоговому интерфейсу (VGA)

**подключение по цифровому интерфейсу (DVI)

Согласно результатам исследований видеотракта, на определенных частотах основным источником излучения (ПЭМИ) является либо видеокабель, либо видеоусилитель монитора. Соотношение количества их ПЭМИ приблизительно одинаковое. Но по уровню излучений монитор можно считать основным источником опасного сигнала.

Проведено подробное исследование видеотракта монитора Packard Bell A727/P (17", ЭЛТ). Результаты сведены в табл. 3.

Таблица 3

Результаты исследования видеотракта монитора Packard Bell A727/P

| F, *МГц* | 118 | 119 | 142 | 166 | 178 | 189 | 212 | 238 | 260 | 282 | 308 | 332 | 356 | 379 | 403 | 425 | 450 | 478 | 535 | 595 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Uc, *мкВ* | 46 | 11 | 51 | 23,5 | 2,1 | 25 | 4 | 19 | 3 | 3 | 3 | 3 | 13 | 11 | 22 | 27 | 3,6 | 2 | 8.00 | 13 |
| Источник ПЭМИ | к | к | к | к | к | м | м | м | м | к | к | м | м | м | м | м | м | к | к | м |

к – основной источник ПЭМИ – видеокабель;
м – основной источник ПЭМИ – видеоусилитель.

Частоты, на которых основным источником сигнала является видеокабель, хорошо согласуются с частотной зависимостью КНД проволочного излучателя (рис. 7, *б*) с длиной, равной длине видеокабеля. На частотах минимума КНД основным источником излучения являются высоковольтные блоки монитора (видеоусилители).

В табл. 4 приведен суммарный уровень ПЭМИ нескольких моделей мониторов, которые исследовались в эксперименте.

Таблица 4

Суммарный уровень обнаруженных ПЭМИ в диапазоне частот 110 – 600 *МГц*

| Модель монитора | Режим работы монитора | Тест № 1 | Тест № 2 | Тест № 3 | Тест № 4 |
|---|---|---|---|---|---|
| SAMSUNG 765 MB (17",CRT) | 800x600x60 | 66,728 | 28,201 | 15,848 | 6,826 |
| | 1280x1024x75 | 109,872 | 26,392 | 32,939 | 21.308 |
| LG 575C (15",CRT) | 800x600x60 | 279,832 | 256,984 | 86,128 | 89,376 |
| | 1024x768x85 | 211,064 | 188,048 | 59,808 | 58,016 |
| Packard Bell A 520 (15",CRT) | 1024x768x60 | 1170,064 | 1057,84 | 331,632 | 307,048 |
| Packard Bell A 727/P (17", CRT) | 800x600x60 | 91,952 | 107,8 | 58,576 | 24,136 |
| | 1024x768x85 | 135,24 | 160,72 | 47,768 | 49,056 |
| SAMSUNG 940 NW (19",TFT) | 1440x900x60 | 10,309 | 19,6 | 9,688 | 10,416 |
| LG W2242T (22",TFT) | 1680x1050x60 | 55,44 | 784,56 | 193,928 | 198,184 |
| Notebook MSI VR 610X | 1440x900x60 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Результаты эксперимента (табл. 4) хорошо согласуются с результатами моделирования (табл. 1).

По уровням обнаруженных ПЭМИ можно сделать вывод, что в основном с повышением разрешающей способности монитора увеличивается их уровень. Максимальные уровни побочных излучений получены для 1-го и 2-го тестовых сигналов, поэтому они и будут наиболее оптимальными для поиска ПЭМИ.

Следует также отметить, что частоты ПЭМИ, полученные в результате моделирования не являются частотой несущего колебания, образованной в результате паразитной генерации в видеотракте. Поэтому не представляют интерес для злоумышленника, так как не несут информативной составляющей и присутствуют лишь для конкретного сигнала в конкретном режиме работы монитора. О наличии такой, действительно опасной частоты ПЭМИ, можно судить по следующим признакам:

- наличие излучения на данной частоте данной частоты при всех тестовых сигналах и режимах работы монитора;
- несовпадение ее значения с результатами моделирования;
- ее относительной нестабильности.

**Выводы**

1. Проведены натурные эксперименты по исследованию ПЭМИ различных типов мониторов. Полученный экспериментальный материал подтверждает наличие побочного излучения, как мониторов ПЭВМ, так и его отдельных блоков.

2. Экспериментально определено, что из исследуемых мониторов самым низким уровнем излучений обладают некоторые модели TFT-мониторов, а также ноутбуки.

3. Разработана методика прогнозирования частот ПЭМИ, а также вероятный источник излучения на конкретной частоте. Наиболее вероятными источника ПЭМИ видеотракта ПК являются видеокабель и видеоусилители монитора.

4. Полученные результаты могут быть полезны для составления общей модели канала утечки информации через ПЭМИ и предварительного расчета зоны защищенности на этапе строительства (реконструкции) объекта информационной деятельности, на котором обрабатывается ИСОД.

**Список литературы**: 1. *Wim van Eck, I. Neessen* and *P. Rijsdijk;* On the electromag-fields generated by video display units. Proc. symp. EMC.Zurich, March 1985. 2. *Wim van Eck*: Electromagnetic Radiation from Video Display Units: An Eaves-dropping Risk? Computers & Security, Vol.4, pp. 269–286, 1985. 3. *Tanaka Hidema, Takizawa Osamu*:A Trial of the Interception of Display Image Using Emanation of Electromagnetic Wave. Journal of the Institute of Image Electronics Engineers of Japan (S0815A), 2005. ISSN:0285-9831, Vol 34; No.2; pp.147-155. 4. *Markus G. Kuhn*: Electromagnetic Eaves dropping Risks of Flat-Panel Displays. 4th Work shopon Privacy Enhancing Technologies, 23–25 May 2004, Toronto, LNCS3424, Springer. 5. *Markus G. Kuhn*: Compromising emanations: eaves dropping risks of computer displays.Technical Report UCAM-CL-TR-577, University of Cambridge, Computer Laboratory, December 2003. 6. *N.N. Gorobets,* A.V. *Trivaylo* Compromising emanations: overview and system analysis // Вісник Харк. нац. ун-ту ім. В.Н.Каразіна. Серія "Радіофізика та електроніка". – 2009. – № 883, вип. 15. – С. 83-88. 7. *Суворов П.А.* Некоторые особенности поля побочного электромагнитного излучения технических средств, обрабатывающих конфиденциальную информацию // Специальная техника. – 2004. – №2. 8. *Хорев А.А.*Способы и средства защиты информации. – М. : МО РФ, 2000. – 316с. 9 .Терминология в области защиты информации: Справочник. – М. : ВНИИ "Стандарт", 1993. – 110 с. 10. *Зайцев А.П., Шелупанов А.А., Мещеряков Р.В.* Технические средства и методы защиты информации. – М. : ООО «Издательство Машиностроение», 2009. – 508с. 11. *Лавров Г.А., Князев А.С.* Приземные и подземные антенны. – М. : Сов. радио,1965. – 472с.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 20.03.2011*

УДК 004.383.3

*А. Н. СВИСТУН, А. В. ВОРГУЛЬ, канд. техн. наук*

# СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СПЕЦИАЛИЗИРОВАННОГО МИКРОКОНТРОЛЛЕРА

## Введение

Большинство современного оборудования управляется различными микроконтроллерами. Основная задача микроконтроллера – выполнение ресурсоемких операций за достаточно короткое время. Уменьшение времени отклика микроконтроллера в большинстве случаев сводится к повышению его тактовой частоты, что, в свою очередь, приводит к усложнению схемотехнических решений при проектировании МК и различных устройств. Уменьшение времени отклика МК можно достичь путем использования программно-аппаратных средств, не повышая тактовой частоты.

Целью исследования является создание устройств цифровой обработки сигналов с уменьшением времени отклика микроконтроллера (МК) относительно прототипа. В качестве прототипа выбран МК dsPIC30F6014A с вычислительной способностью 30 MIPS. Для анализа максимальных возможностей МК на его основе был построен полосовой фильтр. В данной статье предлагается использование целочисленных констант фильтра и скоростных интерфейсов передачи данных, что позволяет реализовать уменьшение времени отклика МК. На микроконтроллерах семейства dsPIC30 построено множество современных и эффективных устройств, выполняющих функции управления, мониторинга и PID управления с интенсивным использованием умножения 16-разрядных чисел. Основная причина выбора данного МК --дешевизна и доступность семейства микроконтроллеров dsPIC, наличие бесплатного программного обеспечения, а также наличие универсального отладочного оборудования.

## Специализированный микроконтроллер

Особенностью МК dsPIC30F6014A является наличие специализированного ядра для цифровой обработки, которое работает отдельно от АЛУ и дает возможность повысить производительность. Ядро содержит аппаратный умножитель 16-разрядных чисел, две шины данных, что позволяет за один такт производить большинство команд, а главное – умножение 16-разрядных переменных, в том числе и с накоплением. По сравнению с другими, МК имеет достаточный объем ПЗУ и ОЗУ, что позволяет создавать программное обеспечение большого и хранить множество переменных, не подключая дополнительной внешней памяти.

На основе МК был построен полосно-пропускающий фильтр (цифровой фильтр с полосой пропускания от 100 *Гц* до 40 *кГц* с неравномерностью менее 3 *дБ* и уровнем затухания вне полосы пропускания не менее 60 *дБ*). Порядок фильтра равен 58. Фильтр реализован каскадно, количество каскадов – 29, порядок звена – 2. Это дало возможность оценить параметры вычислительных способностей МК, а также характеристики работы с периферийными устройствами. Для обработки сигнала с частотой 40 *кГц*, необходимо выбрать достаточную частоту выборки АЦП. В исследуемом МК частота выборки АЦП составляет 200 *кГц*. При использовании внешнего АЦП, подключаемого через различные интерфейсы, можно достичь частоты выборки до 10 *МГц*. Для анализа сигнала выбрана частота дискретизации АЦП равная 200 *кГц* [1]. МК имеет 68 программируемых портов ввода/вывода, что позволяет реализовать подключение множества устройств как по параллельному интерфейсу, так и последовательному. Среди распространенных интерфейсов архитектура МК включает: I2C, 2xSPI, 2xUART, 2xCAN.

В данном МК ЦАП отсутствует, но в некоторых целях можно использовать встроенный ШИМ. Использование ЦАП дает возможность более качественно воспроизводить обработанный сигнал по сравнению с ШИМ, а также позволяет построить более гибкую систему обработки данных и уменьшить вычислительную нагрузку на МК. Поэтому принято решение

использовать внешний ЦАП. ЦАП MCP4921 подключен по интерфейсу SPI, что дало возможность скоростной передачи и преобразования данных со скоростью до 10 *Мбит/с*. Выбор шины подключения ЦАП обусловлен скоростью передачи данных и количеством линий связи с МК, а также использованием простого протокола передачи.

Чтобы произвести ЦОС, необходимо определенное количество информации о входном сигнале [2]. Выборки сигнала, не прошедшие обработку, принято называть временным окном и считать, что данный сигнал является периодичным [1]. Для вычисления отклика фильтра 58-го порядка и временного окна с шириной 6 точек, при максимальной вычислительной способности 30 MIPS необходимо более 4 *мс*. Это достаточно долго, так как время выборки АЦП – 50 *мкс*, что не позволяет производить вычисление в реальном режиме времени. Данные последующего временного окна входного сигнала при вычислении теряются. Для предотвращения потери данных необходимо реализовать отклик МК за время, меньшее времени длительности окна выборки входного сигнала.

**Работа в среде MATLAB**

Расчет и моделирование фильтра производится в среде MATLAB, которая позволила рассчитать порядок, число каскадов и коэффициенты фильтра. Наличие средств моделирования дало возможность убедиться в соответствии полученного результата с требуемыми параметрами.

Для проверки работоспособности фильтра был построен проект в среде Simulink MATLAB. На вход фильтра было подано три сигнала, два из которых ниже или выше полосы пропускания. Сигнал 1 – 50 *Гц*, сигнал 2 – 8 *кГц*, сигнал 3 – 48 *кГц*. На рис. 1 представлены графики входного, входного дискретного и выходного сигналов. На рис. 2 представлены аналогичные графики, но в другом временном масштабе для более детального анализа высокочастотных составляющих.

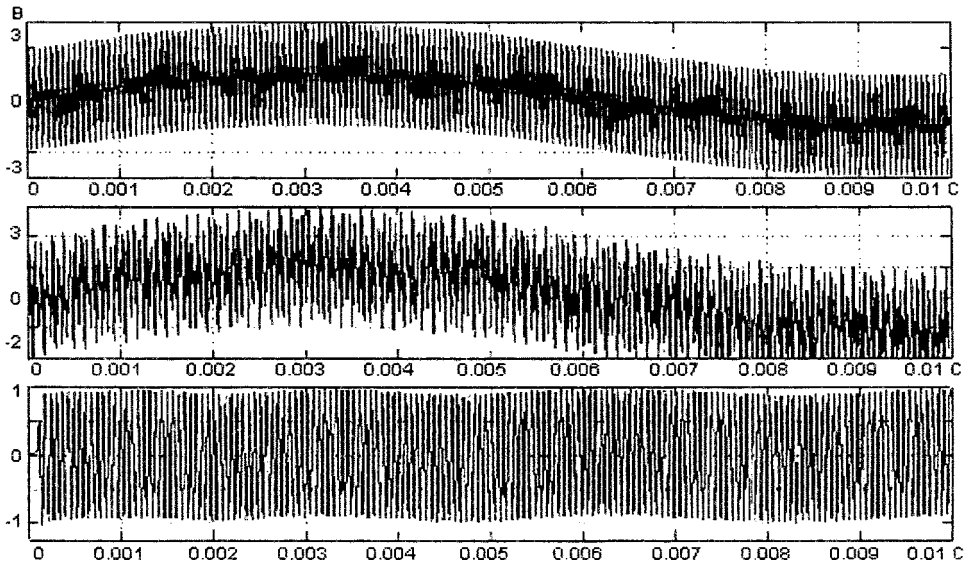



Рис. 1. Графики моделируемых сигналов (вид низкочастотных составляющих), (вверху – входной сигнал, центр – входной дискретный сигнал, внизу – выходной сигнал)

На рис. 1 на графиках входных сигналов видно низкочастотную составляющую входного сигнала, а на графике выходного сигнала она отсутствует, аналогично на рис. 2 высокочастотная составляющая. По данным рисункам можно сделать вывод, что частотные составляющие сигналов, лежащие за пределами полосы пропускания фильтра, были отфильтрованы. Это свидетельствует о правильности расчета коэффициентов цифрового фильтра. На рис. 2, на выходном графике просматривается переходной процесс фильтра.

Для анализа исследуемого фильтра было произведено построение входного сигнала и его спектра в расчетной среде MATLAB. Графики сигнала и его спектра приведены на рис. 3 и 4 соответственно.

В среде Simulink также были построены спектры входного и выходного сигнала. Графики спектров представлены на рис. 5 и 6. По форме входного и выходного спектра сигнала можно судить, что фильтр отфильтровал более высокую и низкую составляющую входного сигнала.

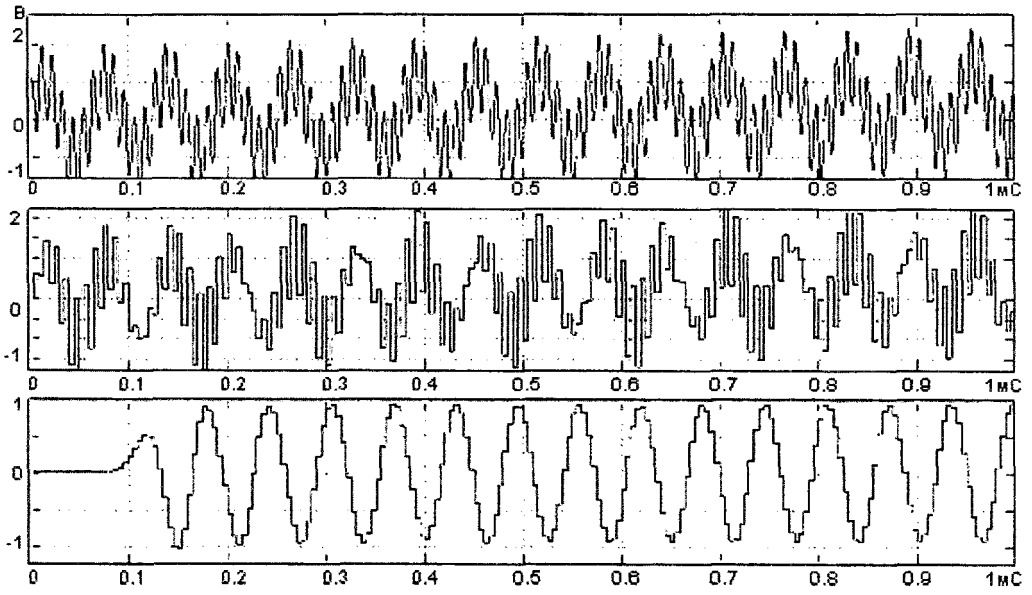



Рис. 2. Графики моделируемых сигналов (вид высокочастотных составляющих), (вверху – входной сигнал,центр – входной дискретный сигнал, внизу – выходной сигнал)

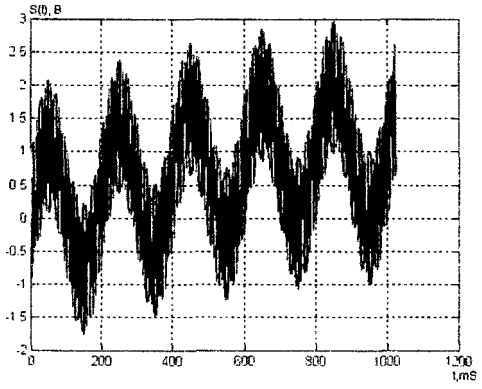



Рис. 3. График рассчитанного входного сигнала

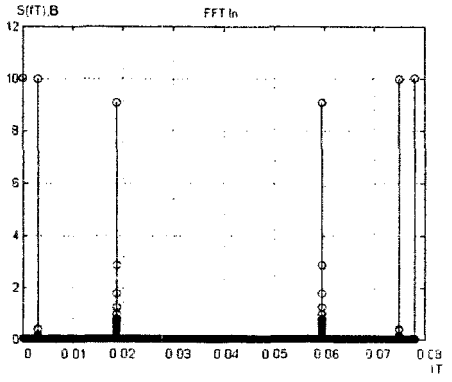



Рис. 4. График рассчитанного спектра входного сигнала

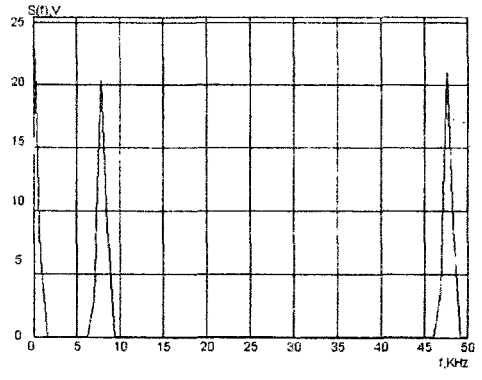



Рис.5. Спектр анализируемого входного сигнала

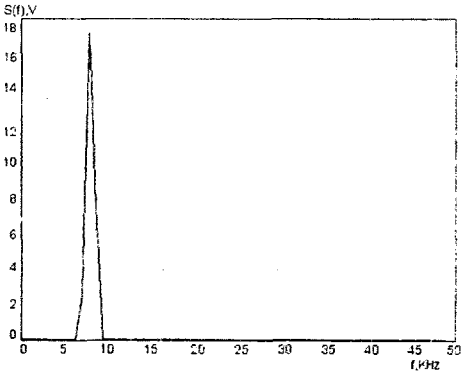



Рис.6. Спектр анализируемого выходного сигнала

**Написание программы и работа с МК**

Написание программы микроконтроллера осуществлялось в бесплатной среде MPLAB IDE v8.60 на языке C++. Отладка написанной программы выполнялась в среде Proteus, где производились основные временные измерения. Отладка выполнялась при работе с макетом. Макет управлялся непосредственно при помощи ICD 2 отладчика.

Среда разработки MPLAB IDE является универсальной для разработки программного обеспечения микроконтроллеров Microchip. Данная среда обеспечивает поддержку разнообразных отладочных средств фирмы Microchip (PICSTART Plus, PRO MATE II, ICD2 и т.д.), а также позволяет: ассемблировать, компилировать исходный текст; отлаживать логику работы, наблюдая с помощью симулятора или, в реальном времени, с использованием эмуляторов и внутрисхемных отладчиков; просматривать переменные и выполнять различные настройки отлаживаемого устройства.

Отладка осуществлялась в пакете ISIS Proteus. Данное программное обеспечение позволяет создавать виртуальный аналог реального устройства, что дает возможность проверки работоспособности создаваемого устройства и внесение различных решений в процессе разработки без особых затрат времени и финансов.

Макетом является 16-битный микроконтроллер dsPIC30F6014A, установленный на плату и подключенный к внутрисхемному отладчику ICD-2 (In-Circuit Debugger). Макет подключается к ПК с помощью USB интерфейса. ICD-2 универсален, это связано с возможностью осуществлять внутрисхемную отладку и программирование большинства FLASH контроллеров Microchip. К МК подключен ЦАП MCP4921. Все программируемые выводы МК имеют универсальные разъемы для подключения внешних устройств и измерительной аппаратуры.

Результаты исследования времени отклика фильтра:

– при использовании коэффициентов с фиксированной запятой разрядностью 32 бита для ЦОС с длительностью временного окна – шести точек время составило 4 *мс*;

– при использовании целочисленных коэффициентов и длительностью временного окна – шести точек время составило 2,7 *мс*;

– при снижении длительности временного окна до двух выборок время отклика снизилось до 550 *мкс*.

**Заключение**

Построен фильтр 58-го порядка, каскадный, 29 звеньев второго порядка. В созданной установке он способен обрабатывать сигнал с частотой 1,8 *кГц* в реальном масштабе времени. Для реализации обработки сигнала в реальном масштабе времени, большей частоты, необходимо изменить параметры цифрового фильтра. Если не требуется обработка сигнала в реальном масштабе времени, то информацию о входном сигнале можно записать в память МК, а далее произвести вычисление. В данном случае необходимо следить за объемом использованной памяти, чтоб не допустить перезаписи данных, иначе информация о входном сигнале приобретает случайный характер.

На основе проведенного анализа достигнуто уменьшение времени отклика исследуемого МК программно-аппаратным методом. Время отклика фильтра составило 2,7 *мс*. Основным приемом, позволившим достичь максимального снижения времени отклика МК, является использование целочисленных констант. Применение скоростных интерфейсов передачи данных позволяет уменьшить время загрузки МК и время задержки вывода результатов.

**Список литературы:** 1. *Солонина А.И., Улахович Д.А.* Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов. – С.-Петербург : «БХВ-Петербург», 2002. 2. *Солонина А.И., Улахович Д.А.* Основы цифровой обработки сигналов. – С.-Петербург : «БХВ-Петербург», 2005. 3. *Оппенгейм А.В., Шафер Р.В.* Цифровая обработка сигналов : Пер. с англ. под ред. С.Я. Шаца. – М. : Связь, 1979.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 15.03.2011*

УДК 621.391

*А.В. ВОРГУЛЬ, канд. техн. наук, Ю.Х. СУЛЕЙМАН*

# МЕТЕОРНАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ: ПУТИ К МОДЕРНИЗАЦИИ

## Введение

В настоящее время растет объем передаваемой информации в системах различного назначения. Разнообразие областей применения, условий работы и необходимых характеристик и параметров требует использования различных систем в различных условиях. Один из примеров системы передачи информации – метеорная система передачи информации (МСПИ).

Метеорная система передачи информации разработана в ПНИЛ РТ [1,2]. Коллектив разработчиков столкнулся с рядом научных и технических проблем, которые, в основном, были решены. Представляется, что сейчас настало время проанализировать работу МСПИ с точки зрения обработки сигналов с целью поиска возможностей её улучшения.

## МСПИ

Структурная схема МСПИ приведена на рис 1.

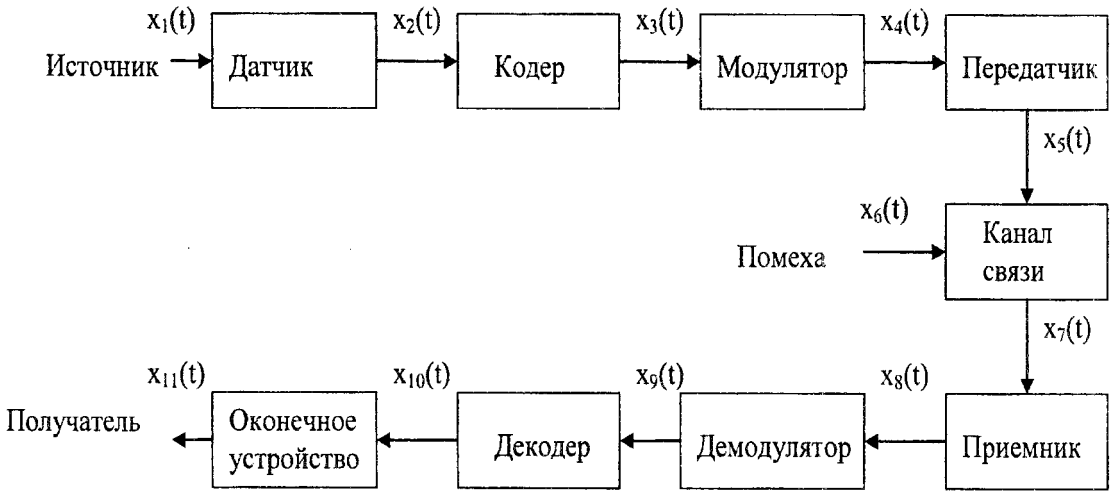



Рис. 1. Структурная схема МСПИ

Структурная схема не содержит ничего нового, данная статья посвящена только анализу МСПИ в том виде, как она создана в ХНУРЭ на кафедре ОРТ и описана в литературе [1 – 3].

## Анализ элементов структурной схемы МСПИ

*Источник информации.* В экспериментах, описываемых в литературе, передавался текст с помощью стартстопного телеграфного аппарата (СТА). Скорость передачи 400 и 360 знаков/мин (50 и 45 *бод*). x1(t) – неэлектрический сигнал, его рассмотрение может дать информацию о необходимой полосе частот и динамическом диапазоне.

*Датчик.* На выходе телеграфного аппарата – классический двухуровневый импульсный сигнал. Исходя из скорости передачи параметры импульсов: длительность 2,5 – 2,8 *мс*, качество: передний и задний фронт – не более 5 % длительности.

*Кодер, декодер*: Аналоговые данные могут представляться и цифровыми сигналами. Устройство, выполняющее функцию передачи речевой информации, называется кодеком

(кодером/декодером). По существу информацию аппроксимирует этот сигнал потоком битов. Приемник, со своей стороны, использует этот поток битов для воспроизведения аналоговых данных [4].

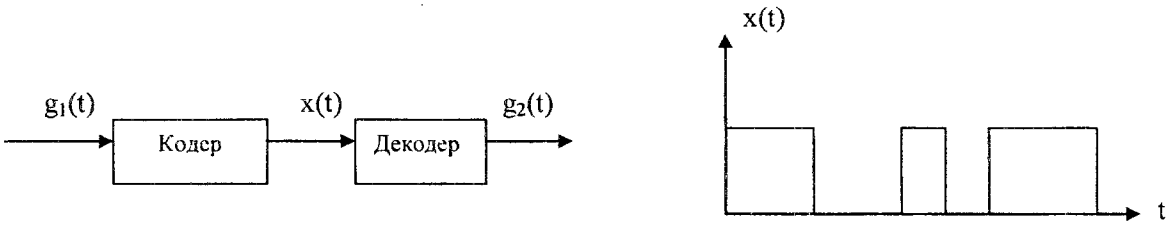



Рис. 2. Кодирование в цифровой сигнал»

На рис. 2: g1(t) – исходные данные, x(t) – цифровой сигнал, g2(t) – данные, полученные в точке приема.

При цифровой передаче сигнала исходные данные g(t), которые могут быть как аналоговыми, так и цифровыми, кодируются цифровым сигналом x(t). Конкретная форма этого сигнала зависит от метода кодировки и выбирается с целью оптимизации использования передающей среды. Например, может быть выбрана кодировка, максимально экономно использующаяся полосу или сводящая к минимуму вероятность возникновения ошибок. Отметим, что в этом случае используемая кодировка также выбирается с целью оптимизации каких-либо характеристик передачи. Если передается человеческая речь, то использование кодера позволяет увеличить скорость передачи информации в 4 – 12 раз [4]. В существующей МСПИ кодер и, соответственно, декодер, отсутствуют.

*Модулятор, демодулятор*: цифровые данные также можно представить аналоговыми сигналами, применив с этой целью модем (модулятор – демодулятор). Модем преобразует последовательность двоичных импульсов напряжения в аналоговый сигнал, модулируя их несущей частотой. Получившийся в результате сигнал занимает определенный спектр частот с центра на несущей частоте и может распространяться среди подходящей для этой несущей частоты. На другом конце линии другой модем демодулирует сигнал и восстанавливает исходные данные.

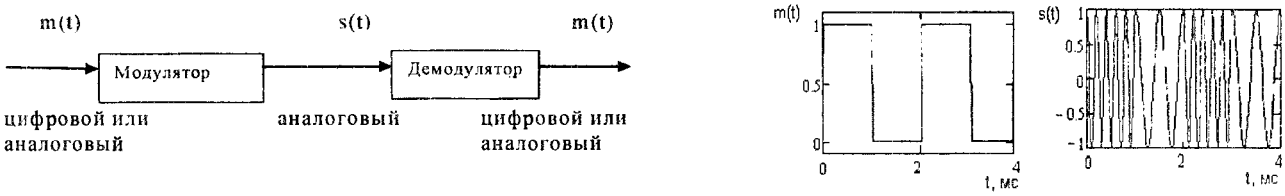



Рис. 3. Модуляция и демодуляция

Основу аналоговой передачи сигналов составляет непрерывный сигнал с постоянной частотой, называемый несущим сигналом. Частота несущего сигнала выбирается совместной с используемой передающей средой. Поступающий сигнал m(t) может быть аналоговым или цифровым и называется модулируемым сигналом. Результат модулирования несущего сигнала называется модулированным сигналом s(t).

Согласно [2], в существующей МСПИ использована некогерентная прямая двухчастотная телеграфия. Параметры: девиация частоты $\Delta f = 100 - 150$ *Гц*.

*Передатчик* Невысокий разнос рабочих частот приема и передачи позволяет использовать для приема и передачи одну и ту же антенну при дуплексной работе. Здесь отметим, что чем ниже рабочая частота, тем больше численность метеоров (при прочих равных условиях). Известно, что на частотах 40 *МГц* коэффициент заполнения изменяется с изменением часто-

ты. Многочисленные эксперименты позволили считать, что число «полезных» метеорных следов пропорционально корню квадратному из передаваемой мощности (при прочих неизменных параметрах аппаратуры и трассы) [1, 3]. Поскольку метеоры в околоземном космическом пространстве распределены неравномерно, то на некоторых трассах (зависит от протяжения трасс) можно существенно влиять на получаемый на трассе коэффициент заполнения изменением ориентации антенны в различные часы суток. Характеристики передатчика следующие [1, 2]:

- рабочая частота, *МГц* 40,6,
- выходящая мощность, *кВт* 0,3.

*Канал связи.* Вызываемая метеорными частицами ионизация оказывается достаточной для отражения радиоволн метеорного диапазона, благодаря чему создается возможность для радиосвязи между пунктами, удаленными друг от друга на расстояние до 2000 – 2200 *км*. Этот канал связи получил название метеорный радиоканал.(МРК) Степень ионизации метеорного следа численно определяется его линейной электронной плотностью, может составлять 108 – 1018 *эл/м*. Она зависит от массы частицы (с увеличением массы частицы электронная плотность растёт), плотности, скорости, с которой частица входит в атмосферу, а также от угла, под которым она ее протыкает.

*Пропускная способность канала.* Существует множество факторов, способных исказить или повредить сигнал. Наиболее распространенные из них – помехи и шумы, представляющие собой любой нежелательный сигнал, который смешивается с сигналом, предназначенным для передачи или приема, и искажает его. Максимально возможная при определенных условиях скорость, при которой информация может передаваться по конкретному тракту связи или каналу, называется пропускной способностью канала. Если отвлечься от физических принципов, метеорного распространения радиоволн и рассмотреть метеорный канал как канал связи, то факторами, влияющими на его пропускную способность, будут:

- коэффициент заполнения;
- распределение метеорных следов по длительности;
- энергия сигнала, приходящаяся на один бит;
- частота излучения;
- тип сигнала;
- уровень шумов в месте приема;
- размер кодовых блоков;
- размер информационного пакета;
- протокол передачи (включая метод помехоустойчивого кодирования и метод коррекции ошибок).

В отсутствие многолучевого распространения полоса пропускания метеорного радиоканала достигает 5 – 6 *МГц*. Это создает возможность передачи информаций с высокой скоростью, вплоть до нескольких *Мбит/с*. Такая скорость может обеспечить передачу изображений, больших масс информации, однако увеличение полосы пропускания метеорного тракта требует соответствующего увеличения мощности передатчика. Так, если при скорости передачи 2 *Мбит/с* для сохранения тех же параметров радиоканала (коэффициент заполнения, время ожидания) нужна мощность порядка 300 *кВт* [1, 2].

По результатам спектрального анализа сигнала x2 (см рис. 1) или сигнала x(t) (см. рис.2), с учетом параметров импульсов получаем шкалу частот.

*Приемник:* Амплитуда принимаемого сигнала и отношение сигнал/шум в метеорном радиоканале могут значительно меняться как от следа к следу, так и в течение времени существования одного метеорного следа. Типичное отношение сигнал/шум составляет 10 – 15 *дБ*. В приемном тракте, как правило, применяется амплитудное ограничение. Исходя из этого выбирается вид сигнала и способ модуляции. В настоящее время, как правило, применяется относительно фазовая, либо частотная модуляция:

- рабочая частота приемника, *МГц* 40,6,
- чувствительность приемника, *дБ* 120.

**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. [4]) 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*. Для увеличения скорости аппаратура контролирует модуляцию 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 [4].

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.

**Список литературы:** 1. *Антипов И.Е.* Развитие теории и совершенствования радиометеорных систем связи и синхронизации / И.Е. Антипов, Ю.А. Коваль, В.В. Обельченко. – Харьков : Коллегиум, 2006. – 308с. 2. *Кащеев Б.Л.* Метеорная связь : учеб. Пособие / Б.Л. Кащеев, Б.Г. Бондарь. – Киев : УМК ВО, 1989. – 74с. 3. *Дистанционные* методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли / Под ред. Б.Л Кащеева, Е.Г.Прошкина, М.Ф.Лагутина. Разд. № 7 : Радиометеорный канал передачи информации. – Харьков: Харьк. ун-т радиоэлектроники; Бизнес Информ, 2002. – 426 с. 4. *Сергиенко А.Б.* Цифровая обработка сигналов : Учебник / А. Б. Сергиенко – СПБ : Питер, 2002. – 608с. 5. *Вильям Столлинг.* Беспроводные линии связи и сети : пер. с англ. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. – 640 с.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 25.03.2011*

УДК 621.396.96

*Ю.А. КОВАЛЬ, д-р техн. наук, А.А. КОСТЫРЯ, канд. техн. наук, В.Ю. ПРИЙМАК, О.А. СОЛЯНИК, канд. техн. наук, С.Ф. СЕМЕНОВ, Х.Х. АСААД, А.Ф. ХУСЕЙН*

# АНОМАЛЬНЫЕ ЗАДЕРЖКИ АНТЕННО-ФИДЕРНЫХ ТРАКТОВ СИСТЕМ С ВЫСОКОТОЧНЫМ ИЗМЕРЕНИЕМ ВРЕМЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ СИГНАЛОВ

## Введение и постановка задачи

Принцип действия современных систем навигации, локации, частотно-временной синхронизации (ЧВС), пеленгации и др. основан на высокоточном измерении временного положения (ИВП) сигналов. При этом требуемые погрешности ИВП имеют порядок наносекунд и менее [1–4]. Основными источниками и причинами возникновения погрешностей в указанных системах являются [2–4]: конечное отношение сигнал/помеха; нестабильность и невзаимность задержки сигналов в трактах аппаратуры и канале распространения радиоволн.

Следует отметить аппаратурные систематические погрешности (АСП), вызванные изменениями задержек сигналов в зависимости от ряда факторов (вариации питающего напряжения и температуры, старение и замена элементов и др.). Данный вид погрешностей относят к систематическим из-за сравнительно медленного характера изменения [3, 4].

В зависимости от принципа работы системы АСП определяются в виде:

– для систем локации и навигации $\Delta\tau_{\text{АСП}}=\tau_{\text{прм}}+\tau_{\text{прд}}$; (1)

– для активных систем ЧВС $\Delta\tau_{\text{АСП}}=\tau_{\text{прм}}-\tau_{\text{прд}}$; (2)

– для пассивных систем ЧВС и пеленгации $\Delta\tau_{\text{АСП}}=\tau_{\text{прм}}$, (3)

где $\tau_{\text{прм}}$ – суммарная задержка в приемо-измерительных трактах, включая устройства ИВП сигналов, антенно-фидерные устройства (АФУ) и антенные коммутаторы (АК) при их работе на прием; $\tau_{\text{прд}}$ – результирующая задержка сигналов в передающих трактах, формирователях сигналов, АФУ и АК в режиме излучения.

Для снижения АСП предложены способы и устройства для контроля задержек сигналов в трактах (так называемое пилотирование задержек) [3, 4]. Однако известные способы пилотирования не позволяют измерять задержки в АФУ. В случае активных ЧВС на основании выражения (3) и принципа обратимости антенн эта составляющая АСП полагалась скомпенсированной.

Влияние рассогласования АФУ на задержку сигналов и необратимость АФУ при работе на прием и передачу впервые были обнаружены при экспериментальных исследованиях двух полукомплектов радиометеорной аппаратуры ЧВС типа «Метка–8» [3]. Изменение длин кабеля, замена антенн и элементов в АК приводили к изменениям АСП до 20...30 нс. Однако корректные теоретический анализ и экспериментальная проверка таких аномальных задержек в АФУ выполнены не были. Все это обосновывает актуальность выполненных в данной статье исследований.

Цель работы – моделирование и экспериментальное исследование аномальных задержек в АФУ.

В основу теоретического анализа задержек сигналов в АФУ была положена структурная схема, приведенная на рис.1,*а*. Схема включает:

1 – источник сигнала известной формы $s_0(t)$ с внутренним сопротивлением $\underline{Z}_i$;

2 – длинная линия (кабель) с параметрами: $l$ – длина; $\underline{Z}_{\text{в}}$ – волновое сопротивление; $v_{\text{ф}}$ – фазовая скорость; $\alpha$ – коэффициент затухания; $\beta=2\pi/\lambda=\omega/v_{\text{ф}}$ – коэффициент фазы; $\underline{Z}_{\text{н}}$ – сопротивление нагрузки;

3 – устройство ИВП сигнала.

Выходной сигнал на сопротивлении нагрузки линии обозначен $s_{\text{н}}(t)$, измеренное на вы-

ходе устройства ИВП реальное время задержки – $\tau_р$; комплексный коэффициент распространения в линии – $\underline{\gamma} = \alpha + j\beta$.

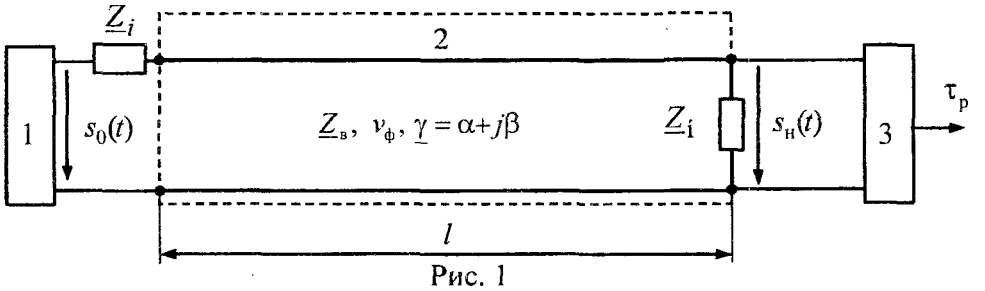


Рис. 1

В режиме излучения в роли сопротивления нагрузки $\underline{Z}_н$ выступает антенна, а в роли источника – АК и выходной каскад передающего устройства. В режиме приема, наоборот, антенна является источником сигнала с внутренним сопротивлением $\underline{Z}_i$, а АК и входной каскад приемника выступают в качестве нагрузки $\underline{Z}_н$.

Анализ задержек выполнялся как для реальной (рис. 1), так и для идеальной длинной линии ($\underline{Z}_в = R_в, \alpha = 0$). Моделирование проводилось для случая идеальной линии, активного внутреннего сопротивления источника $R_i$, видео- и радиосигналов колокольной формы и вида Sinc. При анализе использованы основные положения теории длинных линий [5].

Для оценки временного положения сигнала использовался его максимум [6].

**Алгоритмы и результаты моделирования**

Нормальная (идеальная) задержка сигнала в линии при ее согласовании ($\underline{Z}_н = \underline{Z}_в$) составляет $\tau_0 = l / v_ф$. Для оценки влияния рассогласования на реальную задержку сигнала ($\tau_р$) введено понятие аномальной задержки

$$\Delta\tau_{ан} = \tau_р - \tau_0. \qquad (4)$$

Объяснить появление аномальных задержек с физической точки зрения можно искажением формы сигнала при его прохождении в рассогласованной длинной линии за счет сложения в нагрузке падающей и отраженной волн сигнала. Это иллюстрирует рис. 2, на котором приведены временные диаграммы: *а* - входного сигнала $s_0(t)$; *б* - сигнала в нагрузке $s_{н1}(t) = s_0(t-\tau_0) + \rho_{Σ1} s_0(t-3\tau_0)$ для вещественного отрицательного значения результирующего коэффициента отражения $\rho_{Σ1} = \rho_i \rho_н < 0$ ($\rho_{i1}$, $\rho_{н1}$ – коэффициенты отражения от сопротивлений источника и нагрузки соответственно); *в* - сигнала в нагрузке $s_{н2}(t) = s_0(t-\tau_н) + \rho_{Σ2} s_0(t-3\tau_0)$ для вещественного положительного значения $\rho_{Σ2} = \rho_{i2}\rho_{н2} > 0$.

Анализ временных диаграмм рис. 2 показывает, что выходные сигналы $s_{н1}(t)$ и $s_{н2}(t)$ по форме отличаются от нормально задержанного входного $s_0(t-\tau_0)$ и при любом способе ИВП (по максимуму, по фронту, по центру тяжести и др.) их задержка $\tau_р$ отличается от нормальной $\tau_0$. В результате появляются аномальные задержки $\tau_{ан1}<0$ и $\tau_{ан2}>0$ (см. рис. 2,*б,в*).

В случае комплексных сопротивлений $\underline{Z}_н$ и $\underline{Z}_i$, а также реальной линии ($\alpha \neq 0$, $\underline{Z}_в$) для нахождения выходного сигнала $s_{н2}(t)$ может быть использован частотный метод анализа. При этом комплексный коэффициент передачи (КПФ) цепи (см. рис. 1) можно представить в виде

$$\underline{H}(\omega) = \frac{\underline{S}_{тн}}{\underline{S}_{т0}} = \frac{\underline{Z}_н}{(\underline{Z}_i + \underline{Z}_н)} \cdot \frac{1}{\mathrm{ch}\left[\underline{\gamma}(\omega) l\right] + \underline{K}\,\mathrm{sh}\left[\underline{\gamma}(\omega) l\right]} = \underline{H}_1(\omega)\underline{H}_2(\omega), \qquad (5)$$

где $\underline{\gamma}(\omega)l=\alpha l+j\omega l/v_{\phi}=\alpha l+j\omega\tau_0$; $\underline{K}=\dfrac{1}{\underline{Z}_{\text{н}}'+\underline{Z}_i'}+\dfrac{\underline{Z}_{\text{н}}'\underline{Z}_i'}{\underline{Z}_{\text{н}}'+\underline{Z}_i'}$; $\underline{Z}_{\text{н}}'=\underline{Z}_{\text{н}}/\underline{Z}_{\text{в}}$; $\underline{Z}_i'=\underline{Z}_i/\underline{Z}_{\text{в}}$ – приведенные сопротивления нагрузки и источника сигнала; $\underline{H}_1(\omega)=\dfrac{\underline{Z}_{\text{н}}}{\underline{Z}_i+\underline{Z}_{\text{н}}}$;

$$\underline{H}_2(\omega)=\frac{1}{\operatorname{ch}\left[\underline{\gamma}(\omega)l\right]+\underline{K}\operatorname{sh}\left[\underline{\gamma}(\omega)l\right]}.$$

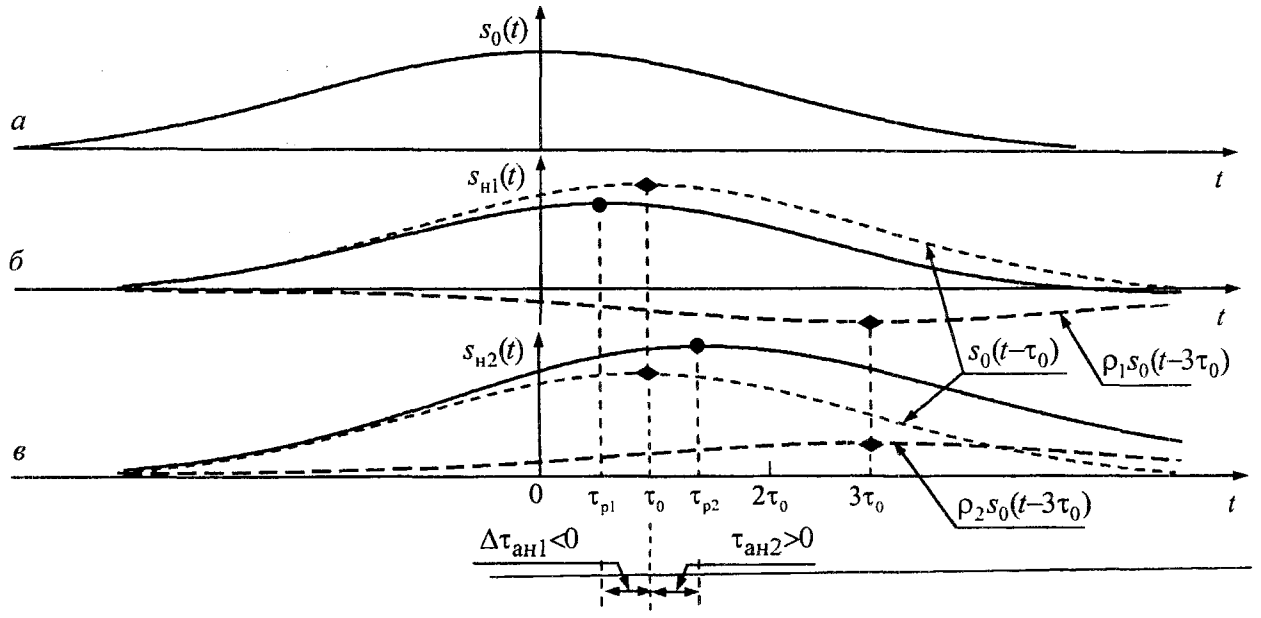



Рис. 2

Выражению для КПФ (5) соответствует приведенная на рис. 3 структурная схема, в которой делитель 4, образованный сопротивлениями $\underline{Z}_i$ и $\underline{Z}_{\text{н}}$, имеет КПФ $\underline{H}_1(\omega)$, а симметричный четырехполюсник 5 с характеристическими параметрами $\underline{\gamma}l$ и $\underline{Z}_{\text{в}}$, нагруженный на сопротивление $\underline{Z}_{\text{в}}/\underline{K}$, соответствует $\underline{H}_2(\omega)$. Сигнал на выходе делителя 4 обозначен $s_1(t)$.

Для развязки делителя 4 и входных зажимов четырехполюсника 5 включен согласующий каскад 6, имеющий бесконечно большое входное и нулевое выходное сопротивления.

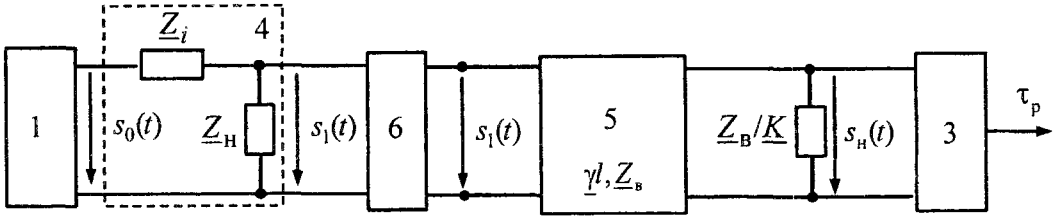



Рис. 3

Безразмерный параметр $\underline{K}$ характеризует степень согласования четырехполюсника 5 с нагрузкой. Этот параметр связан с результирующим коэффициентом отражения линии 2 (см. рис. 2) соотношениями:

$$\underline{K}=\frac{1+\underline{\rho}_{\Sigma}}{1-\underline{\rho}_{\Sigma}};\quad \underline{\rho}_{\Sigma}=\underline{\rho}_i\underline{\rho}_{\text{н}}=\frac{\underline{K}-1}{\underline{K}+1}, \tag{6}$$

где $\underline{\rho}_i = \dfrac{\underline{Z}_i - \underline{Z}_в}{\underline{Z}_i + \underline{Z}_в} = \dfrac{\underline{Z}_i' - 1}{\underline{Z}_i' + 1}$; $\underline{\rho}_н = \dfrac{\underline{Z}_н - \underline{Z}_в}{\underline{Z}_н + \underline{Z}_в} = \dfrac{\underline{Z}_н' - 1}{\underline{Z}_н + 1}$ – комплексные коэффициенты отражения от внутреннего сопротивления источника и нагрузки линии 2 соответственно.

Если $\underline{Z}_н = \underline{Z}_в$, либо $\underline{Z}_i = \underline{Z}_в$, то $\underline{K} = 1$, а $\underline{\rho}_{Zн} = 0$. В этом случае искажения сигнала $s_1(t)$ по сравнению с $s_0(t)$ определяются только делителем 4 с КПФ $\underline{H}_1(\omega)$, а согласованный четырехполюсник 5 вносит лишь затухание сигнала $s_1(t)$ на величину $e^{\alpha l}$ и задержку на $\tau_0$.

Выражение (5) и структурную схему, приведенную на рис. 3, можно использовать для спектрального анализа аномальных задержек сигналов по огибающим и по когерентным фазам несущих для общего случая произвольных сигналов и параметров рассогласований АФУ.

Соотношения (5) и (6) упрощаются (см. выражения (7)–(10) в таблице) в случае идеальной линии ($\alpha = 0$) и активных сопротивлений ($R_i$, $R_н$, $R_в$) в рассматриваемых схемах (рис.1, 2). При этом основные параметры ($K$, $\rho_i$, $\rho_н$, $\rho_\Sigma$) и КПФ $\underline{H}_1(\omega)$ становятся вещественными, что упрощает анализ аномальных задержек как спектральным, так и временным методами.

| Характеристика | Соотношение | № |
|---|---|---|
| $\underline{H}_1(\omega)$ | $\dfrac{R_н}{R_i + R_н}$ | (7) |
| $\underline{H}_2(\omega)$ | $\dfrac{1}{\cos(\omega\tau_0) + jK\sin(\omega\tau_0)} = H_2(\omega)e^{j\varphi_2(\omega)}$, где $K = \dfrac{R_в}{R_н + R_i} + \dfrac{R_н R_i}{(R_н + R_i)R_в} = \dfrac{1}{R_н' + R_i'} + \dfrac{R_н' R_i'}{R_н' + R_i'} = \dfrac{1+\rho_\Sigma}{1-\rho_\Sigma}$; $R_н' = \dfrac{R_н}{R_в}$; $R_i' = \dfrac{R_i}{R_в}$; $\rho_\Sigma = \rho_i\rho_н$; $\rho_i = \dfrac{R_i' - 1}{R_i' + 1}$; $\rho_н = \dfrac{R_н' - 1}{R_н' + 1}$ | (8) |
| $H_2(\omega)$ | $\dfrac{1}{\sqrt{\cos^2(\omega\tau_0) + K^2\sin^2(\omega\tau_0)}}$ | (9) |
| $\varphi_2(\omega)$ | $\operatorname{arctg}\left[K \cdot \operatorname{tg}(\omega\tau_0)\right]$ | (10) |

Применяя к (8) разложение в биномиальный ряд [5], можно в случае идеальной линии представить КПФ и импульсную характеристику, а также выходной сигнал в виде:

$$\underline{H}(\omega) = \underline{H}_1(\omega)\underline{H}_2(\omega) = \frac{R_н(1-\rho_\Sigma)}{R_i + R_н}\sum_{n=0}^{\infty}\rho_\Sigma{}^n e^{-j(2n+1)\omega\tau_0}; \quad (11)$$

$$h(t) = \frac{R_н(1-\rho_\Sigma)}{R_i + R_н}\sum_{n=0}^{\infty}\rho_\Sigma^n\delta\left[t - (2n+1)\tau_0\right]; \quad (12)$$

$$s_н(t) = \frac{R_н(1-\rho_\Sigma)}{R_i + R_н}\sum_{n=0}^{\infty}(\rho_\Sigma)^n s_0\left[t - (2n+1)\tau_0\right]. \quad (13)$$

Поскольку реально $|\rho_\Sigma| << 1$, при выполнении расчетов в выражениях (11) и (12) можно ограничиться конечным числом слагаемых $n$, а для приближенных расчетов – $n = 1$. В последнем случае выражение (13) примет вид

$$s_н(t) \approx \frac{R_н(1-\rho_\Sigma)}{R_i + R_н}\left[s_0(t - \tau_0) + \rho_\Sigma s_0(t - 3\tau_0)\right]. \quad (14)$$

Если представить (14) рядом Тэйлора в окрестности $t = \tau_0$, то это позволяет приближен-

но оценить зависимость аномальной задержки от нормальной задержки –

$$\Delta\tau_a(\tau_0) \approx -\frac{\rho_\Sigma s_0'(-2\tau_0)}{s_0''(0)}. \qquad (15)$$

Некоторые результаты моделирования аномальных задержек для идеальной линии, проведенные с применением выражений (7)–(15) для Sinc- и колокольного импульсов, иллюстрируют рис. 4 – 17.

Для Sinc- и колокольного видеоимпульсов (рис. 4 – 11) приведены:

1) на рис. 4 и 8 – зависимости приведенной аномальной задержки $\Delta\tau_{ан}\omega_{эф}$ ($\omega_{эф}$ – эффективная ширина спектра соответствующего импульса) от относительной нормальной задержки линии $\tau_0/\tau_и$ ($\tau_и$ – длительность импульса) для ряда значений результирующего коэффициента отражения $\rho_\Sigma$ ($\pm 0,3; \pm 0,2; \pm 0,1; \pm 0,05$); пунктиром на рис. 4 построены графики, полученные по приближенному соотношению (16);

2) на рис. 5 и 9 – аксонометрические зависимости приведенной аномальной задержки $\Delta\tau_{ан}\omega_{эф}$ от относительной нормальной задержки линии $\tau_0/\tau_и$;

3) на рис. 6 и 10 – зависимости относительных значений нормальной задержки($\tau_{0max}/\tau_и$, $\tau_{0min}/\tau_и$), соответствующие максимальным ($\Delta\tau_{анmax}\omega_{эф}$) и минимальным ($\Delta\tau_{анmin}\omega_{эф}$) значениям приведенной аномальной задержки, от результирующего коэффициента отражения $\rho_\Sigma$;

4) на рис. 7 и 11 – зависимости максимальных ($\Delta\tau_{анmax}\omega_{эф}$) и минимальных ($\Delta\tau_{анmin}\omega_{эф}$) значений приведенной аномальной задержки от $\rho_\Sigma$

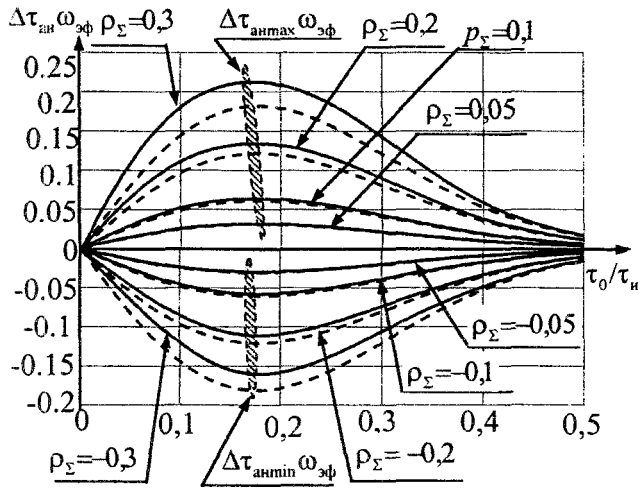



Рис. 4

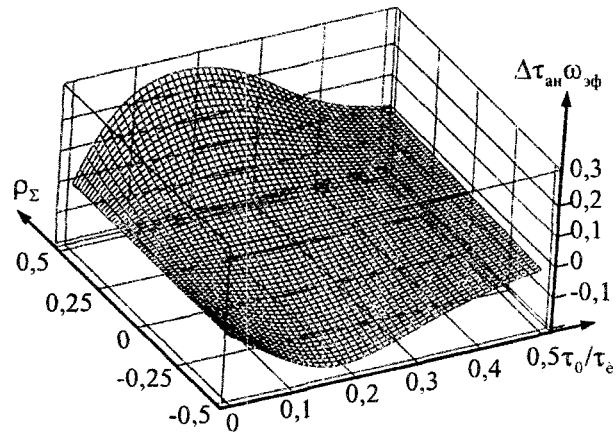



Рис. 5

Для Sinc- и колокольного радиоимпульсов на рис. 12 и 13 построены графики зависимости приведенной аномальной задержки $\Delta\tau_{ан}\omega_{эф}$ от относительной нормальной задержки линии $\tau_0/T_0$ ($T_0 = 1/f_0$ – период несущей частоты $f_0$) для коэффициента отражения $\rho_\Sigma = 0,2$.

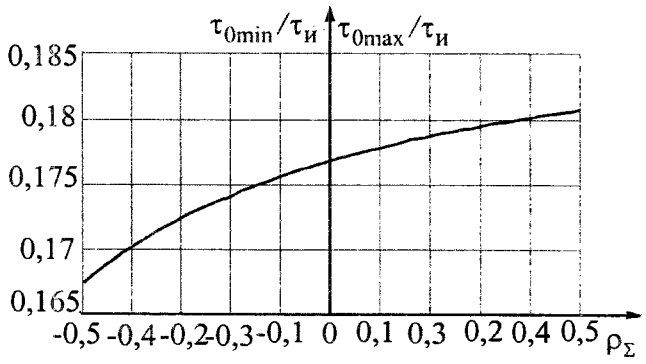



Рис. 6

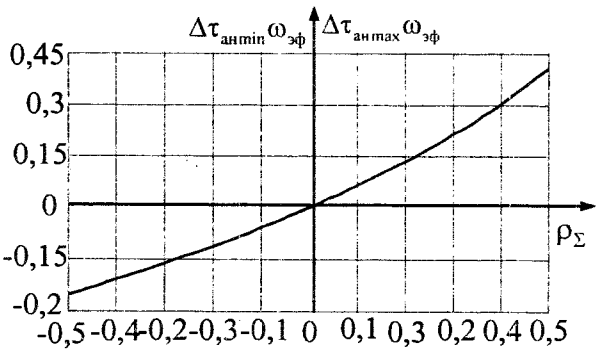



Рис. 7

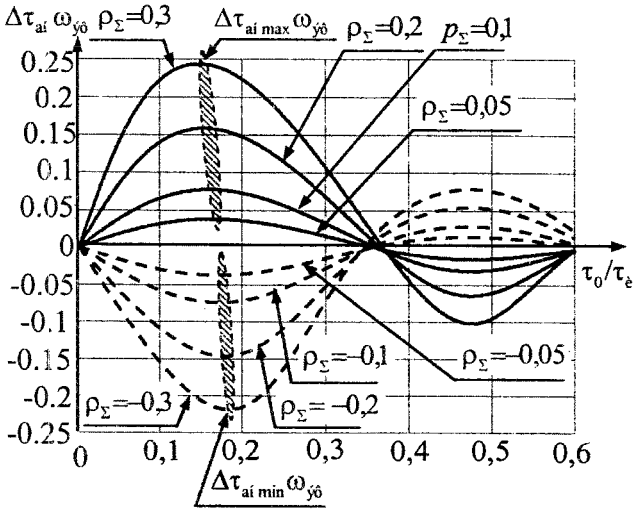



Рис. 8

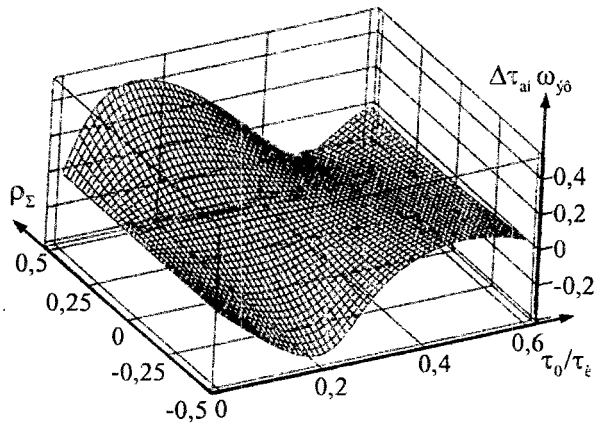



Рис. 9

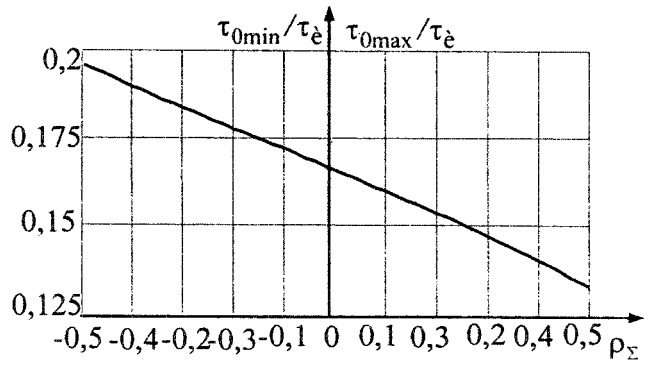



Рис. 10

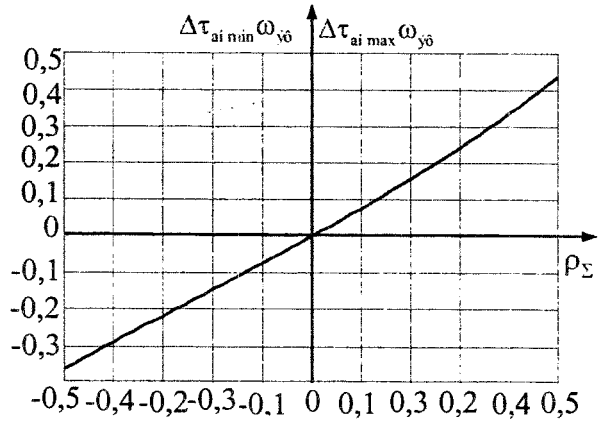



Рис. 11

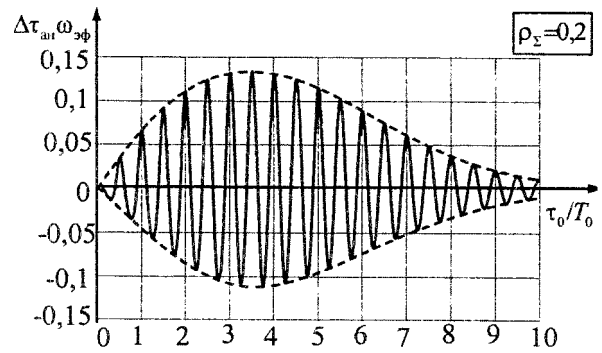



Рис. 12

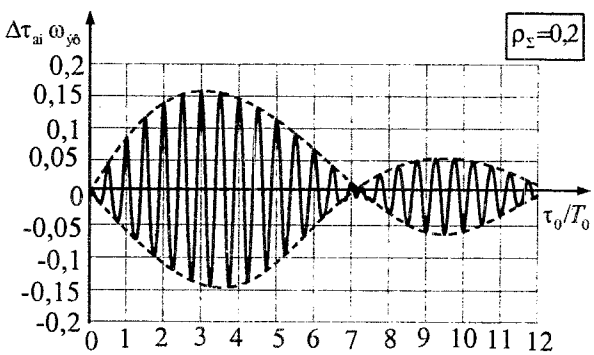



Рис. 13

Результаты моделирования аномальных задержек для фазовых измерений приведены на рис. 14 – 17.

На рис. 14 и 15 показаны зависимости аномальной фазовой задержки $\Delta\psi_{ai} = \tau_{ai}\omega_0$ ($\omega_0 = 2\pi f_0$ – угловая частота несущей) от относительной нормальной задержки линии $\tau_0/T_0$ ($T_0 = 1/f_0$ – период несущей частоты $f_0$) для двух значений $\rho_\Sigma$ (0,1 и 0,5).

На рис. 16 построены зависимости относительных значений нормальной задержки ($\tau_{0max}/T_0$, $\tau_{0min}/T_0$), соответствующие максимальным $\Delta\psi_{anmax}$ и минимальным $\Delta\psi_{ai\,min}$ значениям аномальной фазовой задержки, от результирующего коэффициента отражения $\rho_\Sigma$, а на рис.17 – зависимости максимальных $\Delta\psi_{anmax}$ и минимальных $\Delta\psi_{ai\,min}$ значений аномальной фазовой задержки от $\rho_\Sigma$.

Графики, построенные на рис. 16 и 17, не зависят от формы сигнала.

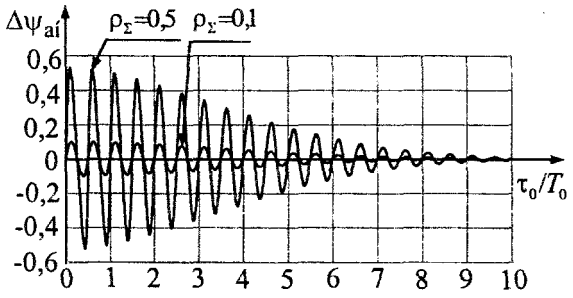


Рис. 14

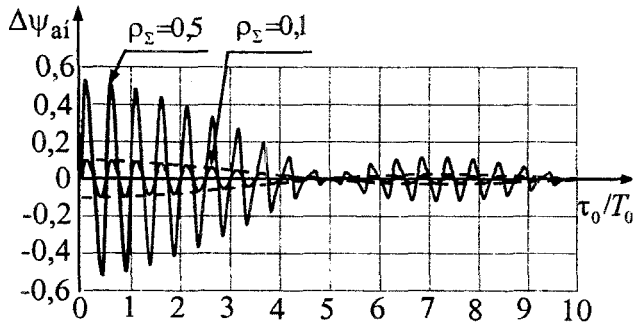


Рис. 15

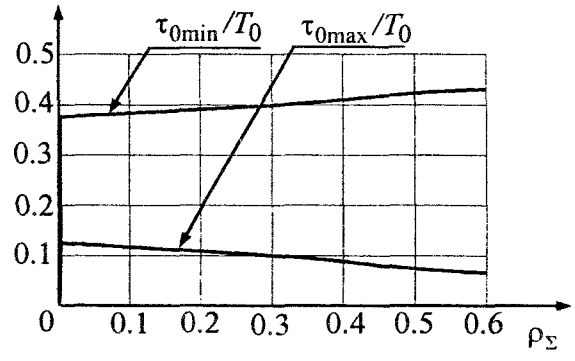


Рис. 16

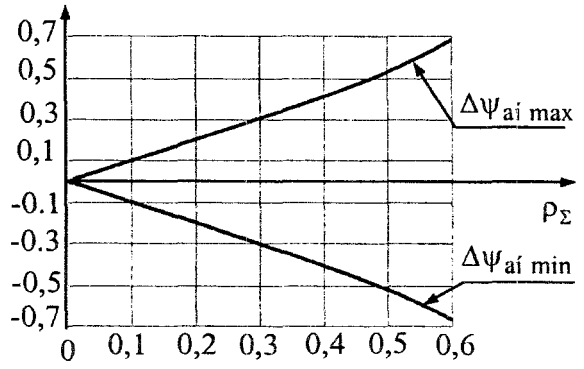


Рис. 17

**Экспериментальные исследования аномальных задержек в АФУ**

Для проведения экспериментов была использована радиометеорная аппаратура ЧВС «Метка–8» [3]. С помощью двух полукомплектов аппаратуры собирались стенды, соответствующие работе АФУ в режимах приема и передачи.

Измерения проводились для трех типов антенн: антенная решетка из четырех синфазных волновых каналов; одиночный четырехэлементный волновой канал; укороченный вибратор с параллельно включенным низкодобротным контуром. ИВП осуществлялось по огибающей сигнала.

В первом эксперименте, соответствующем режиму передачи, аномальные задержки измерялись при последовательном включении устройств - передатчик→кабель с изменяющейся длиной→передающая антенна одного из трех типов→измерительная антенна (ИА)→измеритель интервалов времени (ИИВ) с дискретностью 1 *нс*.

С помощью специально изготовленных калиброванных отрезков кабелей одного и того же типа длина кабеля изменялась дискретно с шагом, эквивалентным задержке в 1 *нс*.

Зависимости измеренных значений аномальных задержек от нормальной задержки в кабеле $\Delta\tau_{ан}(\tau_0)$ приведены на рис. 18 – 20. Период графиков $\Delta\tau_{ан}(\tau_0)$ составлял $\approx 8$ нс, что практически равно половине периода несущей частоты $f_0 = 57{,}3$ *МГц*.

Максимальные значения аномальных задержек составили: антенная решетка (рис.18) – $\tau_{анmax} = 25$ *нс*; укороченный вибратор (рис. 19) – $\tau_{анmax} = 3$ *нс*; четырехэлементный волновой канал (рис. 20) – $\tau_{анmax} = 4{,}2$ *нс*. При этом минимальные аномальные задержки $\tau_{анmin}$ соответственно оказались равными 22 нс (рис.18), 2,7 *нс* (рис. 19) и 4 *нс* (рис. 20).

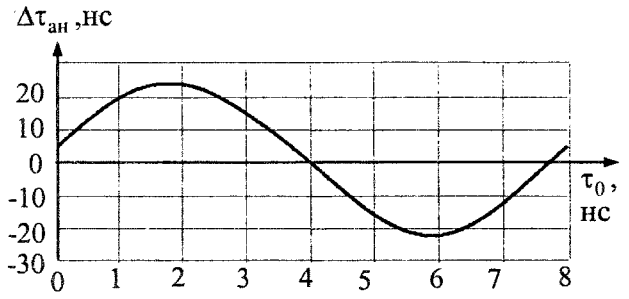



Рис. 18

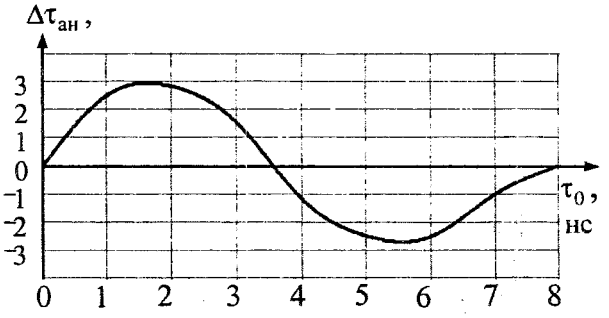



Рис. 19

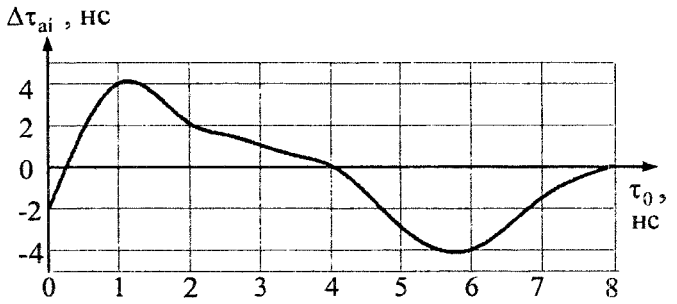



Рис. 20

С учетом эффективной ширины спектра $\omega_{эф} \approx 3 \cdot 10^6$ рад/с для сигнала аппаратуры «Метка–8» можно оценить изменения результирующего коэффициента отражения для исследованных АФУ в режиме излучения в пределах $\rho_\Sigma = 0{,}024....0{,}14$, а значения параметра $K = 1{,}05....1{,}3$.

Детальное сопоставление результатов эксперимента и расчетов оказалось затруднительным ввиду сложностей определения внутреннего сопротивления задающего генератора. Тем не менее, расчетные значения параметра $K$ сопоставимы с КСВ в диапазоне частот сигнала для данных антенн, которые обычно составляют 1,1…1,3.

По аналогичной методике проводились измерения аномальных задержек в режиме приема (задающий генератор → ИА → одна из исследуемых антенн → кабель с изменяющейся длиной → приемник → ИВП сигнала). При этом за счет более тщательного согласования входных цепей приемника, уровень аномальных задержек лежал в пределах 1…2 *нс*.

Проведенные исследования позволяют сделать такие выводы:

1) аномальные задержки $\Delta\tau_{ан}$ в АФУ, оцениваемые как разность реальных $\tau_р$ и идеальных $\tau_0$ задержек, вызваны искажениями сигналов за счет их отражения от сопротивлений нагрузки и источника; аномальные задержки пропорциональны результирующему коэффициенту отражения $\rho_\Sigma$ ($\Delta\tau_{ан} = 0$ при $\rho_\Sigma = 0$; $\Delta\tau_{ан} > 0$ при $\rho_\Sigma > 0$; $\Delta\tau_{ан} < 0$ при $\rho_\Sigma < 0$);

2) величину аномальной задержки в АФУ можно оценить расчетным путем при извест-

ных параметрах сигнала, линии, сопротивлений нагрузки и генератора; аномальная задержка может быть измерена также экспериментально;

3) аномальная задержка видеоимпульсов при $|\rho_\Sigma| << 1$ пропорциональна производной сигнала и достигает экстремальных значений $\Delta\tau_{анmax}$ . $\Delta\tau_{анmin}$ для относительных длин кабеля $\tau_0/\tau_и = 0,1...0,2$; при $\tau_0 << 0,1\tau_и$ и $\tau_0 >> 0,2\tau_и$ аномальные задержки пренебрежимо малы;

4) зависимости аномальных задержек радиоимпульсов от нормальной задержки (длины кабеля) $\Delta\tau_{ан}(\tau_0)$ имеют колебательный характер с периодом, равным задержке в кабеле на половину периода несущей частоты сигнала ( $\tau_0 = T_0/2$ );

5) при ИВП по огибающей радиоимпульса зависимость амплитуд $\Delta\tau_{ан}(\tau_0)$ совпадает с функцией $\Delta\tau_{ан}(\tau_0)$ для модулирующего видеоимпульса;

6) при ИВП по фазе когерентной несущей радиоимпульса зависимости амплитуд $\Delta\tau_{ан}(\tau_0)$ совпадают с огибающей модулирующего видеоимпульса, а экстремальные значения аномальных задержек $\Delta\tau_{анmax}$ , $\Delta\tau_{анmin}$ не зависят от формы сигнала;

7) длины кабеля, соответствующие нулевым значениям аномальных задержек радиоимпульсов при измерениях по огибающим и фазам, при $|\rho_\Sigma| << 1$ отличаются на величину нормальной задержки $\tau_0 \approx T_0/8$; на такую же длину отличаются кабели, при которых имеют место максимальные и минимальные отклонения аномальных задержек при измерениях по огибающим и фазам;

8) для комплексных значений сопротивлений нагрузки и генератора $\underline{Z}_н$, $\underline{Z}_i$ зависимости $\Delta\tau_{ан}(\tau_0)$ имеют постоянную составляющую, определяемую делителем 4 (см. рис. 3) и, помимо квазигармонического характера, дополнительную «модуляцию по амплитуде».

9) в наибольшей степени аномальные задержки проявляются при работе АФУ на излучение, поскольку для достижения приемлемого КПД выходное сопротивление передатчика $R_i >> R_н$, а сопротивление антенны в полосе частот сигнала отличается от волнового не менее чем в $1,1...1,2$ раза;

10) для снижения аномальных задержек в системах с высокоточным ИВП сигналов кроме совершенствования согласования кабеля с нагрузкой и генератором необходимо выбирать оптимальную длину кабеля и предусматривать пилотирование задержек в АФУ с применением дополнительной ИА [3, 4].

**Список литературы:** 1. *Радиоэлектронные* системы: Основы построения и теория : Справочник. Изд. 2-е перераб. и доп. / под ред. Я.Д. Ширмана. – М. : Радиотехника, 2007. – 512 с. 2. *Шебшаевич В.С.* Сетевые спутниковые радионавигационные системы. – М. : Радио и связь, 1993. – 286 с. 3. *Кащеев Б. Л.* Метеоры сегодня / Кащеев Б. Л. Коваль Ю. О., Горбач В. И., Бондарь Б. Г. – К. : Техніка, 1996. – 196 с. 4. *Антипов И. Е.* Развитие теории и совершенствование радиометеорных систем связи и синхронизации / Антипов И. Е., Коваль Ю. А., Обельченко В. В. – Харьков : Коллегиум, 2006. – 308с. 5. Основи теорії кіл : підручник. – Ч. 2 / Коваль Ю. О., Гринченко Л. В., Милютченко І. О., Рибін О. І.; за заг. ред. В.М. Шокала та В.І Правди. – Х. : Компанія СМІТ, 2008. – 560 с. 6. *Коваль Ю.А.* Анализ точности фиксации временного положения импульса в устройстве с линией задержки. / Коваль Ю.А., Моисеев В.П., Бавыкина В.В., Нестеров П.К. // Радиотехника. – Харьков : Изд-во ХГУ, 1980. – Вып. 52. – С. 12-15.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 12.04.2011*

УДК 621.396.96

*Ю. А. КОВАЛЬ, д-р техн. наук, Е. А. ИВАНОВА, А. А. КОСТЫРЯ, канд. техн. наук, А. Ф. ХУСЕЙН, Б. А. АЛ-ТВЕЖРИ, Х. Х. АСААД*

# ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СИГНАЛОВ ГЕОСТАЦИОНАРНЫХ ИСЗ СИСТЕМЫ SBAS

## Введение

Синхронизация (сравнение, сличение) территориально разнесенных стандартов времени и частоты – основа для реализации современных частотно-временных методов, позволяющих решать актуальные научно-технические и оборонные задачи в области метрологии времени и частоты, при создании систем координатно-временного обеспечения (включая спутниковые радионавигационные системы – СРНС), радиоастрономии, радиолокации, радиопеленгации, цифровой синхронной связи. Успешное решение таких задач определяется как стабильностью стандартов времени и частоты, так и точностью их сличения. Высокие темпы совершенствования стандартов наивысшей точности – эталонов (относительная нестабильность современных эталонов составляет $10^{-13}-10^{-15}$, а в перспективе – $10^{-16}-10^{-18}$) определяет актуальность задачи повышения точности методов сличения [1, 2].

В настоящее время основным для сравнения шкал времени как государственных эталонов друг с другом, так и с вторичными эталонами является метод, основанный на использовании сигналов СРНС GPS (США) и ГЛОНАСС (РОССИЯ). В стадии разработки находятся Европейская СРНС (GALILEO), в создании которой участвует Украина [2, 3], и СРНС Китая COMPASS/BEIDOU. Сигналы СРНС используются также для частотно-временной синхронизации в других отраслях науки и техники.

Монопольное положение, которое занимает СРНС в области синхронизации, играет отрицательную роль. К негативным последствиям могут привести, например, ситуации, когда СРНС по различным причинам будут заблокированы или переведены в режим трансляции ложной информации. Помимо зависимости от зарубежных систем, к недостаткам применения СРНС для синхронизации относятся: малое соотношение сигнал/помеха; недостаточная оперативность; низкая помехоустойчивость.

В связи с этим актуальны работы, направленные на создание альтернативных методов синхронизации.

## Постановка задачи

Предложенный авторами статьи альтернативный метод синхронизации основан на реализации алгоритма общего охвата (АОО), сущность которого поясняет рис. 1, и приеме сигналов геостационарных ИСЗ [4–6]. На рис. 1 приняты обозначения: $A$, $B$, $O$ – сличаемые пункты и общий источник соответственно; $H_A(t)$, $H_B(t)$ – соответствующие шкалы времени; $\tau_p^{OA}, \tau_p^{OB}$ – время распространения сигналов между общим источником и сличаемыми пунктами; $\Delta T^{AB} = -\Delta T^{BA}$ – сдвиги шкал пунктов; $\Delta T^{AO}, \Delta T^{BO}$ – временные сдвиги шкал пунктов относительно сигнала общего источника; $t_1^A$, $t_1^B$ – оценки временного положения принятых в пунктах сигналов общего источника.

Для анализа предложенного метода разработана модель системы [7]. Отличительными особенностями модели являются использование различных методов обработки (взаимокорреляционная и согласованная фильтрация) и оценки временного положения сигналов, а также учет многолучевости канала. Модель может быть использована для оценок потенциальных погрешностей широкого класса систем синхронизации и возможности применения в таких системах различных видов сигналов и способов их обработки.

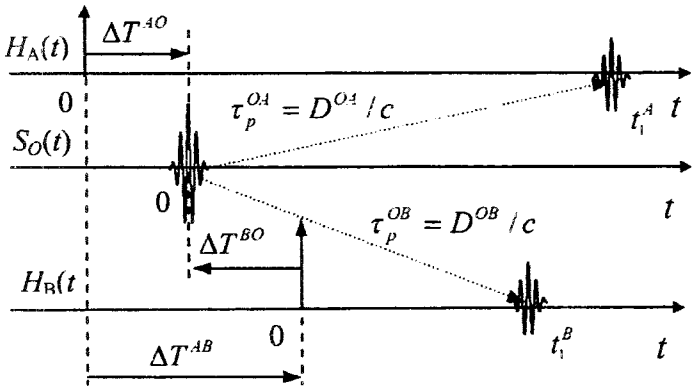



Рис. 1

Для экспериментальной проверки потенциальной точности предлагаемого метода синхронизации использованы результаты приема GPS-подобных сигналов геостационарных (ГС) ИСЗ глобальной системы дифференциальных поправок СРНС GPS SBAS, состоящей из систем EGNOS (Европа), WAAS (США), MSAS (Япония). Территория Украины находится в зоне приема сигналов системы EGNOS, которая включает в свой состав несколько ГС ИСЗ (таблица), принадлежащих компаниям Artemis и Inmarsat, каждая из которых имеет свою независимую сеть наземных станций.

| Название | Номер | Номер по ID Garmin | Долгота ИСЗ |
|---|---|---|---|
| Inmarsat 3f2 | 120 | 33 | W15.5 |
| Inmarsat 3f4(AOR-W) | 122 | 35 | W142 |
| ARTEMIS | 124 | 37 | E21.4 |
| Inmarsat 3f5(IOR-W/F5) | 126 | 39 | E25.0 |
| Inmarsat 3f1 (IOR) | 131 | 44 | E64 |
| Inmarsat 3f3(POR) | 134 | 47 | E178 |

Исходные данные измерений были предоставлены коллективом базовой GPS-станции «SURE») НУЦ РТ кафедры ОРТ ХНУРЭ. В состав аппаратно-программного комплекса GPS-станции входят [3]:

– двухчастотная универсальная GPS/EGNOS/HP-станция (PROPAK-LB+HP-L1L2 Plus), NovAtel Inc. (Канада);

– одночастотный мобильный GPS/EGNOS навигационно-геодезический приемник Superstar II (SSII) (комплект Development Kit) – NovAtel Inc. (Канада);

– программное обеспечение обработки GPS-наблюдений (GrafNav/GrafNet), NovAtel/Waypoint Consulting (Канада).

Для измерений применялись штатные слабонаправленные антенны.

На первом этапе исследований проводилась обработка сигналов, полученных в течение суток при приеме сигналов одного ГС ИСЗ (№131 Inmarsat 3f1).

Общее число данных составляло примерно 85000, каждое из которых включало:

1) псевдодальность, полученную по огибающей сигнала (кодовая псевдодальность);

2) псевдодальность, полученную по фазе когерентной несущей частоты (фазовая псевдодальность);

3) радиальную скорость;

4) отношение сигнал/шум.

Приведенный в качестве примера на рис. 2 график зависимости псевдодальности от времени $D_{SURE}^{код}(t)$ при кодовых измерениях наглядно показывает характер перемещения ГС ИСЗ, которое получило название *нутация* [8].

Для определения параметров нутации, которые необходимы при обработке результатов в соответствии с АОО, можно применить разработанную при участии авторов модель [9].

На первом этапе была проведена статистическая обработка результатов, полученных от одного из ГС ИСЗ в пункте SURE. На втором этапе обрабатывались в соответствии с АОО наблюдения в двух пунктах при приеме сигналов двух ИСЗ. На заключительном этапе исследований был проведен учет параметров нутации ГС ИСЗ.

**Обработка результатов измерений**

Вначале была проведена статистическая обработка времени задержки

$$t_{\text{ISURE}}(t) = D_{\text{SURE}}(t)/c$$

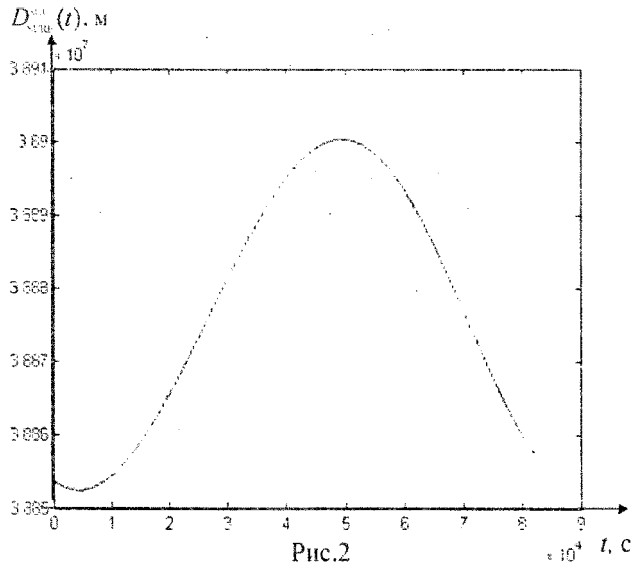
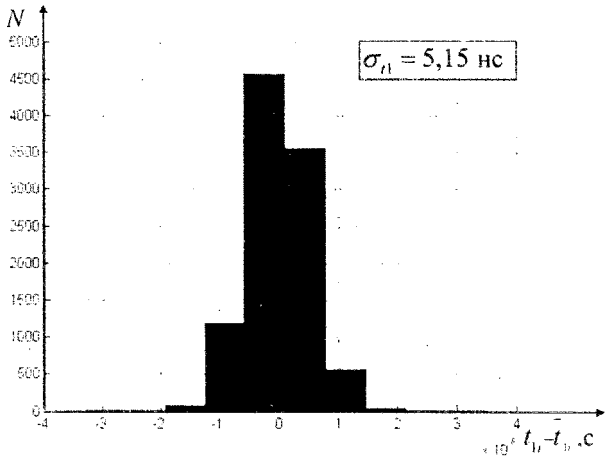



Рис.2

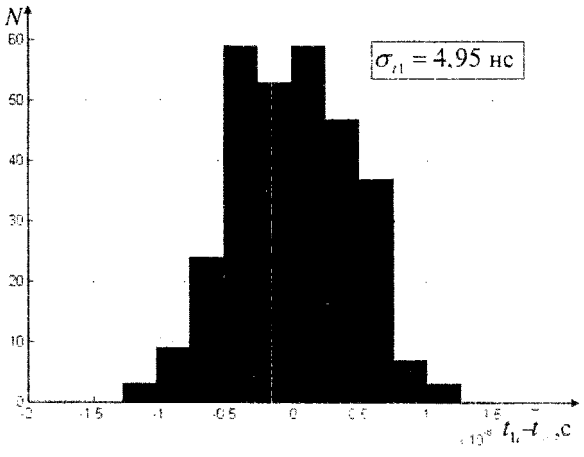
рассчитанных по наблюдениям кодовых и фазовых псевдодальностей при приеме сигналов одного ГС ИСЗ.

Обработка выполнялась для двух интервалов – 2,7 часа и 5 мин.

Гистограммы обработанных зависимостей $t_{\text{ISURE}}(t)$ для кодовых и фазовых измерений приведены соответственно на рис. 3 и 4 (*а* – для интервала 2.7 часа; *б* – для интервала 5 мин), где указаны значения СКО $\sigma_{t1}$. Как показала обработка, СКО времени запаздывания составляет порядка единиц наносекунд при кодовых измерениях и менее наносекунды при фазовых измерениях.

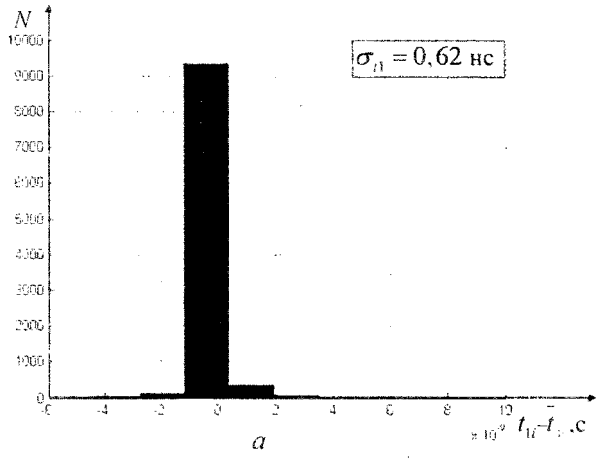



*а*

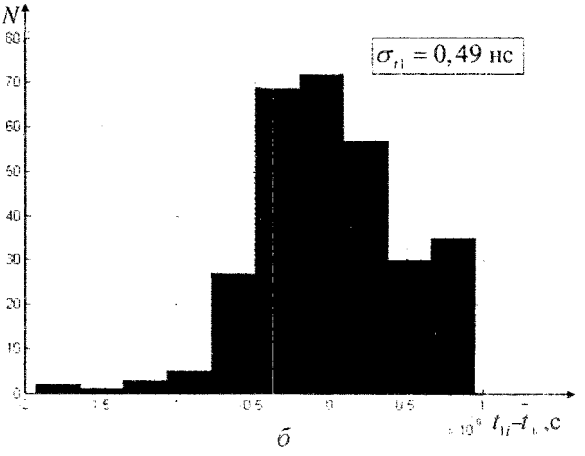



*б*

Рис. 3




*а*




*б*

Рис. 4

На втором этапе исследований обрабатывались результаты измерений двух GPS-приемников, первый из которых (приемник №1) был размещен в ХНУРЭ («SURE»), а второй (приемник №2) – на удалении 4 *км* («TEST»). В течение суток осуществлялся прием сигналов двух ГС ИСЗ – № 120 Inmarsat 3f2 и № 124 ARTEMIS (см. табл. 1).

Для ГС ИСЗ № 120 Inmarsat 3f2 на рис. 5 и 6 приведены соответственно результаты кодовых и фазовых измерений псевдодальности, а на рис.7 – значения скорости (*а* – приемник №1, *б* – приемник №2).

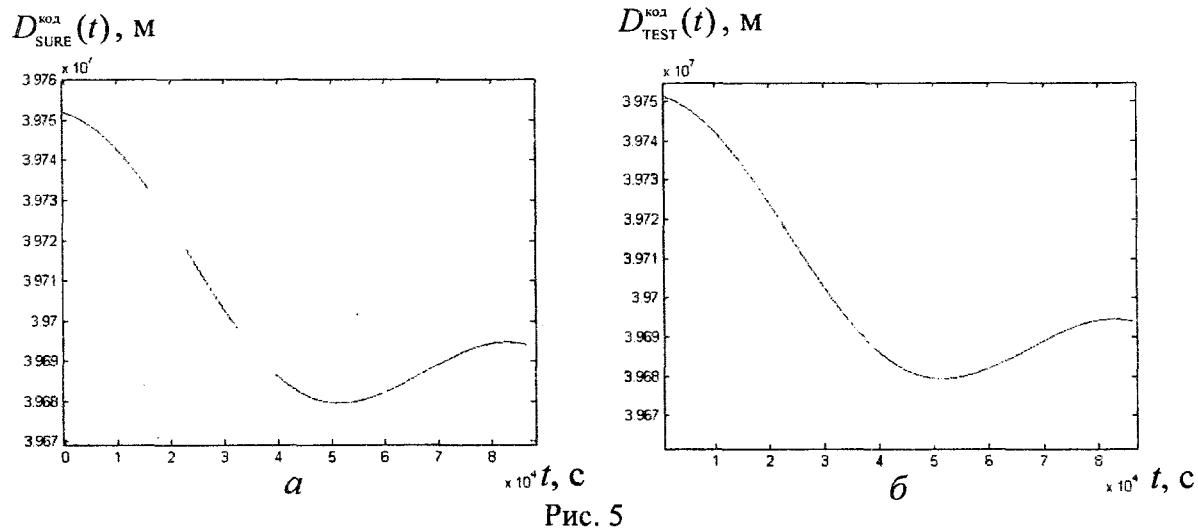



Рис. 5

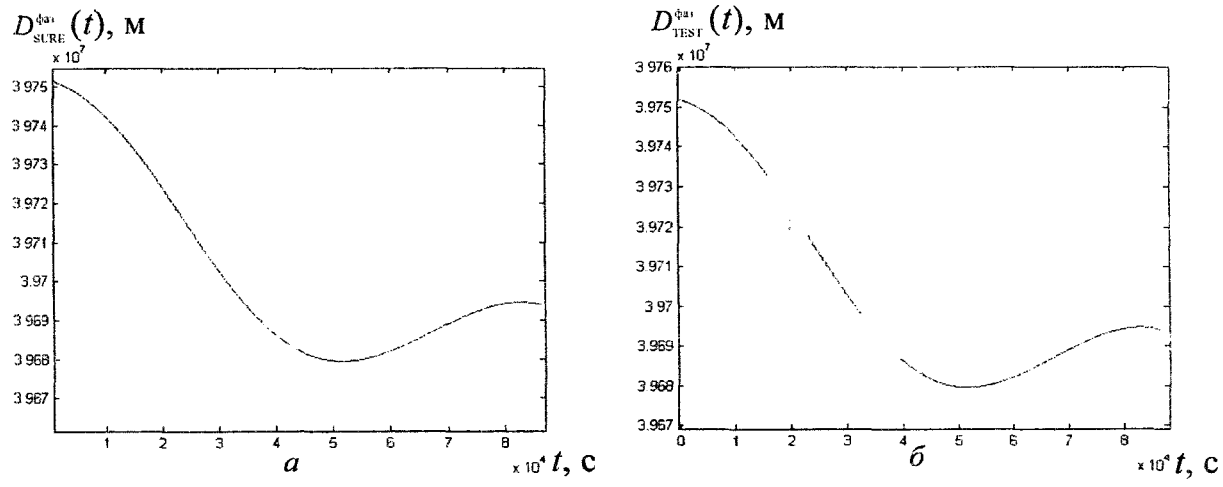



Рис. 6

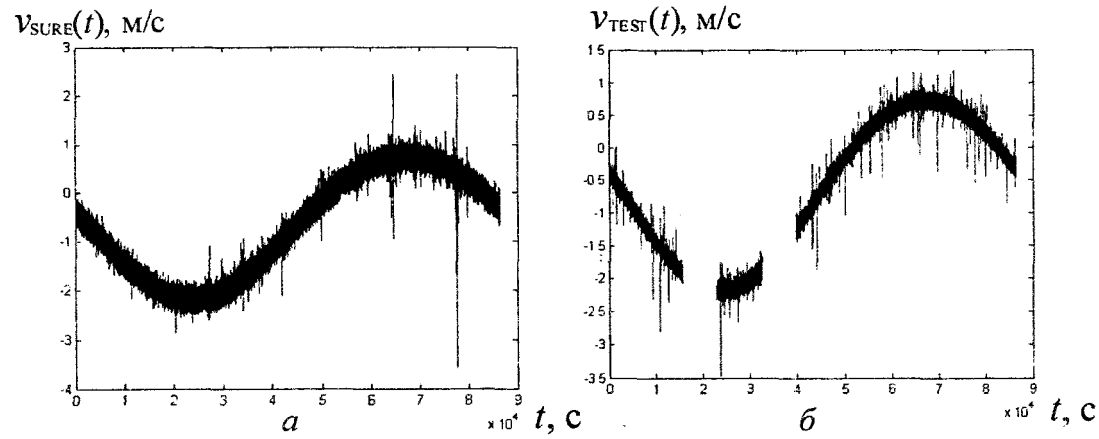


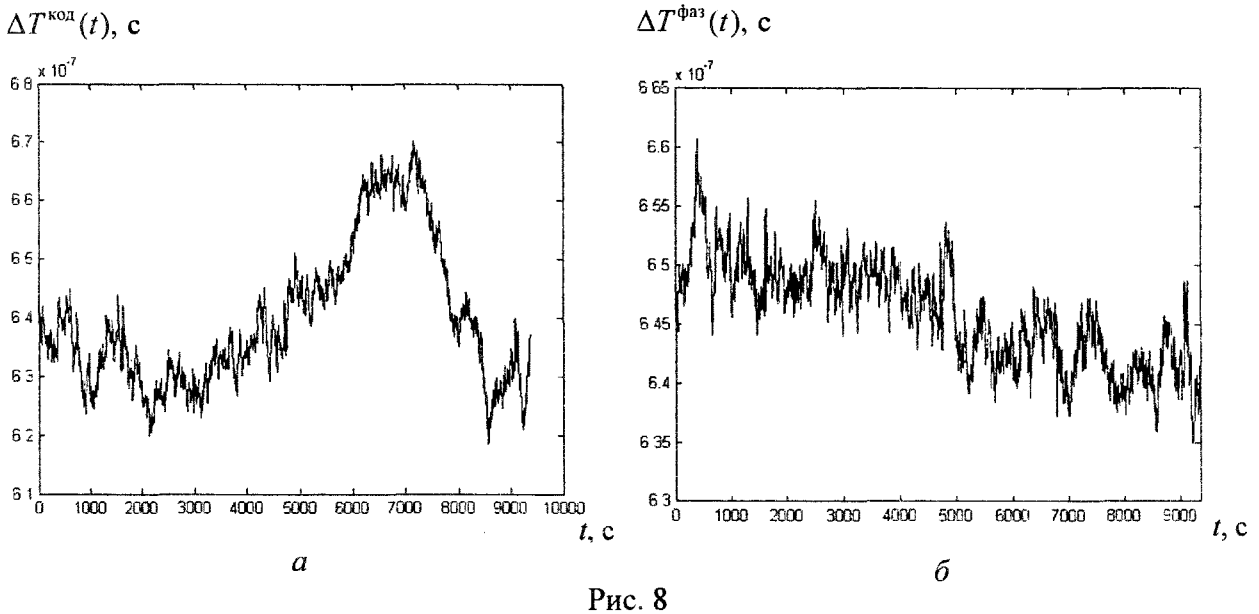

Рис. 7

Из-за имеющих место разрывов в измерениях, вызванных снижением отношениями сигнал помеха, для дальнейшей обработки были выбран участок в начале суток продолжительностью $\approx 9000$ *с*.

Графики единичных значений сдвига шкал

$$\Delta T(t) = t_{1\mathrm{SURE}}(t) - t_{1\mathrm{TEST}}(t),$$

вычисленных в соответствии с АОО для кодовых и фазовых измерений, приведены соответственно на рис. 8, *а*, *б*.




*а* *б*

Рис. 8

Единичные измерения сдвига шкал $\Delta T$ в выбранном участке разбивались на 11 интервалов, продолжительностью 13 *мин* [1] (780 *с*) каждый. Далее для каждого *i*-го интервала определялись средние значения $\overline{\Delta T_i}$ и СКО $\sigma_i$.

Составляющая погрешности, обусловленная нутацией ГС ИСЗ – $\delta_{\text{нут}}(t)$, является медленно меняющейся функцией времени в пределах каждого интервалах наблюдения. Также медленно изменяется и аппаратурная погрешность $\delta_{\text{ап}}(t)$, поскольку она, в данном случае, вызвана подстройками внутренних шкал времени приемников. Поэтому погрешности $\delta_{\text{нут}}(t)$ и $\delta_{\text{àï}}(t)$ можно отнести к систематическим и для оценки закона изменения суммарной систематической погрешности $\delta_{\Sigma}(t) = \delta_{\text{нут}}(t) + \delta_{\text{ап}}(t)$ применить аппроксимацию $\overline{\Delta T_i}$ по методу наименьших квадратов (МНК),

Помеховая погрешность $\delta_{\text{с/п}}$ представляет собой случайный процесс с интервалом корреляции, который значительно меньше интервала наблюдения. Оценкой помеховой погрешности могут служить остатки

$$\delta_{ic/\text{п}} = \overline{\Delta T_i} - \delta_{i\Sigma}.$$

Результаты линейной и кубической МНК-аппроксимаций значений $\overline{\Delta T_i}$ приведены на рис. 9 (кодовые измерения) и рис. 10 (фазовые измерения). СКО остатков $\delta_{ic/\text{п}}$ составило для кодовых измерений порядка единиц наносекунд, а для фазовых – менее наносекунды.

[1] Продолжительность интервала выбрана совпадающей с принятой в международной методике обработки результатов измерения сдвига шкал в режиме „common view"с использованием сигналов СРНС GPS.

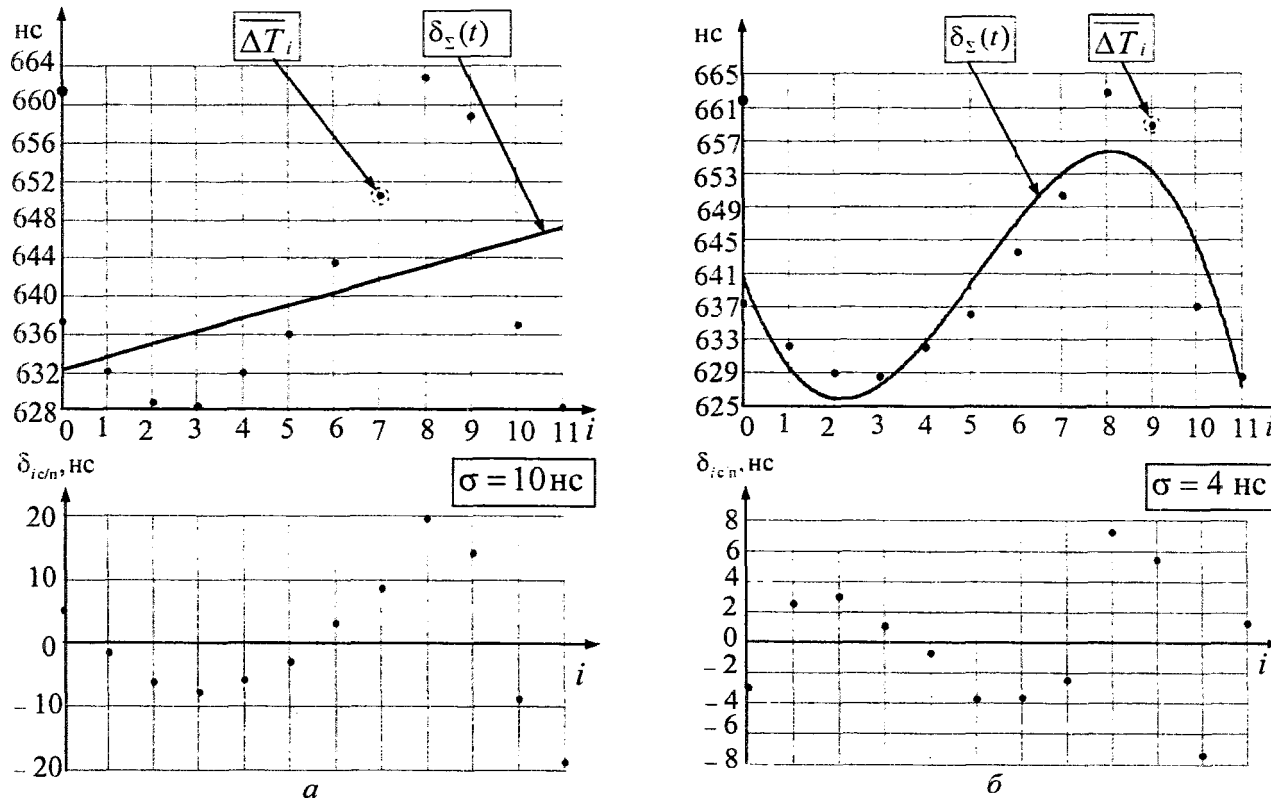



Рис. 9

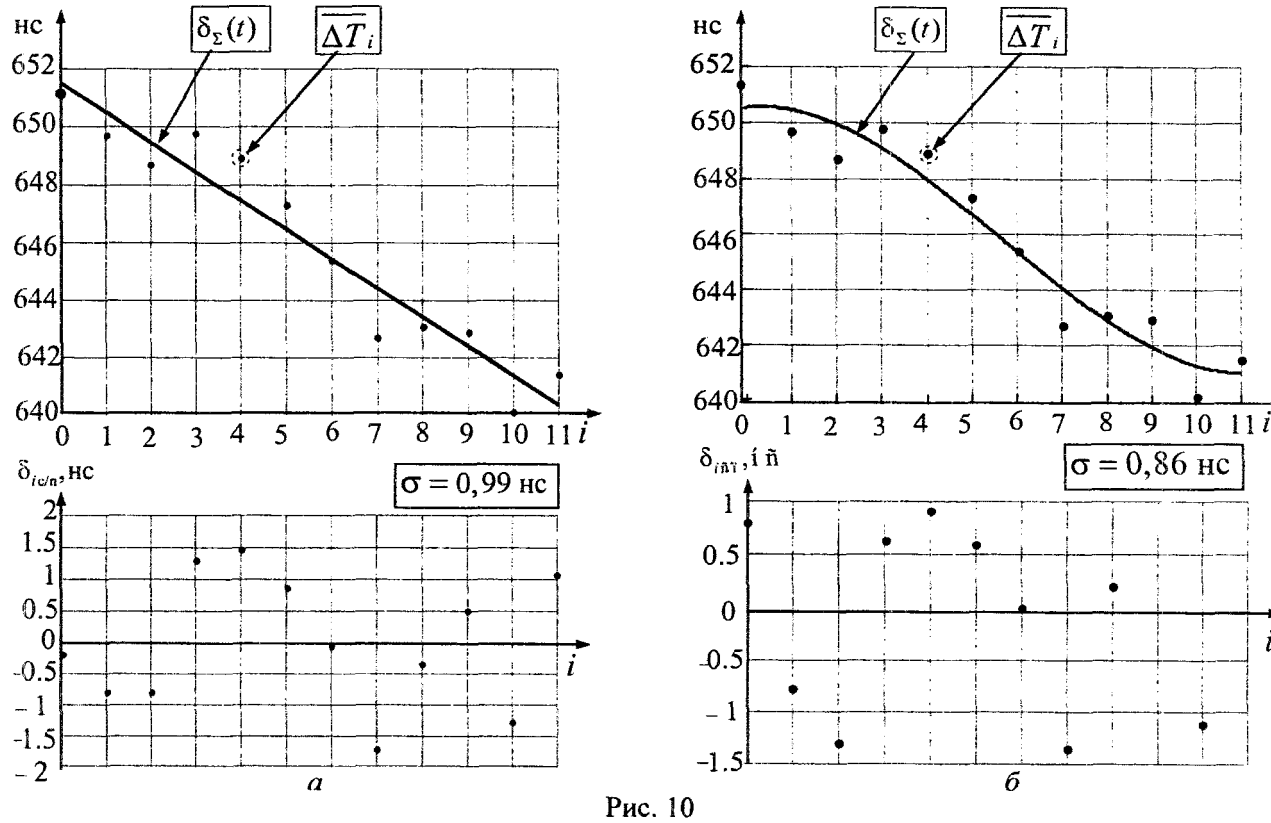



Рис. 10

На заключительном этапе исследований была проведена обработка результатов измерений с учетом параметров нутации, полученных с применением модели [9]. При этом были использованы результаты приема в тех же пунктах («SURE» и «TEST») сигналов ГС ИСЗ № 124 ARTEMIS (см. табл. 1).

Исходные результаты измерений в пунктах SURE (рис. 11) и TEST (рис. 12) содержали: кодовые (*а*) и фазовые (*б*) измерения псевдодальностей; наблюдения радиальной скорости (*в*); данные о соотношении сигнал/шум (*г*).

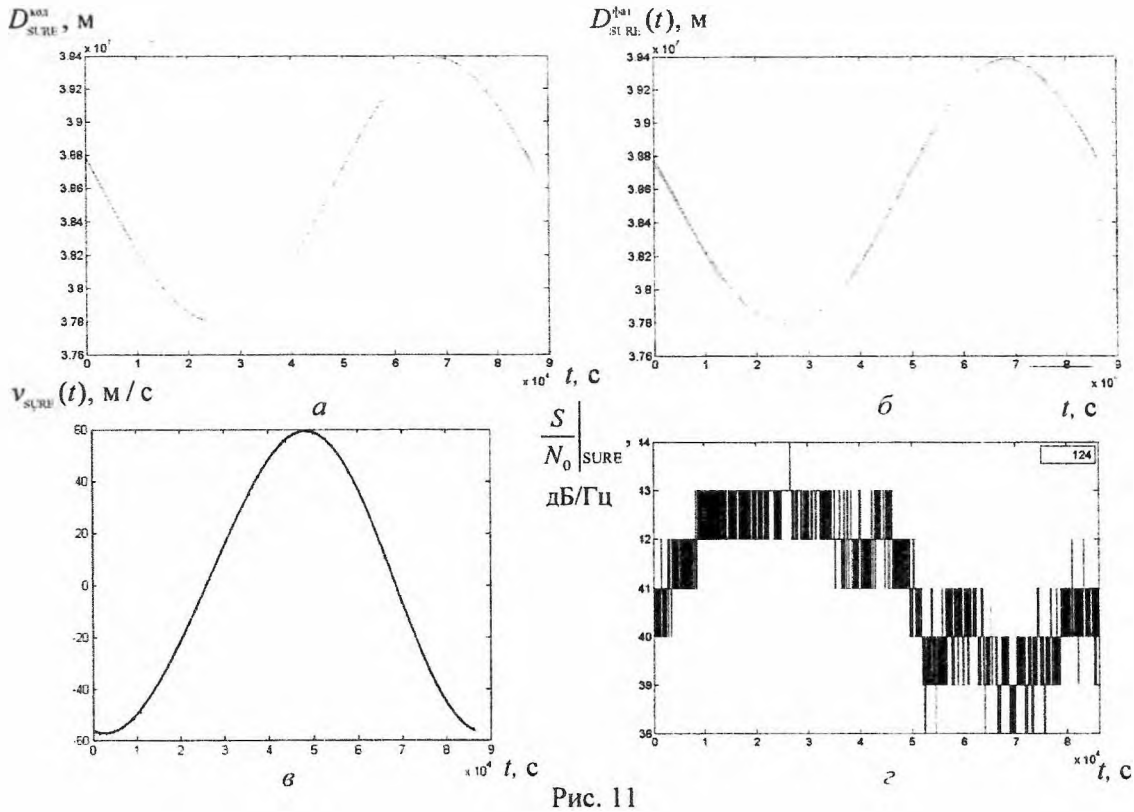



Рис. 11

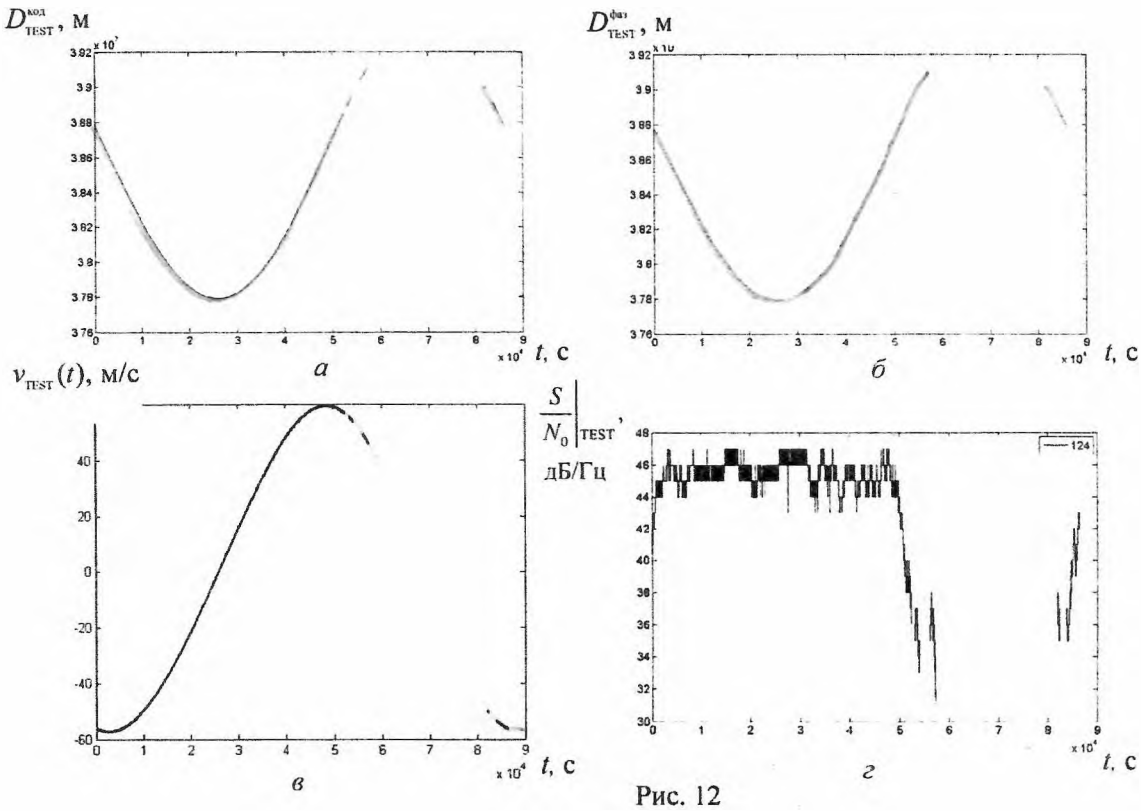



Рис. 12

На рис. 13 приведены графики разностей фазовых (*а*) и кодовых (*б*) экспериментальных наблюдений псевдодальностей.

На рис. 14 и 15 приведены модельные значения разностей псевдодальностей и скоростей между пунктами и данным ГС ИСЗ.

Анализ экспериментальных данных (см. рис. 13) позволил выбрать интервал времени для дальнейшей обработки в пределах $(0....5\ 10^4)$ *с*.

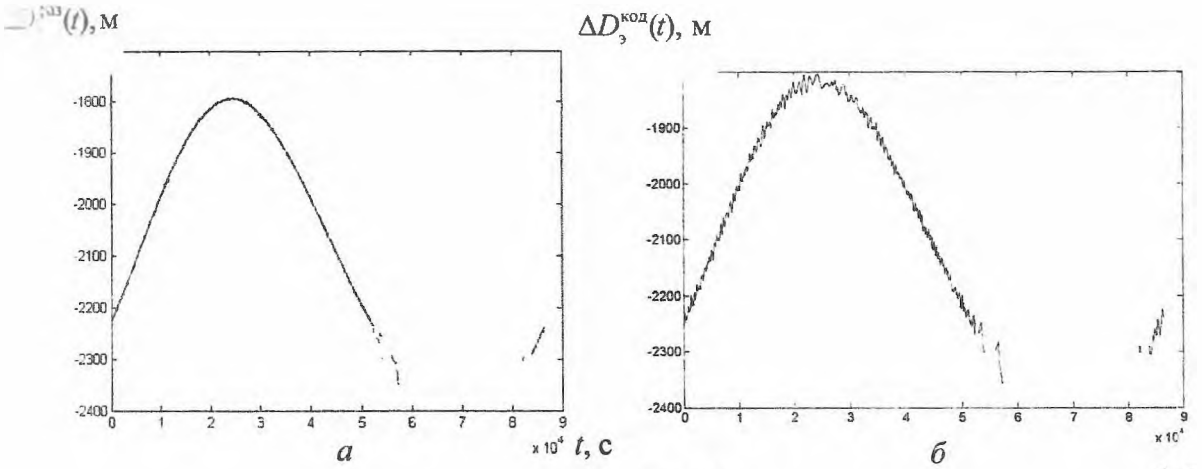



Рис. 13

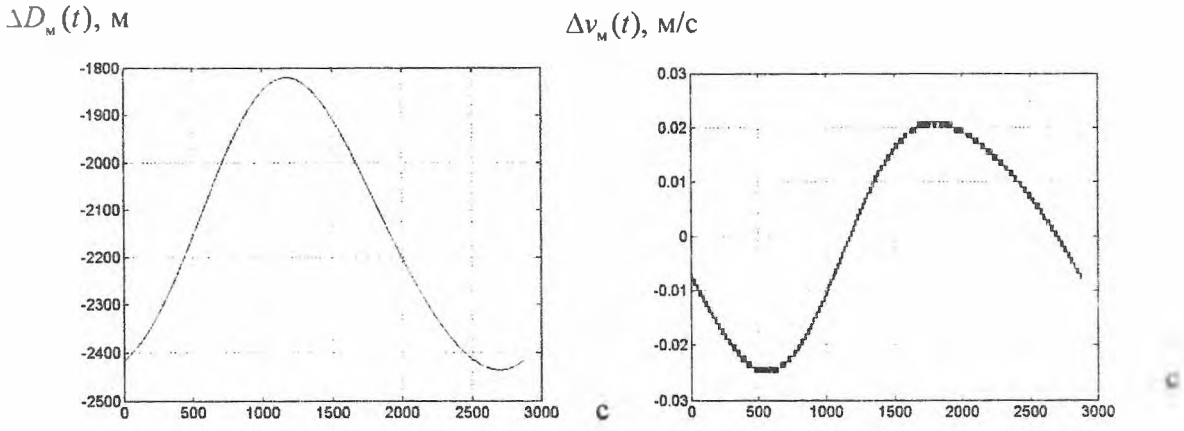



Рис. 14 Рис.15

Для учета нутации ГС ИСЗ были вычислены скорректированные разности дальностей и значения сдвига шкал:

$$\Delta D_{СК}(t) = \Delta D_Э(t) - \Delta D_М(t);$$

$$\Delta T_{СК}(t) = \Delta D_{СК}(t) / c.$$

Графики зависимостей $\Delta D_{СК}(t)$, полученных по фазовым и кодовым измерениям, приведены соответственно на рис. 16 и 17, а рассчитанные зависимости $\Delta T_{СК}(t)$ – на рис. 18 и 19.

Статистическая обработка зависимостей $\Delta T_{СК}(t)$ (рис. 18 и 19) позволила оценить средние значения сдвига шкал $\overline{\Delta T}$ и СКО $\sigma$ различных методов:

– по фазовым наблюдениям $\overline{\Delta T}^{фаз}$ =88,75 *нс*, $\sigma^{фаз} = 4{,}86$ *нс*;

– по кодовым наблюдениям $\overline{\Delta T}^{код}$ =25,6 *нс*, $\sigma^{фаз} = 22{,}6$ *нс*.

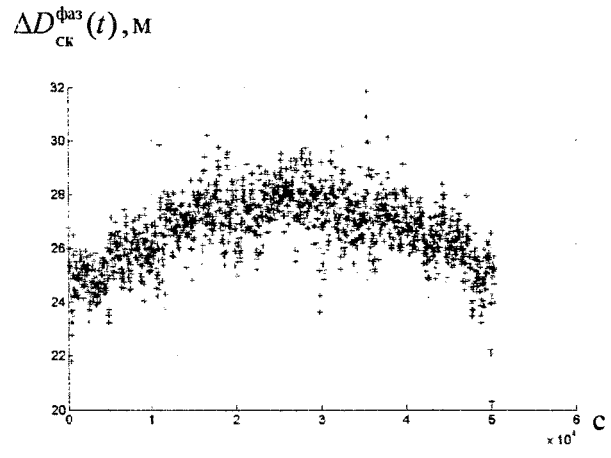



Рис. 16

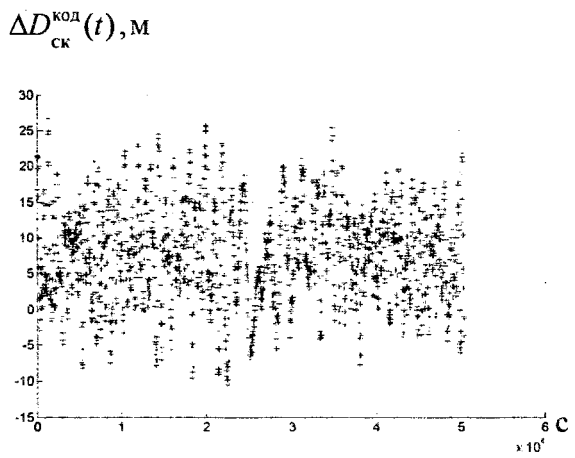



Рис.17

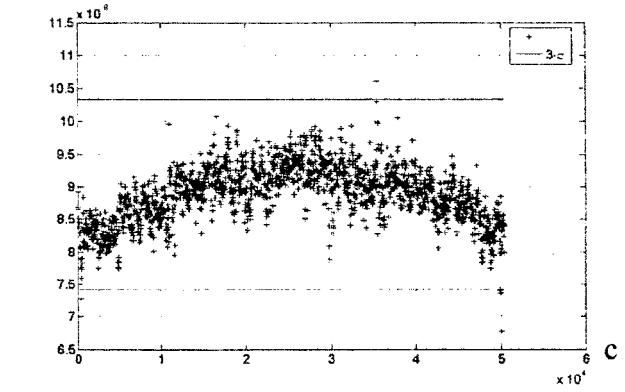



Рис. 18

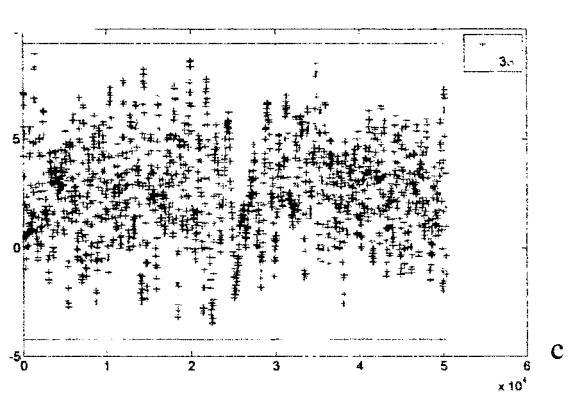



Рис.19

**Выводы**

1) помеховая погрешность по оценкам СКО составляет порядка единиц наносекунд при измерениях по коду и менее наносекунды при фазовых измерениях; указанные СКО имеют место в случае ГС ИСЗ № 126 для единичных наблюдений с интервалом 1 *с*, а в случае ГС ИСЗ №№ 120 и 124 – с интервалом 13 *мин*;

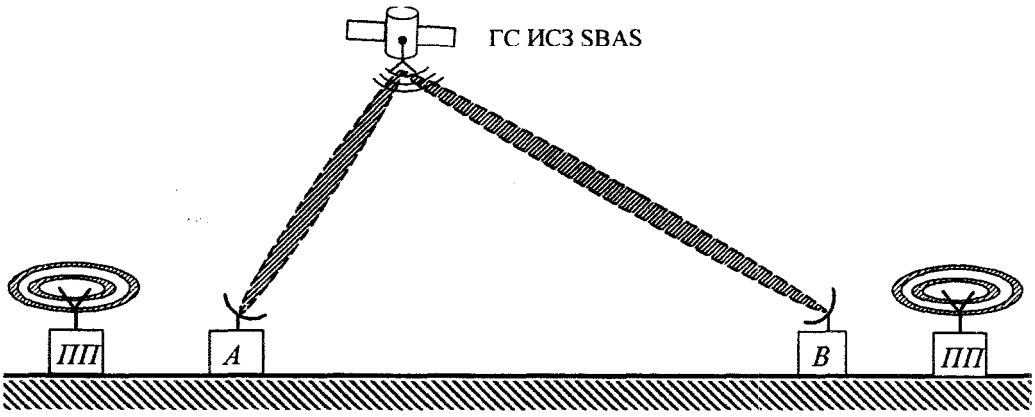
2) различия в точности измерений для использованных ГС ИСЗ объясняются их азимутами (долгота г. Харькова и ГС ИСЗ № 126 практически совпадают, а ГС ИСЗ №№ 120 и 124 расположены значительно западнее);

3) разрывы в измерениях (см. рис. 6, 7, 12, 13) объясняются широкими диаграммами направленности штатных антенн, в два раза большей высотой ГС ИСЗ ($\approx 4 \cdot 10^4$ *км*) по сравнению с орбитальными ИСЗ СРНС ($\approx 2 \cdot 10^4$ *км*) и наличием помех;

4) увеличение погрешностей при учете модельных параметров нутации ГС ИСЗ (до единиц наносекунд при фазовых и десятка наносекунд при кодовых измерениях) приводит к необходимости, кроме совершенствования модели нутации, дополнительной калибровки параметров нутации экспериментальными методами, например с применением радиометеорной аппаратуры синхронизации [10, 11];

5) помеховая погрешность сличения с применением сигналов ГС ИСЗ SBAS может быть существенно снижена, а помехозащищенность и надежность приема сигналов значительно повышены с использованием направленных антенн (рис. 20).

При дальнейших исследованиях целесообразно синхронизировать GPS-приемники стандартами времени и частоты, а также использовать направленные антенны.




*ПП* – постановщик помех

Рис.20

**Список литературы:** 1. *Финкельштейн А. М.* Фундаментальное координатно-временное обеспечение Вестник Российской Академии наук. – 2007. Т. 77, М 7. – С. 608-617. 2. *Програма* розвитку державної служби єдиного часу і еталонних частот : зб. наук. праць за матеріалами VI міжнар. наук.-техн. конференції, 14-16 жовтня 2008 р. / Держ. комітет України з питань техн. регулюв. та споживч. політики, Націон. наук. Центр «Інститут метрології» [та ін.]. – Х. : ХФ ДП "УкрНДНЦ", 2008. – 350 с. 3. *Шокало В. М., Жалило А., А., Коваль Ю. А. и др.* Применение спутниковой навигации в научных исследованиях и учебном процессе кафедры ОРТ // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2006. – Вып. 146. – С.55-65. 4. *Пат. 38167* Украина, МПК51 (2006), G04G 7/00. Спосіб частотно-часової синхронізації просторово рознесених еталонів та стандартів часу і частоти / *Нестеренко Г.В., Коваль Ю.О., Іванова О.О.*, заявник та власник Харківський нац. ун-т радіоелектроніки. – № u2008 09468, подано 21.07.2008; опубл. 25.12.2008. Бюл. № 24.5. *Коваль Ю.А, Костыря А.А., Обельченко В.В., Иванова Е.А. и др.* Анализ возможностей метода общего охвата для высокоточной синхронизации стандартов времени и частоты в пределах прямой видимости // Радиоэлектроника. Информатика. Управление.- 2009. – Вип. 1(20). – С.21-30. 6. *Ткачук А.А., Коваль Ю.А., Иванова Е.А., Шелковенков Д.А.* Возможности повышения точности и помехозащищенности сравнения эталонов времени за счет использования GPS-подобных сигналов геостационарных ИСЗ дифференциальных систем SBAS // VII междунар. науч.-техн. конф. «МЕТРОЛОГИЯ И ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА» («МИИТ-2010»). – С.144-147. 7. *Коваль Ю.А, Иванова Е.А., Костыря А.А., Ал – Твежри Б.А.* Моделирование систем частотно-временной синхронизации, использующих сигналы общих источников // Известия вузов. Радиоелектроника. – 2011. – №. 2. – С. – 12-20. 8. *Назаренко А.И., Скребушевский Б. С.* Эволюция и устойчивость спутниковых систем. – М. : Машиностроение, 1981. – 286 с. 9. *Ю.А. Коваль, Е.А. Иванова, А.А. Костыря и др.* Погрешности частотно-временной синхронизации при использовании сигналов телекоммуникационных геостационарных спутников с учетом модели их перемещения // Східно-Європейський журнал передових технологій. – 2009. – Вып. 4/10 (40). – С. 25-29. 10. *Кащеев Б. Л.* Метеоры сегодня / Кащеев Б. Л., Коваль Ю. О., Горбач В. И., Бондарь Б. Г. – К. : Техніка, 1996. – 196 с. 11. *Антипов И. Е.* Развитие теории и совершенствование радиометеорных систем связи и синхронизации. / Антипов И. Е., Коваль Ю. А., Обельченко В. В. – Харьков : Коллегиум, 2006. – 308с.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 15.03.2011*

УДК 621.371.3

*И. Е. АНТИПОВ, д-р техн. наук, Е.Ю. БОНДАРЬ, канд. техн. наук, Н. О. СОРОХ, О. А. СОЛЯНИК, канд. техн. наук*

# АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ РАСПОЗНАВАНИЯ И АНАЛИЗА МЕТЕОРНЫХ АВХ

## Введение

Свойство метеорных следов отражать радиоволны метрового диапазона позволяет исследовать метеорные явления и процессы в атмосфере Земли. Для этой цели требовалось создание специальных метеорных радиолокационных станций (МРЛС).

Задачи, стоящие перед метеорологами и астрономами, вызвали к жизни появление МРЛС третьего поколения, обеспечивающие получение оперативной информации для метеорологических (или астрономических) целей.

## Метеорная автоматизированная радиолокационная система (МАРС)

Одним из первых в этом направлении решений было создание многопозиционной метеорной автоматизированной радиолокационной системы (МАРС), которая была разработана в 1965 – 1967 гг. [1].

Автоматизированная система МАРС имеет подсистему автоматического определения радиантов и орбит метеоров (ПАОРО), в которую входят два вынесенные приемно-ретранслирующие пункты ВП – 1 и ВП – 2. Эта подсистема, функционирующая в реальном масштабе времени, выдает на печать основные астрономические характеристики индивидуальных метеоров – время, скорость, координаты радианта, элементы орбиты. В работах А.А. Дьякова [2, 3] приведены алгоритмы первичной обработки и диспетчеризации.

Такая система автоматической обработки (САО) позволила более оперативно и с меньшими аппаратурными затратами получать необходимую информацию о радиантах и орбитах индивидуальных метеоров.

На первом этапе работы системы МАРС регистрация производилась фоторегистратором на кинопленку в виде отдельных кадров. При этом на визуальную обработку пленок и набивку данных на перфоленту суточного цикла измерений затрачивается 12 человеко-дней. Следует заметить, что полный расчет радианта и орбиты одного метеора на электронной вычислительной машине типа «Урал» занимал примерно 5 *мин*. [4].

За период времени, начиная с 1967 по 1972 г., было зарегистрировано около 1 957 300 отражений, которые размещаются на 1723 кинопленках, каждая длиной 30 *м*. Некоторые данные результатов ручной обработки регистраций за 1967 и 1968 гг. приведены в [1].

Архив кадровых регистраций в виде фотонегативов хранится на кинопленке. На рис. 1 приведен один кадр регистрации, который содержит грубую (нижняя) и точную (верхняя) шкалы дальности, амплитудно-временные характеристики (АВХ) основного и двух выносных пунктов, номер кадра (№ 457) и часы, на которых указана дата проведенной регистрации (05 апреля 1970 г.), фамилия дежурного оператора (Трубчанинов) и время регистрации отражений (04 *ч*, 23 *мин*, 59 *сек*).

На рис. 2 приведен фрагмент кадра, представленного на рис. 1, на котором имеется две шкалы дальности и АВХ, зарегистрированная на основном пункте.

По двум разверткам дальности определяется расстояние от РЛС до точки зеркального отражения на метеорном следе.

Комплекс МАРС работал с периодом повторения импульсов $T_п = 2$ *мс* ($F = 500$ *Гц*), а каждый пятый импульс был сдвоенным, что необходимо для однозначного определения дальности.

Оценка погрешности наклонной дальности при считывании показаний с электронно-лучевого индикатора дальности приняты исследователями при наблюдениях как $\Delta R = \pm 1$ *км*.

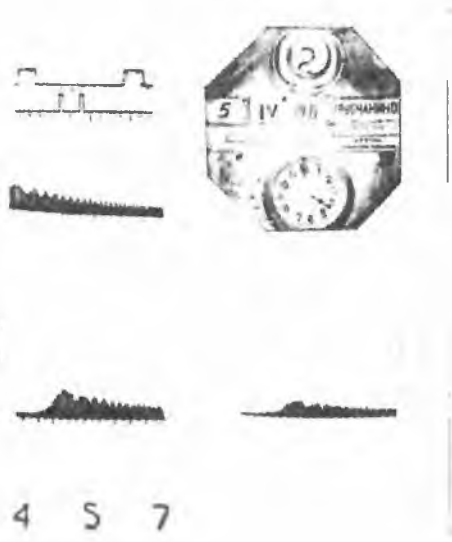



Рис. 1

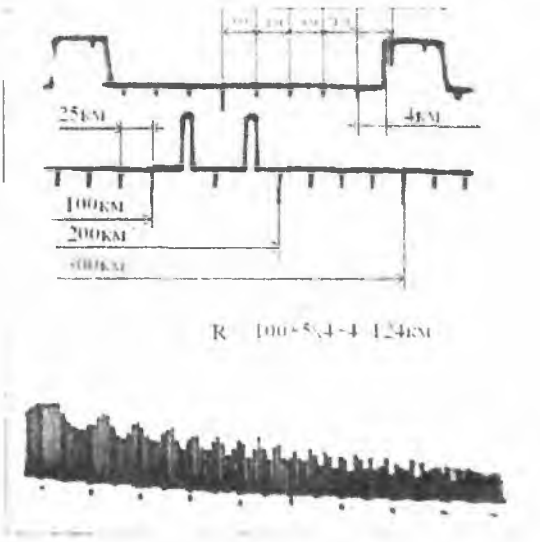



Рис. 2

На грубой шкале разверток имеются два типа меток: длинные и короткие. Крайняя слева длинная метка на грубой шкале соответствует наклонной дальности равной 100 *км*, средняя соответствует наклонной дальности 200 *км* и правая 300 *км*. Расстояние между короткими метками соответствует наклонной дальности равной 25 *км*. Над разверткой располагаются два импульса: левый и правый.

Наклонная дальность по грубой шкале состоит из нескольких составляющих:

- первая составляющая – это количество длинных меток, соответствующих дальностям 100 или 200 *км*, которые располагаются слева от переднего фронта левого импульса;
- вторая составляющая – это количество интервалов между короткими метками, которые заключены между левой длинной меткой и передним фронтом левого импульса. Количество интервалов может быть: 0; 1; 2; 3; 4. Каждый интервал между короткими метками соответствует наклонной дальности, равной 25 *км*.

По точной шкале разверток уточняется наклонная дальность на интервале 25 *км*.

Точная шкала разверток имеет два типа меток: длинные и короткие. Наклонная дальность между двумя длинными метками составляет 25 *км*, а короткие метки делят это расстояние на 5 участков по 5 *км*.

Наклонная дальность по точной шкале определяется расстоянием от длинной средней метки до переднего фронта правого импульса. Необходимо подсчитать количество полных интервалов и умножить на 5 *км*. За полными интервалами следует интервал, который занимается частью правого импульса. Часть наклонной дальности на этом 5 *км* интервале определяется расстоянием между короткой меткой полного последнего интервала и передним фронтом правого импульса.

Современные возможности вычислительной техники позволяют данные, хранящиеся на киноленте оцифровать и представить в виде, пригодном для проведения расчетов.

**Рассеяние радиоволн на метеорных следах**

Существует ряд основополагающих работ, которые дают детальное представление о физике отражений радиоволн от метеорных следов. Так, результаты работ Lovell A.C.B., и Clegg J.A. [5] были положены в основу радиолокационного метода исследования метеоров и связанных с ними явлений в верхней атмосфере.

Как показали Kaiser T.R. и Closs R.L. [6], если начальный радиус следа $r_0 << \lambda/2\pi$, следует различать ионизированные метеорные следы трех типов относительно их линейной электронной плотности $\alpha$:

- ненасыщенные следы ($\alpha << 2{,}4\ 10^{12}$ *электрон/см*), рассеяние на электронах, которое можно рассматривать как независимое и когерентное;

- насыщенные следы ($\alpha > 2{,}4\ 10^{12}$ *электрон/см*), отражение от которого происходит как от металлического цилиндра;

- следы промежуточного типа ($\alpha \approx 10^{12}$ *электрон/см*), для которых $r_0 < \lambda/2\ \pi$ амплитуда отраженной волны зависит от ориентации электрического вектора падающей волны относительно оси следа и в случае продольной поляризации амплитуда отраженной волны будет такой же, как и в случае ненасыщенных следов.

На рис. 3 приведены образцы записей дифракционных картин сигналов, рассеянных на ионизированных метеорных следах различных типов (*а* – ненасыщенный; *б* и *в* – промежуточного типа; *г* и *д* – насыщенные; *г* – след с очень большой линейной электронной плотностью) [4].

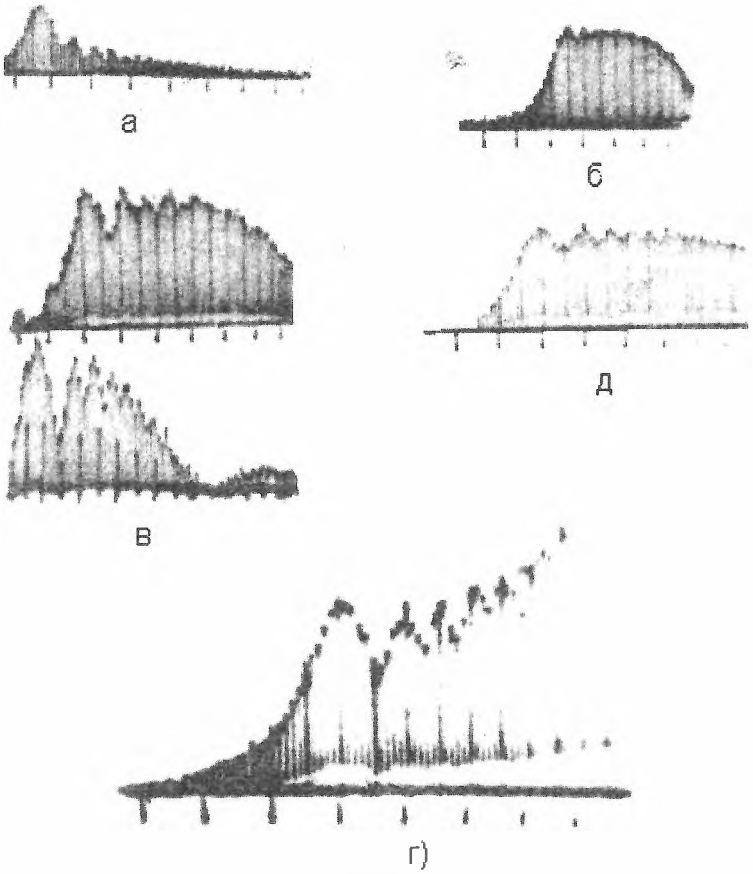



Рис. 3

В большинстве работ ионизированный след представляют как узкий круговой плазменный цилиндр бесконечной длины, на который перпендикулярно его оси падает электромагнитная волна.

Будем рассматривать исключительно ненасыщенные метеорные следы.

Во-первых, в случае если электронная концентрация в любой точке следа значительно ниже критической, это позволит рассматривать рассеяние на каждом электроне как независимое и когерентное.

И, во-вторых, радиолокационная система МАРС, результаты измерений которой обрабатывались, имела высокую эффективную чувствительность и более 95% отражений сигналов были от ненасыщенных следов.

На рис. 4 приведена геометрия траектории метеора относительно станции наблюдения.

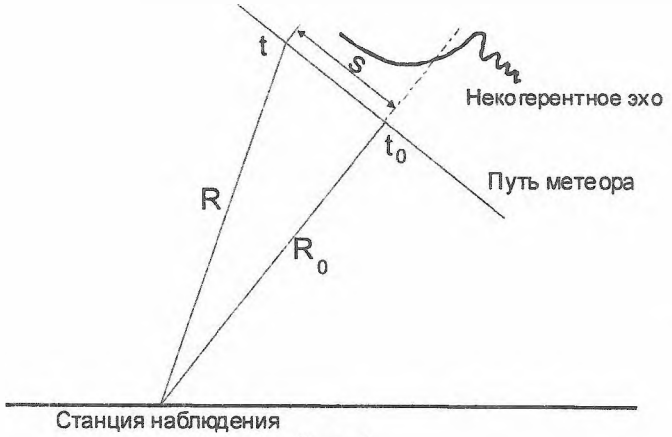



Рис. 4

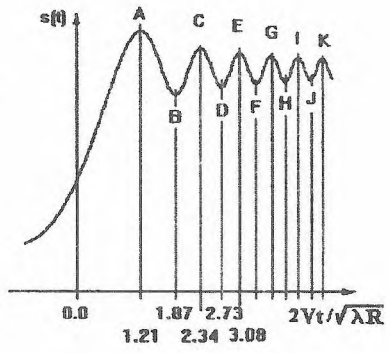



Рис. 5

Здесь $s$ отсчитывается от точки зеркального отражения на следе в направлении движения метеора, $s_0$ характеризует положение головы следа. Элемент длины следа $ds$ содержит $\alpha ds$ электронов. В случае линейного следа эти электроны рассеивают синфазно. А напряжение на входе приемника, создаваемое сигналом, рассеянным на линейном следе, определяется интегралом по длине следа.

Основной вклад в напряжение на входе приемника $E_r$ дают участки следа, близкие к точке зеркального отражения, для которых $s << R$, поэтому $R$ можно представить как

$$R \approx R_0 + \frac{1}{2}\frac{s^2}{R_0}. \tag{1}$$

Тогда напряжение на входе приемника $E_r$ определится выражением

$$E_r = \frac{\sqrt{R\lambda}}{2}(2R_{вх}\Delta P_r)^{\frac{1}{2}} \int_{-\infty}^{x_0} \alpha e^{i\frac{\pi}{2}x^2}\, dx, \tag{2}$$

где $\lambda$ – длина волны РЛС; $R_{вх}$ – входное сопротивление приемника; $\Delta P_r$ – мощность сигнала, рассеянная одним электроном.

Согласно (2) при постоянном $\alpha$ изменение амплитуды сигнала, рассеянного на формирующемся метеорном следе, описывается интегралом Френеля. Идеализированная АВХ приведена на рис. 5.

Найденные по (2) положения максимумов и минимумов дифракционной картины, так называемой АВХ, могут быть использованы для определения скорости метеоров с помощью выражения

$$V_{из} = \frac{L_{BD}F\sqrt{\lambda R}}{2n}, \tag{3}$$

где $V_{из}$ – измеренная скорость, $L_{BD}$ – длина соответствующей зоны Френеля, выраженная в нормированных единицах, (рис. 5), $F$ – частота следования импульсов, $\lambda$ – длина волны, $R$ – наклонная дальность, $n$ – число импульсов в зоне BD.

Нормированная длина зоны Френеля является табулированной величиной постоянной для данной зоны. Относительные величины зон Френеля приведены в таблице [7]:

| Зона | AC | BD | CE | DF | EG | FH |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Размер зоны | 1,129 | 0,867 | 0,738 | 0,653 | 0,593 | 0,546 |

При вхождении метеора в атмосферу Земли на высотах 80 – 110 *км* за время порядка $10^{-3} - 10^{-5}$ *с*, происходит начальное расширение метеорного следа до величины начального радиуса – $r_0$. Распределение электронной плотности по сечению следа определяется выражением

$$n_e = \frac{\alpha}{4\pi Dt + \pi r_0^2} e^{-\frac{r^2}{4Dt + r_0^2}}, \tag{4}$$

где $D$ – коэффициент амбиполярной диффузии.

После установления теплового равновесия с окружающей атмосферой дальнейшее уменьшение электронной концентрации в ионизированном метеорном следе происходит вследствие диффузного расширения следа, а также процессов рекомбинации и «прилипания» электронов.

Если радиус следа $r_c$ сравним с длиной волны, то необходимо учитывать разность фаз волн, рассеянных различными электронами элемента длины следа $ds$, электронная плотность которого по сечению следа определяется выражением (4).

При этом максимальное значение мощности сигнала, рассеянного на ненасыщенном метеорном следе $P_{пр}$ может быть представлено следующим выражением [4]:

$$P_{пр} = \frac{P_{пер} G_{пер} G_{пр} \alpha^2}{32\pi^2} \left(\frac{\lambda}{R}\right)^3 \left(\frac{e^2}{mc^2}\right)^2 f^2(r_0) I^2, \qquad (5)$$

где

$$I = \left| \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{-\infty}^{x_0} e^{i\frac{\pi}{2}x^2} e^{-\Delta(x_0 - x)} dx \right|; \qquad (6)$$

$$\Delta = \frac{8\pi^2 DR}{V\lambda^{\frac{3}{2}}}; \qquad (7)$$

$P_{пер}$ – импульсная мощность передатчика; $G_{пер}$, $G_{пр}$ – коэффициент направленного действия передающей и приемной антенн; $\alpha$ – линейная электронная плотность в следе; $\lambda$ – длина волны; $R$ – дальность до следа; $m$, $e$ – масса и заряд электрона; $c$ – скорость света; $r_0$ – начальный радиус следа; $D$ – коэффициент амбиполярной диффузии; $V$ – скорость метеора.

Множители $f(r_0) = e^{-(\frac{2\pi}{\lambda} r_0)^2}$ и $I_{\max} = \frac{1 - e^{-\sqrt{2}\Delta}}{\sqrt{2}\Delta}$ учитывают ослабление сигнала вследствие влияния начального радиуса следа и диффузного расширения за время формирования первой зоны Френеля.

Основной вклад в мощность сигнала, рассеянного ненасыщенным метеорным следом, при $\Delta$ меньше или $\approx 1$, дает участок следа около точки зеркального отражения. Длина этого участка порядка $\sqrt{R\lambda}$. При $R$ = 200 *км* и $\lambda$ = 8 *м* $\sqrt{R\lambda} \approx 1{,}3$*км*. На таком малом участке следа в первом приближении можно пренебречь изменением $\alpha$ и $r_0$, что и было сделано при выводе выражения (5).

Если при измерении скорости метеора по АВХ и коэффициенту амбиполярной диффузии не учитывать расширение следа за время формирования на нем основных зон Френеля, то это приводит к ошибкам оцениваемой скорости метеора.

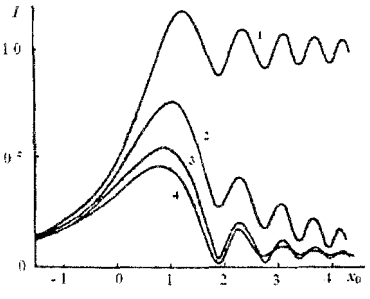


Рис. 6

На рис. 6 приведены АВХ сигналов, рассеянных на ненасыщенных метеорных следах, согласно выражению (6) при значениях параметра $\Delta = 8\pi^2 D\sqrt{R} / 9\lambda^{\frac{3}{2}}$ равных:

1) $\Delta = 0$;
2) $\Delta = 0{,}5$;
3) $\Delta = 1$;
4) $\Delta = 1{,}25$ ($x = 2s/\sqrt{R_0\lambda}$, $x_0 = 2s_0/\sqrt{R_0\lambda}$).

Из рис. 6 видно, что с ростом $\Delta$ заметно смещается первый максимум дифракционной картины. Положение остальных экстремумов изменяется значительно меньше.

Так, при $\Delta$ = 0,5 ошибка в скорости, найденная по зоне АС, составляет 12% и по зоне АЕ – 9%. Эти ошибки приводят к занижению значения скорости метеора на несколько $км \cdot с^{-1}$. Ошибки могут быть значительно уменьшены, если при определении скорости не пользоваться положением первого максимума.

Согласно выражению (6) приблизительно экспоненциальное убывание АВХ со временем имеет место только при $\Delta < 0,5$, когда отражение радиоволн от метеорных следов носит зеркальный характер. При значениях $0,5 < \Delta < 1,5$ отражение вначале носит зеркальный характер, а затем (тем быстрее, чем больше $\Delta$) переходит в отражение от головной части следа. При $\Delta = 1$ величина коэффициента амбиполярной диффузии, найденная по уменьшению со временем амплитуды отраженного сигнала без учета расширения следа, за время формирования основных зон Френеля оказывается заниженной примерно на 30 %.

Согласно (6) отношения амплитуд в моменты последовательных максимумов дифракционной картины, а также отношения расстояний между различными экстремумами зависят только от $\Delta$. Особенно сильно зависит от $\Delta$ отношение амплитуд в моменты первого и второго максимумов и отношений длин зон АВ/ВС. Таким образом, для каждого следа величину $\Delta$ можно найти тремя способами: $\Delta_1$ – по выражению (7), измеряя спад амплитуды, скорость и дальность; $\Delta_2$ – по отношению амплитуд в моменты первого и второго максимумов; $\Delta_3$ – по отношению длин зон АВ/ВС. Условием применимости выражений (6) – (7) является равенство $\Delta_1 = \Delta_2 = \Delta_3$.

**Основные этапы обработки АВХ**

Опишем общие требования к функциональности создаваемого программного обеспечения, реализующего автоматизированную обработку АВХ:

- произвести оцифровку АВХ с минимальными потерями информации;
- оцифрованные характеристики сохранить в графическом файле с форматом, который обеспечивает максимальное качество изображения при данном разрешении;
- перед дальнейшей обработкой произвести фильтрацию изображения от шумов, т.к. кинопленка может содержать различные дефекты (царапины, трещины);
- произвести нормирование изображения, т.к. при оцифровке возможно появление незначительного наклона изображения, что в будущем может осложнить обработку;
- произвести сканирование изображения на наличие меток развертки индикаторного устройства, чтобы было возможным в дальнейшем определение точного временного положения каждого из отсчетов АВХ;
- провести подсчет найденных меток из расчета, что между каждыми двумя метками находится десять импульсов с частотой 500 *Гц*, что позволяет определить временные соотношения в оцифрованной АВХ;
- зная положения каждого импульса на временной оси, определить величину амплитуды принятого сигнала, которые описывают форму зарегистрированной АВХ;
- приступить к определению скорости метеора и диффузии метеорного следа.

Первичная обработка заключается в оценке параметров сигналов. Поскольку задачу оценки параметров сигнала можно представить как задачу распознавания образов, то целесообразно использовать методы распознавания образов, например сравнение, теоретически рассчитанных характеристик АВХ с экспериментальными и выбор наиболее близких характеристик по различным параметрам.

Очень важным вопросом является определение истинных положений экстремумов оцифрованных АВХ. Понятно, что из-за дискретности зондирующего сигнала возможны случаи, когда время получения отраженных импульсов не будет точно отражать действительное положение экстремумов характеристики, а будет показывать только приближенное положение экстремума. Также понятно, что шум воздействует на все отсчеты, и нет гарантии, что амплитуда отсчета, соответствующего локальному экстремуму, действительно такая, какой она должна быть. Для решения этой задачи необходимо произвести аппроксимацию координат точек, лежащих вблизи локальных экстремумов, а затем найти производную полученного полинома, чтобы определить местоположение действительного экстремума. Аппроксимацию можно произвести полиномом второй степени $Y = a_0 + a_1 \cdot x + a_2 x^2$, так как известно, что подобные полиномы имеют всего лишь один экстремум.

Для аппроксимации можно брать координаты 5 – 7 отсчетов, лежащих вблизи экстремума. Количество аппроксимируемых отсчетов зависит от того, насколько часто в данной части временной оси расположены зоны Френеля. Сразу можно сказать, что данные, полученные для первых зон Френеля, будут более точными, чем данные, полученные для более высоких зон Френеля, в которых можно принять к обработке меньше отсчетов. Идея метода наименьших квадратов заключается в том, что функцию $Y = a_0 + a_1 \cdot x + a_2 x^2$ необходимо подобрать таким образом, чтобы сумма квадратов отклонений экспериментальных значений $y_i$ от расчетных $Y_i = f(x, a_0, a_1, a_2)$, была наименьшей:

$$S(a_0, a_1, a_2) = \sum_{i=1}^{n} (y_i - a_0 - a_1 x_i - a_2 x_i^2)^2 \to \min. \qquad (7)$$

После дифференцирования $S$ по $a_0$, $a_1$ и $a_2$ получим систему уравнений:

$$\left.\begin{aligned} n a_0 + a_1 \sum_{i=1}^{n} x_1 + a_2 \sum_{i=1}^{n} x_i^2 &= \sum_{i=1}^{n} y_i, \\ a_0 \sum_{i=1}^{n} x_i + a_1 \sum_{i=1}^{n} x_i^2 + a_2 \sum_{i=1}^{n} x_i^3 &= \sum_{i=1}^{n} y_i x_i, \\ a_0 \sum_{i=1}^{n} x_i^2 + a_1 \sum_{i=1}^{n} x_i^3 + a_2 \sum_{i=1}^{n} x_i^4 &= \sum_{i=1}^{n} y_i x_i^2. \end{aligned}\right\} \qquad (8)$$

Решив систему (8) одним из методов, описанных в работе [8], найдем значение параметров $a_0$, $a_1$, $a_2$.

**Выводы**

Выполнение перечисленных выше требований к создаваемому программному обеспечению автоматизированной обработки АВХ позволит извлечь достоверную информацию об основных астрономических характеристиках индивидуальных метеоров – время, скорость, координаты радианта, элементы орбиты за период работы системы МАРС (с 1968 г. по 1972 г.), которая существует на кинопленках.

**Список литературы**: 1. *Метеорная* автоматизированная радиолокационная система / Кащеев Б.Л., Волощук Ю.И., Ткачук А.А. и др. // Метеорные исследования. – 1977. – № 4. – С. 11 – 61.– М. : Сов. радио. 2. *А.А. Дьяков* Об одном аспекте проблемы автоматизации обработки данных радиолокационных исследований метеорных явлений // Радиотехника. – 1971. – Вып. 16. – С. 55 – 57. 3. *Дьяков А.А.*- Исследование алгоритма вычисления скорости метеора по данным радионаблюдений // Радиотехника». – 1971. – Вып. 16. – С. 58 – 62. 4. *Кащеев Б.Л., Лебединец В.Н., Лагутин М.Ф.* Метеорные явления в атмосфере Земли. – М. : Наука, 1967. – 260 с. 5. *Lovell A.C.B., Clegg J.A.* Characteristics of radio echoes from meteor trails. I: The intensity of the radio reflections and electron density in the trails // Proc. Phys. Soc., 1948, 60, P. 491 – 494. 6. *Kaiser T.R., Closs R.L.* Theory of radio reflections from meteor trails, 1 // Phil. Mag., 1952, (7), 43, P. 1 – 32. 7. *Ловелл Б.* Метеорная астрономия. – М. : Физматгиз, 1958. – 487 с. 8. *Алексеев Е.Р., Чеснокова О.В.* Решение задач вычислительной математики в пакетах Mathcad 12, MATLAB 7, Maple 9. – М. : НТ Пресс, 2006. – 496 с.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 15.03.2011*

УДК 528.2:629.78

*И. В. ДИЦКИЙ*

# О ЛИНЕАРИЗАЦИИ УРАВНЕНИЙ НАБЛЮДЕНИЙ В ЗАДАЧАХ ВЫСОКОТОЧНОГО ГНСС-ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

## Введение

В общем случае уравнения наблюдений глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) носят нелинейный характер ввиду того, что геометрическая составляющая кодовых и фазовых уравнений наблюдений является уравнением сферы. Традиционно в таких задачах используется линеаризация (разложение в ряд Тейлора) геометрической составляющей уравнений наблюдений и итерационное уточнение решения. Обычно достаточно несколько итераций для достижения оптимального МНК- решения по методу Ньютона-Гаусса [1]. Однако в задачах высокоточного позиционирования, когда основными измеряемыми параметрами являются неоднозначные фазовые измерения и их линейные комбинации (одинарные, двойные разности, приращения (разности) по времени [2]), в отличие от кодовых наблюдений, необходимо решить две проблемы: устранение фазовых циклических скачков и разрешение фазовой неоднозначности (РФН). Обе указанные задачи предполагают отыскание совместного оптимального решения для континуальных параметров (координаты, уход часов, параметры моделей погрешностей) и для дискретных параметров (циклические фазовые скачки и/или фазовые неоднозначности). Выполнить поиск скачков фазы либо решить задачу РФН возможно в том случае, если континуальная часть уравнений наблюдений будет линейной. Решение такой сложной задачи будет облегчено, если удастся выполнить линеаризацию геометрической составляющей уравнений наблюдений с необходимой точностью. Линеаризованные системы уравнений позволяют применить апробированные методы статистической обработки наблюдений.

Линеаризация проводится в окрестности априорных значений координат потребителя. Чем эти приближения точнее, тем меньше будет остаточный член линеаризации, вызванный конечным разложением в ряд Тейлора, и точнее будет результат линеаризации. Таким образом, возникает задача оценки необходимой точности начальных приближений для получения требуемого уровня остаточной погрешности в задачах определения и устранения фазовых циклических скачков и в задаче РФН. Так как эти вопросы для рассматриваемых задач не достаточно полно освещены в известных источниках, целью данной статьи является определение условий линеаризации, при которых остаточным членом можно пренебречь по сравнению с уровнем шумовых погрешностей фазовых наблюдений.

В данной работе приведена методика и результаты исследований возможностей линеаризации уравнений наблюдений при получении высокоточного фазового решения без применения итерационного процесса, для двух случаев:

1) в задаче поиска циклических фазовых скачков с использованием приращений фазовых наблюдений;

2) задаче РФН с использованием одинарных разностей (между ГНСС приёмниками) для различных баз.

## Линеаризуемые функции и методика решения задачи

Уравнения кодовых и фазовых наблюдений представлены в ряде известных в данной области работ (см., например, [2]). Нас интересует только геометрическая часть этих уравнений:

1) для первой задачи:

$$\Delta R^{(j)}(t) = R^{(j)}(t_2) - R^{(j)}(t_1), \qquad (1)$$

где $R^{(j)}(t)$ – приращения геометрических расстояний между $j$-м спутником и приёмником;

2) для второй задачи:

$$\Delta R_{21}^{(j)}(t) = R_2^{(j)}(t) - R_1^{(j)}(t). \qquad (2)$$

где $\Delta R_{21}^{(j)}(t)$ – одинарные разности между приёмниками; $R_i^{(j)}(t)$ – геометрическое расстояние между $i$-м приемником и $j$-м спутником.

Рассмотрим первую задачу для кинематического режима измерений, при этом будем использовать приращения фазовых наблюдений. Положим, что известны начальные приближения координат $(\overset{\circ}{x}, \overset{\circ}{y}, \overset{\circ}{z})$ движущегося объекта с заданными погрешностями. Тогда истинные координаты можно записать в виде

$$\begin{aligned} x &= \overset{\circ}{x} + \Delta x, \\ y &= \overset{\circ}{y} + \Delta y, \\ z &= \overset{\circ}{z} + \Delta z. \end{aligned} \qquad (3)$$

Таким образом, чтобы найти координаты с высокой точностью, необходимо оценить поправки координат $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ и добавить их к начальным приближениям $\overset{\circ}{x}, \overset{\circ}{y}, \overset{\circ}{z}$.

Чтобы ввести в уравнение наблюдений поправки к координатам, воспользуемся линеаризацией уравнений наблюдений, используя формулу Тейлора в окрестности точки $\overset{\circ}{x}, \overset{\circ}{y}, \overset{\circ}{z}$, которая может быть получена из кодового однозначного (абсолютного либо дифференциального) решения. При этом будем пользоваться лишь первыми двумя членами разложения – линейным приближением.

Представим приращения геометрических расстояний $\Delta R^{(j)}(t)$ в виде

$$\begin{aligned} &\Delta R^{(j)}(t) = \sqrt{(x(t_2) - X^{(j)}(t_2))^2 + (y(t_2) - Y^{(j)}(t_2))^2 + (z(t_2) - Z^{(j)}(t_2))^2} - \\ &- \sqrt{(x(t_1) - X^{(j)}(t_1))^2 + (y(t_1) - Y^{(j)}(t_1))^2 + (z(t_1) - Z^{(j)}(t_1))^2} = \\ &\sqrt{[\Delta x + (x(t_1) - X^{(j)}(t_2))]^2 + [\Delta y + (y(t_1) - Y^{(j)}(t_2))]^2 + [\Delta z + (z(t_1) - Z^{(j)}(t_2))]^2} - \\ &- \sqrt{(x(t_1) - X^{(j)}(t_1))^2 + (y(t_1) - Y^{(j)}(t_1))^2 + (z(t_1) - Z^{(j)}(t_1))^2} = \Delta R^{(j)}(t_2, t_1). \end{aligned} \qquad (4)$$

где $X^{(j)}, Y^{(j)}, Z^{(j)}$ – координаты спутников.

Применив линейное разложение к (4), получим

$$\begin{aligned} &\Delta R^{(j)}(t) = \Delta \overset{\circ}{R}{}^{(j)}(t_2, t_1) + [\frac{\overset{\circ}{x}(t_2) - \overset{\circ}{X}{}^{(j)}(t_2)}{\overset{\circ}{R}{}^{(j)}(t_2)} \cdot \Delta x + \frac{\overset{\circ}{y}(t_2) - \overset{\circ}{Y}{}^{(j)}(t_2)}{\overset{\circ}{R}{}^{(j)}(t_2)} \cdot \Delta y + \frac{\overset{\circ}{z}(t_2) - \overset{\circ}{Z}{}^{(j)}(t_2)}{\overset{\circ}{R}{}^{(j)}(t_2)} \cdot \Delta z] = \\ &= \Delta \overset{\circ}{R}{}^{(j)}(t_2, t_1) + \left\| \overset{\circ}{\vec{A}}{}^{j}(t_2) \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \end{matrix} \right\| + \varepsilon^j = \Delta \overset{\circ}{R}{}^{(j)}(t_2, t_1) + \left\| \overset{\circ}{\vec{A}}{}^{j}(t_2) \right\| \cdot \Delta\Delta\vec{x} + \varepsilon^j \end{aligned} \qquad (5)$$

где $\Delta \overset{\circ}{R}{}^{(j)}(t_2, t_1)$ – приращение псевдодальностей, рассчитанное по начальным приближениям координат приёмника и $\overset{\circ}{X}{}^{(j)}, \overset{\circ}{Y}{}^{(j)}, \overset{\circ}{Z}{}^{(j)}$-оценкам координат (эфемерид) j-го спутника;

$\left\| \overset{\circ}{\vec{A}}{}^{j}(t_2) \right\|$ – вектор направляющих косинусов $j$-го спутника относительно приёмника (матрица частных производных); $\Delta\Delta\vec{x}$ – вектор поправок к приращениям координат; $\varepsilon^j$ - остаточный член разложения.

Теперь выберем в качестве критериев оценки решения поставленной задачи следующие: 1) величину остаточного члена $\varepsilon$ и, при полученном $\varepsilon$, 2) величину среднеквадратической погрешности определения координат (норма вектора $\Delta\Delta\vec{x}$). Предлагаемое решение состоит в следующем. Вычисляем МНК-оценку вектора $\Delta\Delta\vec{x}$ из (5):

$$\Delta\Delta\vec{x} = (A^{\mathrm{T}} \cdot A)^{-1} \cdot A^{\mathrm{T}} \cdot [\Delta\vec{S}^{(j)}(t) - \Delta\overset{\circ}{\vec{R}}{}^{(j)}(t_2, t_1)], \tag{6}$$

где $A = \left\| \overset{\circ}{\vec{A}}{}^{j}(t_2) \right\|$, $\Delta\vec{S}^{(j)}(t)$ – истинное значение $\Delta\vec{R}^{(j)}(t)$.

Теперь вычисляем остаточный член $\varepsilon$ и норму вектора $\Delta\Delta\vec{x}$ ($\gamma$)

$$\begin{cases} \varepsilon = \sqrt{\dfrac{\vec{\varepsilon}^{\mathrm{T}} \cdot \vec{\varepsilon}}{m}} \\ \gamma = \sqrt{\dfrac{\Delta\Delta\vec{x}^{\mathrm{T}} \cdot \Delta\Delta\vec{x}}{m}} \end{cases}, \tag{7}$$

где $\vec{\varepsilon} = \Delta\vec{S}^{(j)}(t) - [\Delta\overset{\circ}{\vec{R}}{}^{(j)}(t_2, t_1) + A \cdot \Delta\Delta\overset{\circ}{\vec{x}}]$, $m$ – количество спутников.

Далее проводим анализ влияния величины начального приближения на величину $\varepsilon$ и $\gamma$. Варьируя интервал между двумя соседними отсчетами времени (эквивалентно увеличению базового расстояния) и уровень погрешностей приближений начальных координат, исследуем влияние этих факторов на значения $\varepsilon$ и $\gamma$.

Для второго случая методика линеаризации и решения аналогична методике, описанной выше, где вместо приращений по времени для движущегося приемника, используются одинарные разности между неподвижными приёмниками: один из приёмников выбирается в качестве «роверного», а второй – в качестве базовой станции. В этом случае

$$\Delta R^{(j)}(t) = \sqrt{(\overset{\circ}{x}_2(t) - \overset{\circ}{X}{}_2^{(j)}(t))^2 + (\overset{\circ}{y}_2(t) - \overset{\circ}{Y}{}_2^{(j)}(t))^2 + (\overset{\circ}{z}_2(t) - \overset{\circ}{Z}{}_2^{(j)}(t))^2} - \sqrt{(\overset{\circ}{x}_1(t) - \overset{\circ}{X}{}_1^{(j)}(t))^2 + (\overset{\circ}{y}_1(t) - \overset{\circ}{Y}{}_1^{(j)}(t))^2 + (\overset{\circ}{z}_1(t) - \overset{\circ}{Z}{}_1^{(j)}(t))^2}, \tag{8}$$

где $(\overset{\circ}{x}_i(t), \overset{\circ}{y}_i(t), \overset{\circ}{z}_i(t))$ – приближенные координаты приёмников.

Тогда матрица частных производных будет иметь следующий вид:

$$A = \left\| \frac{\overset{\circ}{x}_2(t) - \overset{\circ}{X}{}_2^{(j)}(t)}{\overset{\circ}{R}{}_2^{(j)}(t)} \quad \frac{\overset{\circ}{y}_2(t) - \overset{\circ}{Y}{}_2^{(j)}(t)}{\overset{\circ}{R}{}_2^{(j)}(t)} \quad \frac{\overset{\circ}{z}_2(t) - \overset{\circ}{Z}{}_2^{(j)}(t)}{\overset{\circ}{R}{}_2^{(j)}(t)} \right\|. \tag{9}$$

Далее следует анализ, начиная с уравнения (6).

**Результаты исследований**

В качестве исходных данных для моделирования в первой поставленной задаче, были использованы оценки текущих координат приёмника $x(t), y(t), z(t)$ и координаты спутников

$X^{(j)}(t), Y^{(j)}(t), Z^{(j)}(t)$ для наблюдений GPS приёмника (179 GPS-сутки 2005 г.), размещенного на борту вертолета, выполняющего аэрофотосъёмку. При решении второй поставленной задачи (РФН) использовались данные наблюдений трёх станций AMER, OXFR и DROT (Великобритания). Координаты станций и спутников $(X_i^{(j)}(t), Y_i^{(j)}(t), Z_i^{(j)}(t))$, получены на 182 GPS-сутки 2007 г. Базовые расстояния между станциями составили: AMER–OXFR – 53 *км*, AMER–DROT – 130 *км*. Все данные наблюдений прошли предварительную обработку с использованием программного комплекса OCTAVA_PPA [3] и полную обработку – GrafNav/GrafNet (Канада) [4].

По известным координатам приёмников и спутников рассчитывались геометрические расстояния, которые принимались за истинные расстояния. Затем в исходные координаты приёмников вводились погрешности заданной величины и рассчитывались новые геометрические расстояния, которые затем необходимо было линеаризовать.

**1) Задача устранения циклических фазовых скачков с использованием приращений фазовых наблюдений**

Средние значения невязок по приращениям геометрических расстояний представлено на рис. 1. На рис. 2 представлены средние значения невязок по приращениям координат.

Цифры в легендах на приведенных графиках (см. рис. 1, 2) означают временной интервал между первой и второй точками наблюдений в секундах. Увеличение интервала между точками, эквивалентно увеличению базового расстояния. Зависимость базового интервала от интервала приращений дальностей между точками приведена на рис. 3.

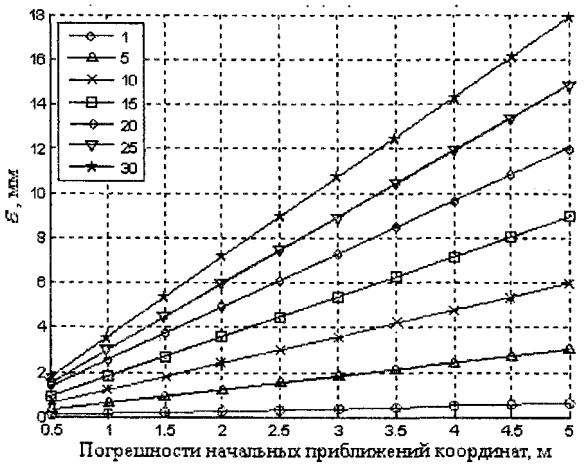



Рис. 1

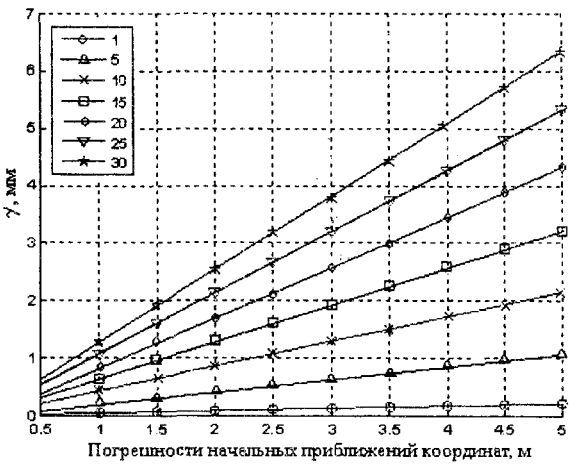



Рис. 2

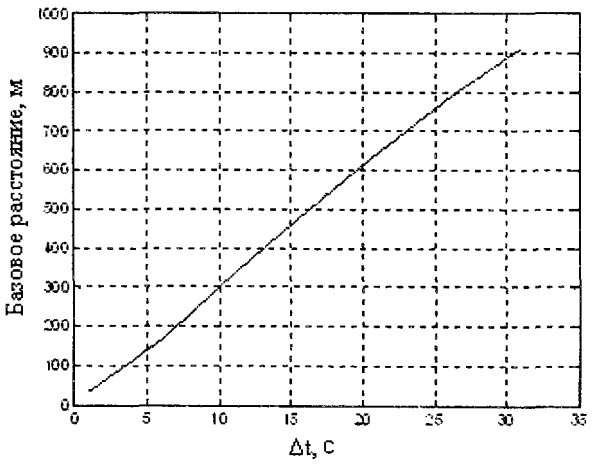
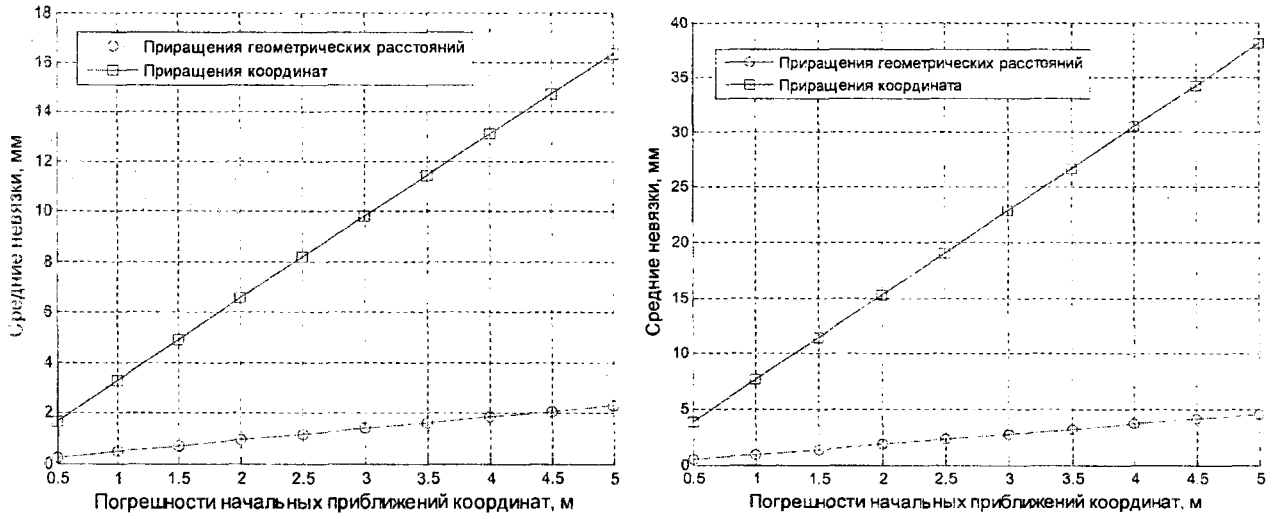



Рис. 3

**2) Задача РФН с использованием одинарных разностей (между ГНСС приёмниками) для различных базовых расстояний**

Средние значения невязок по приращениям геометрических расстояний и координат представлены на рис. 4: *а* – для базового расстояния 53 *км*, *б* – для базового расстояния 130 *км*.




*а* *б*

Рис. 4

Сводные результаты анализа представлены ниже: в табл. 1 приводится точность линеаризации при решении по приращениям, в табл. 2 – точность линеаризации при решении по одинарным разностям (между станциями).

Таблица 1

| Δt, с / δx, *м* | 1 (33 *м*) | | 5 (165.8 *м*) | | 10 (331.4 *м*) | | 20 (643 *м*) | | 30 (909.7 *м*) | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | ΔR, *мм* | Δx, *мм* | ΔR,*мм* | Δx,*мм* | ΔR,*мм* | Δx,*мм* | ΔR,*мм* | Δx,*мм* | ΔR,*мм* | Δx,*мм* |
| 0.5 | 0.06 | 0.02 | 0.3 | 0.1 | 0.6 | 0.22 | 1.2 | 0.43 | 1.8 | 0.64 |
| 1 | 0.12 | 0.043 | 0.6 | 0.2 | 1.2 | 0.43 | 2.4 | 0.65 | 3.6 | 1.27 |
| 2 | 0.24 | 0.086 | 1.2 | 0.43 | 2.4 | 0.86 | 4.8 | 1.71 | 7.2 | 2.54 |
| 5 | 0.6 | 0.2 | 3 | 1.1 | 6 | 2.2 | 12 | 4.3 | 18 | 6.4 |

Таблица 2

| База, *км* / δx, м | 53 | | 130 | |
|---|---|---|---|---|
| | ΔR, *мм* | Δx, *мм* | ΔR, *мм* | Δx, *мм* |
| 0.5 | 0.23 | 1.64 | 0.46 | 3.81 |
| 1 | 0.46 | 3.27 | 0.92 | 7.62 |
| 2 | 0.91 | 6.54 | 1.84 | 15.24 |
| 5 | 2.3 | 16 | 4.59 | 38.1 |

В табл. 1, 2 $\delta x$ – точность начальных приближений координат для выполнения линеаризации, $\Delta R$ – ошибка приращений геометрических расстояний при линеаризации, $\Delta x$ – ошибка поправок к приращениям координат при линеаризации.

**Выводы**

1. В данной работе определены условия точной линеаризации уравнений ГНСС наблюдений для решения двух задач: получение высокоточного фазового решения, используя решение по приращениям (кинематический режим); получение высокоточного фазового решения, используя первые разности для различных баз (статический режим).

2. Для получения остаточной ошибки линеаризации на миллиметровом уровне необходимо, чтобы погрешности начальных приближений координат не превышали 2 *м* (в задаче устранения циклических фазовых скачков), и 1 *м* в задаче РФН. При этом нет необходимости использовать несколько итераций. Таким образом, в задаче РФН требования к точности начальных приближений более жесткие, чем в задаче поиска и устранения циклических фазовых скачков.

3. Установлено, что основной вклад в точность позиционирования вносят координаты первого опорного пункта (базовой станции), либо координаты первой опорной точки в случае использования приращений.

**Список литературы:** 1. *Жданюк Б. Ф.* Основы статистической обработки траекторных измерений. – М.: Сов. радио, 1978. – 384 с. 2. *Гофманн-Веллінгоф Б.* Глобальна система визначення місцеположення (GPS). Теорія та практика : пер. з англ. / Б. Гофманн-Веллінгоф, Г. Ліхтенеггер, Д. Коллінз; пер. з англ за ред. Я. С. Яцківа. – Київ : Наук. думка, 1996. – 380 с. 3. *Zhalilo A., Shelkovenkov D.* Features and service performance of multifunctional software toolkit "OCTAVA" for processing and analysis of GPS/GNSS observations, GEOS 2007 Conference Proceedings, Prague, Czech Republic, 1st – 2nd March 2007, pp. 102-110. 4. *GrafNav/GrafNet* // Режим доступу: http://www.novatel.com/products/waypoint-software/waypoint-post-processing-software/grafnav-grafnet/

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 11.02.2011*

УДК 621.396.96

*Е. А. БЕССОНОВ*

# АППРОКСИМАЦИЯ ГЛАДКИМИ ФУНКЦИЯМИ РАСЧЕТНЫХ ИОНОСФЕРНЫХ КОРРЕКЦИЙ В ЗАДАЧАХ ТОЧНОГО ГНСС-ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

## Введение

Ионосферная составляющая погрешностей кодовых и фазовых ГНСС-наблюдений в настоящее время является наиболее значимой по отношению к другим составляющим, так как ионосфера является очень изменчивой средой распространения навигационных сигналов и ее точный учет затруднен при использовании одночастотного ГНСС оборудования для решения задач точного позиционирования.

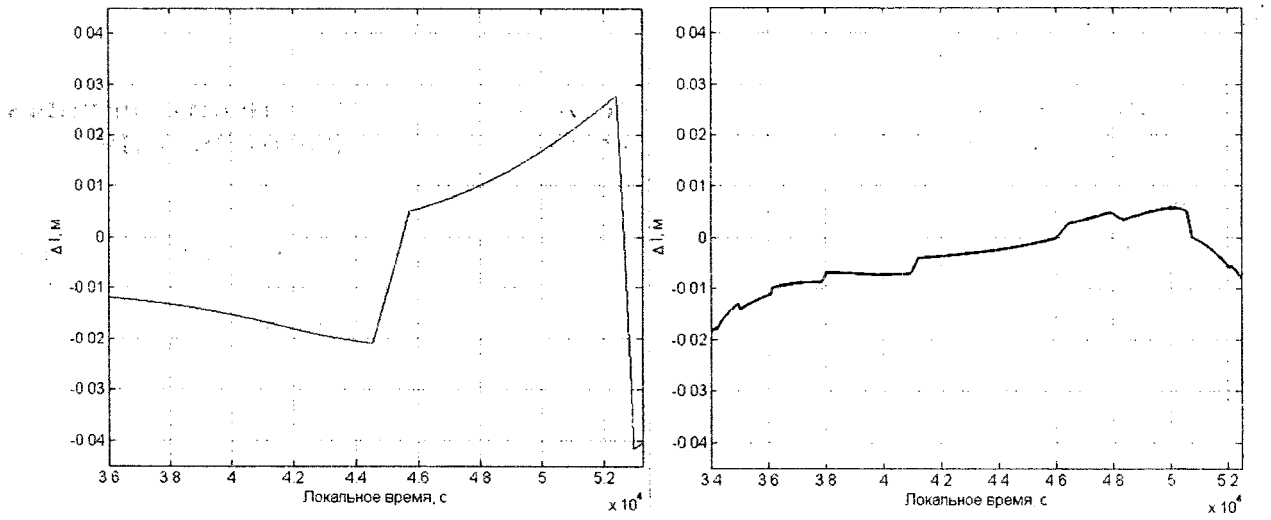
При использовании двухчастотных (трехчастотных) ГНСС приемников проблема учета ионосферной задержки решается достаточно просто путем формирования «безионосферных» линейных комбинаций (ЛК) [1, 2]. Что касается одночастотных приемников, то для расчета поправок коррекций используют ионосферные модели, которые позволяют в определенной степени компенсировать регулярную составляющую ионосферной задержки. Наиболее распространенными моделями расчета ионосферных коррекций являются: модель системы GPS Klobuchar [3] и модель глобальных ионосферных карт GIM (Global Ionosphere Maps) в формате представления IONEX [4, 5]. Алгоритм расчета ионосферной задержки по модели Klobuchar представлен в [3]. Что касается модели GIM IONEX, то в работах [4, 5] приводятся лишь рекомендации по построению алгоритмов использования данных IONEX для расчета ионосферных коррекций. В работе [6] приводится один из вариантов реализации алгоритма расчета ионосферных коррекций путем интерполирования данных содержащихся в ионосферных картах по времени и пространству. Однако анализ результатов экспериментальных исследований показал, что описанным алгоритмам [3, 6] присущи недостатки, такие, как скачки и изломы, достигающие 10 *см* и более, в рассчитанных абсолютных ионосферных коррекциях (на трассах «спутники – приемник») и, соответственно, – в дифференциальных коррекциях одинарных и двойных разностей ГНСС-наблюдений [1, 7]. Поэтому получение гладких ионосферных коррекций, в которых были бы устранены скачки и изломы, для задач точного ГНСС-позиционирования является актуальной задачей. В частности, это принципиально важно при поиске и устранении фазовых скачков, а также при координатных определениях по данным фазовых наблюдений.

Цель работы – разработка предложений и выработка практических рекомендаций по аппроксимации ионосферных коррекций гладкими функциями.

## Исходные посылки и методика решения поставленной задачи

Формирование высокоточных коррекций ионосферной задержки является одной из проблемных и приоритетных задач позиционирования с использованием одночастотных ГНСС-приемников. Использование же ионосферных коррекций, содержащих дополнительные источники погрешностей в виде скачков и изломов, снижает надежность обнаружения, оценки и устранения циклических фазовых скачков, а также точность координатных определений [8]. Примеры выявленных скачков и изломов в расчетных ионосферных коррекциях по моделям Klobuchar (рис. 1, *а*) и GIM IONEX (рис. 1, *б*).

Аппроксимировать ионосферные коррекции гладкими функциями возможно путем применения кубических сплайнов, полиномов или других базисных функций. Как показали исследования, использование кубических сплайнов для аппроксимации ионосферных коррекций для различной длительности наблюдений приводит к дополнительным методическим медленноменяющимся погрешностям, поэтому выбор системы аппроксимирующих функций был сделан в пользу полиномов. Дальнейшие исследования показали, что в данной задаче использование линейно независимых и ортогональных полиномов приводит к одинаковым результатам. Поэтому аппроксимация ионосферной задержки выполнена с использованием линейно независимого полинома [9].




*а* *б*

Рис. 1

Для решения задачи аппроксимации традиционно используется метод наименьших квадратов (МНК) [9]. Аппроксимация заключается в представлении ионосферных коррекций $\hat{y}(t)$ функциональной зависимостью $\Phi(\vec{a})$ с погрешностью аппроксимации $\delta y(t)$:

$$\hat{y}(t_i) = \Phi(\vec{a}) + \delta y(t_i), \tag{1}$$

$$\Phi(\vec{a}) = a_0 + a_1 t + \ldots + a_k t^K = \sum_{j=0}^{k} a_j t^j . \tag{2}$$

где $i = \overline{1, N}$, N- число эпох, $k$ – порядок полинома, $\Phi(\vec{a})$ – аппроксимирующая (сглаживающая) функция.

В матричной форме элементы выражения (1) представляются так:

$$\hat{\vec{y}} = \begin{Vmatrix} \hat{y}(t_1) \\ \hat{y}(t_2) \\ \vdots \\ \hat{y}(t_N) \end{Vmatrix}, \quad \vec{a} = \begin{Vmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_k \end{Vmatrix}, \qquad \delta\vec{y} = \begin{Vmatrix} \delta y(t_1) \\ \delta y(t_2) \\ \vdots \\ \delta y(t_N) \end{Vmatrix},$$

где $\hat{\vec{y}}$ – вектор ионосферных коррекций, $\hat{\vec{a}}$ – вектор МНК-оценок искомых коэффициентов, $\delta\vec{y}$ – вектор остаточных погрешностей аппроксимации.

МНК-оценки элементов вектора $\hat{\vec{a}}$ находят в виде

$$\hat{\vec{a}} = \left[A^T W A\right]^{-1} A^T W \hat{\vec{y}}, \quad A = \left\| \frac{\partial \Phi(\vec{a})}{\partial \vec{a}} \right\|, \qquad W = K_y^{-1}, \tag{3}$$

где $A$ – матрица частных производных измеряемых параметров по определяемым параметрам (в данном случае это матрица Вандермонда), $K_y$ – корреляционная матрица погрешностей элементов вектора $\hat{\vec{y}}$ (в данном случае используем равноточные оценки элементов вектора $\hat{\vec{y}}$, т. е. $K_y = diag\{1,1\ldots1\}$, $dim\ K_y \rightarrow [N,N]$). Тогда $W=E$ – единичная матрица.

Подставив оценки элементов вектора $\hat{a}$ (3) в выражение (1), получим оценку аппроксимирующей (сглаживающей) функции $\Phi(\hat{a})$.

Известно (см., например, [9]), что остаточный уровень погрешностей аппроксимации $\delta\bar{y}$ определяется порядком аппроксимирующей функции. Поэтому возникает задача оптимального выбора порядка сглаживающего полинома, который, с одной стороны, должен обеспечить гладкость аппроксимации (устранения скачков и изломов), с другой стороны, обеспечить приемлемый уровень остаточных погрешностей аппроксимации.

**Методика выбора оптимального порядка полинома**

Погрешность аппроксимации ионосферных коррекций зависит от динамики их изменения и, соответственно, порядка (степени) аппроксимирующего полинома, а также от величины изломов и скачков. Методика выбора оптимального порядка полинома сводится к определению зависимости минимально необходимого порядка аппроксимирующего полинома от длительности интервала наблюдений и определению уровня остаточных погрешностей аппроксимации, который не изменяется при повышении порядка сглаживающей функции [9]. Кратко предложенная методика решения поставленной задачи сводится к следующему.

1. Определим (путем последовательных вычислений согласно формулам (1) – (3)) оптимальную степень аппроксимирующего полинома для наихудшего случая – для максимальных интервалов наблюдений, продолжительность которых для спутников GPS достигает шести часов. Затем для выбранной модели аппроксимации определим уровень остаточных погрешностей ионосферных коррекций (отклонений от сглаженных значений). В качестве критерия можно принять максимальное среднеквадратическое отклонение либо модуль максимального отклонения. Полученный уровень остаточных погрешностей примем в качестве порогового уровня при выборе порядка модели аппроксимирующего полинома для меньших интервалов наблюдений.

2. Для учета изменяющейся динамики ионосферных коррекций, которая зависит от условий радиовидимости спутников (угла места, азимута) и состояния ионосферы, разобьем шестичасовые интервалы наблюдений на равные по длительности участки. Для участков наблюдений с различной длительностью по аналогии с действиями п. 1 определим оптимальные степени полиномов с учетом сохранения максимального уровня остаточных погрешностей аппроксимации, который определен выше в п.1.

3. Проанализируем и выберем способ формирования гладких одинарных (для двух разнесенных приемников) разностей [1, 7] ионосферных коррекций. Это возможно либо с использованием уже сглаженных абсолютных ионосферных коррекций, либо путем обработки разностей исходных (не сглаженных) абсолютных ионосферных коррекций с одновременным определением оптимальной степени полинома для различных интервалов наблюдений по аналогии с п. 1, 2 методики.

4. Для формирования гладких двойных разностей (между приемниками и между спутниками [1, 7]) ионосферных коррекций, выполним анализ и выбор способа реализации по аналогии с п. 3 методики. При этом рассмотрим вариант использования гладких одинарных разностей и вариант сглаживания исходных (не сглаженных) двойных разностей ионосферных коррекций с определением оптимальной степени полинома для различных интервалов наблюдений по аналогии с п. 1, 2 методики.

Для реализации описанной методики был разработан соответствующий набор программных модулей на основе программного пакета MATLAB.

**Результаты исследований**

Данные, необходимые для расчета ионосферных коррекций по моделям Klobuchar и GIM IONEX, получены в процессе обработки «сырых» наблюдений с использованием программно-алгоритмического комплекса «OCTAVA_PPA» (отечественная совместная разра-

ботка специалистов ГАО НИНУ и ХНУРЭ). В частности, в ходе обработки получены: координаты приемников, углы места и азимуты спутников, параметры модели Klobuchar [3]. Для расчета ионосферных коррекций по данным модели GIM IONEX, использован алгоритм [6]. «Сырые» наблюдения получены от нескольких станций английской («AMER», «BREC», «BARK») и украинской («GLSV», «PRYL», «SMLA») сети перманентных референцных ГНСС-станций. Данные наблюдений получены на двух смежных сутках: 182-е и 183-е GPS – сутки 2007 г. (английская сеть) и 345-е и 346-е GPS – сутки 2008 г. (украинская сеть).

В соответствии с методикой, описанной выше (п. 1), определим оптимальный порядок аппроксимации абсолютных ионосферных коррекций, рассчитанных для максимальных интервалов наблюдений. Пример остаточных погрешностей аппроксимации абсолютных ионосферной коррекции с использованием полиномов различной степени представлен на рис. 2.

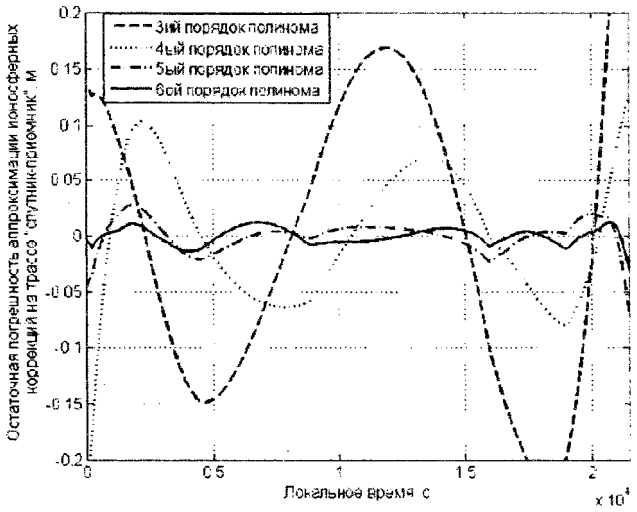



Рис. 2

Из анализа результатов расчетов для различных станций и суток следует, что абсолютные ионосферные коррекции, рассчитанные для шестичасовых интервалов наблюдений, могут быть аппроксимированы полиномом пятого порядка с остаточной погрешностью аппроксимации 10 – 20 *см*, что гораздо ниже среднеквадратического отклонения (СКО) данных ионосферных карт GIM IONEX [4, 5].

В результате выполнения п. 2 описанной выше методики определены оптимальные степени полиномов, аппроксимирующих абсолютные ионосферные коррекции, для различных интервалов наблюдений (см. табл. 1).

Таблица 1

| **Степень полинома** | **Интервал аппроксимации, *с*** |
|---|---|
| Первая | до 3000 |
| Вторая | от 3000 до 9000 |
| Третья | от 9000 до 14000 |
| Четвертая | от 14000 до 17000 |
| Пятая | от 17000 |

В соответствии с п. 3 методики для разных спутников и станций были сформированы гладкие одинарные разности ионосферных коррекций. Исследования показали, что использование гладких абсолютных ионосферных задержек приводит к дополнительным медленноменяющимся погрешностям в одинарных разностях, примеры которых представлены на рис. 3. Ввиду этого, было принято решение о реализации альтернативного подхода, при котором необходимо осуществлять аппроксимацию разностей исходных (не сглаженных) абсолютных ионосферных коррекций. Как показали расчеты, в этом случае остаточные погреш-

ности аппроксимации находились в пределах 1 – 3 *см*. При этом четвертая степень сглаживающего полинома была достаточной.

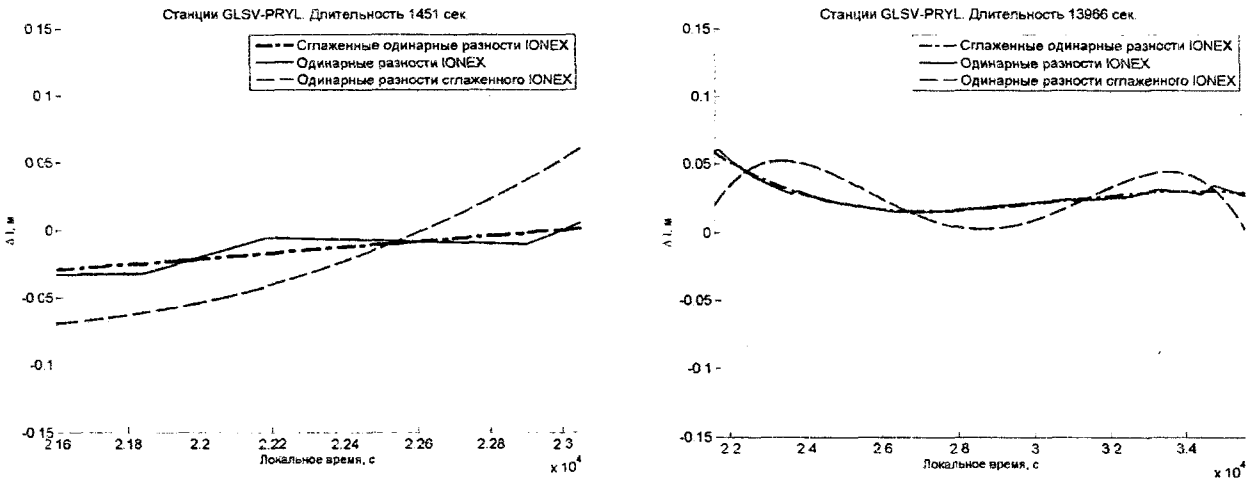



Рис. 3

Результаты применения п. 2 описанной методики для обработки множества одинарных разностей ионосферных коррекций дали возможность и в этом случае определить оптимальные степени аппроксимирующих полиномов для различных интервалов наблюдений (табл. 2).

Таблица 2

| **Степень полинома** | **Интервал аппроксимации, *с*** |
|---|---|
| Первая | до 2000 |
| Вторая | от 2000 до 3000 |
| Третья | от 3000 до 16000 |
| Четвертая | от 16000 |

Что касается формирования гладких двойных разностей (п. 4 методики), то исследования показали, что для их формирования вполне возможно использование гладких одинарных разностей. При этом остаточная погрешность аппроксимации двойных разностей ионосферной задержки также не превышает 1 – 3 *см*.

**Выводы**

1. Рассмотрена задача аппроксимации ионосферных коррекций, рассчитанных по моделям Klobuchar и GIM IONEX, с использованием степенных полиномиальных зависимостей. Такое представление позволяет исключить изломы и скачки, возникающие при использовании известных алгоритмов и рекомендаций по моделированию регулярной составляющей ионосферной задержки.

2. В ходе исследований предложена методика и выработаны рекомендации по выбору порядка модели аппроксимирующего ионосферные коррекции полинома в зависимости от длительности участков наблюдений и режима координатных определений – абсолютного и дифференциального ГНСС-позиционирования.

3. Предложенные рекомендации позволяют обеспечить приемлемый уровень остаточных погрешностей аппроксимации абсолютных и дифференциальных ионосферных коррекций. Погрешности аппроксимации абсолютных ионосферных коррекций не превышают 10 – 20*см*, а дифференциальных коррекций – 1 – 3 *см*.

**Список литературы:** 1. *Глобальна* система визначення місцеположення (GPS). Теорія та практика / Б. Гофманн-Веллінгоф, Г. Ліхтенеггер, Д. Коллінз; пер. з англ. 3-го вид. за ред. Я. С. Яцківа. – Київ : Наук. думка, 1996. – 380 с. 2 *An overview* of GPS inter-frequency carrier phase combinations. J. Paul Collins, October 1999, http://gauss.gge.unb.ca/papers.pdf/L1L2combinations.collins.pdf. 3. ICD-GPS-200, Revision C www.navcen.uscg.gov/pubs/gps/icd200/ICD200Cw1234.pdf, 4. «IONEX: The IONosphere maps EXchange format Version 1» Stefan Schaer, Werner Gurtner http://igscb.jpl.nasa.gov/igscb/data/format/ionex1.pdf. 5. «*Use of Global* Ionospheric Maps for Precise Point Positioning» R.J. Wienia http://repository.tudelft.nl/view/ir/uuid:dec284ff-7f52-4ad3-bfc0-28b4b1851bcd/. 6. *Желанов О.О.* Розвиток методу та алгоритмів обробки фазових спостережень глобальних навігаційних супутникових систем в задачах високоточного кінематичного позиціонування : дис...канд..техн. наук. 28.02.2011 / Желанов Олексій Олександрович. – К., 2011. – 157 с., 7. An overview of GPS inter-frequency carrier phase combinations. J. Paul Collins, October 1999, http://gauss.gge.unb.ca/papers.pdf/L1L2combinations.collins.pdf. 8. Жалило А.А. Обнаружение и устранение фазовых циклических скачков одночастотных и двухчастотных GPS/GNSS наблюдений – новые универсальный метод и алгоритмы // Труды XIV-й Санкт-Петербург. междунар. конф. по интегрированным навигационным системам. – Санкт-Петербург, Россия, 28-30 мая 2007 г. – С. 293-302. 9. *Жданюк Б.Ф.* Основы статистической обработки траекторных измерений. – М.: Сов. радио, 1978. – 384 с.

*Харьковский национальный*
*университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 25.02.2011*

УДК 629.056.84

*А. И. ЯКОВЧЕНКО*

# УЧЁТ «WIND-UP»-ЭФФЕКТА В ЗАДАЧАХ ВЫСОКОТОЧНОГО GPS-ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

## Введение

В настоящее время при выполнении геодезических работ требуется, как правило, сантиметровая и даже миллиметровая точность координатных определений (позиционирования). Классическим эффективным методом повышения точности GPS-позиционирования является применение дифференциального режима [1]. Дифференциальный режим предполагает использование одного или более базовых приёмников (станций), размещённых в точках с известными координатами, которые одновременно с приёмником потребителя (подвижным, «роверным» приёмником) осуществляют приём сигналов одних и тех же спутников. Повышение точности навигационных определений достигается за счёт того, что погрешности измерения навигационных параметров «роверного» приемника и базовой станции являются сильно коррелированными. При формировании разностей измеряемых параметров большая часть систематических погрешностей компенсируется. Недостатки и ограничения дифференциального режима вытекают из самого принципа измерений. Во-первых, для проведения измерений необходимо наличие одной или более дополнительных базовых станций, что значительно удорожает съёмку и не всегда может быть осуществимо. Во-вторых, точность определений зависит от степени коррелированности погрешностей измерений, которая уменьшается при увеличении расстояния между роверным приемником и базовой станцией. Таким образом, применение дифференциального режима предполагает наличие развитой инфраструктуры сети опорных GPS-станций. В связи с тем, что действующие в настоящее время на территории Украины сети базовых станций являются разреженными, во многих практических случаях достижение требуемой точности с приемлемыми затратами в большинстве регионов Украины становится проблематичным. В этих условиях альтернативой является относительно недавно появившийся и набирающий популярность метод точного позиционирования PPP (Precise Point Positioning) [2, 3]. Важнейшей особенностью метода PPP является то, что он не требует наличия и использования базовых станций. Для компенсации основных погрешностей данный метод предполагает использование высокоточных оценок орбит и часов спутников, оценок тропосферных и ионосферных параметров, межчастотных задержек в радиотрактах спутников. Данную информацию формируют и предоставляют для массового бесплатного использования в международных сервисных центрах обработки GPS/GNSS наблюдений, таких как IGS, EPN, BKG, JPL и др.

При реализации метода PPP принципиальное значение приобретает учёт (компенсация) влияния ряда специфических источников погрешностей. В частности, речь идет о геодинамических эффектах и о вкладе дополнительного фазового набега («накрутки» фазы несущей), который в англоязычной литературе получил название «wind-up»-эффекта, обусловленного изменением взаимной ориентации (вращением) антенн спутника и приёмника [4]. Фазовые набеги из-за этого эффекта могут достигать значительных величин, что приводит к необходимости их точного учета. Например, в случае вращения спутника вокруг его продольной оси в ходе коррекции ориентации его солнечных батарей фазовые набеги несущих могут достигать одного цикла. Этот эффект обычно не принимают во внимание при дифференциальных определениях, так как в значительной мере он компенсируется при формировании разностей фазовых наблюдений.

Фазовые набеги из-за «wind-up»-эффекта, обусловленного возможным вращением приемной антенны при движении объекта, достигают величин $\Delta\phi = 2\pi k + \phi_0$, где $k$ – количество полных оборотов, а $\phi_0$ – доля оборота антенны на заданном интервале наблюдения. Этот вид «wind-up»–эффекта полностью компенсируется путем формирования разностей фазовых наблюдений между спутниками и поэтому здесь не рассматривается.

В данной работе рассмотрен известный алгоритм учета (компенсации) «wind-up»-эффекта, обусловленного вращением передающих антенн спутников GPS, представлены результаты оценки и анализа фазовых погрешностей, вызванных эволюциями угловой ориентации различных GPS спутников, а также представлены рекомендации по расчёту и вводу соответствующих коррекций в результаты фазовых наблюдений в задачах высокоточного PPP-позиционирования.

**Сущность «wind-up»-эффекта, алгоритм расчёта поправок**

Рассмотрим более детально сущность «wind-up»-эффекта. Спутники GPS передают радиосигналы с правой круговой поляризацией, следовательно, наблюдаемая фаза несущей зависит от взаимной ориентации антенн спутника и приёмника [4, 5]. Например, осуществление одного оборота любой из антенн – спутника или приёмника – вокруг ее оси приведет к изменению фазы несущей на величину одного цикла (одной длины волны). Это явление и называется эффектом накрутки фазы несущей («wind-up»-эффект) [4]. Положим, что антенна приёмника не вращается и остаётся ориентированной в фиксированном направлении. Для поддержки энергии питания бортовой аппаратуры спутников их солнечные панели должны быть всегда ориентированы в сторону Солнца (ось X на рис.1), в то время как передающая антенна спутника направлена в центр Земли (ось Z). Поэтому для получения максимальной энергии бортовые системы управления спутников медленно вращают спутники, а, значит, и антенны, вокруг продольной оси (т.е., относительно наземного приемника) в соответствии с изменением геометрии «спутник–Солнце».

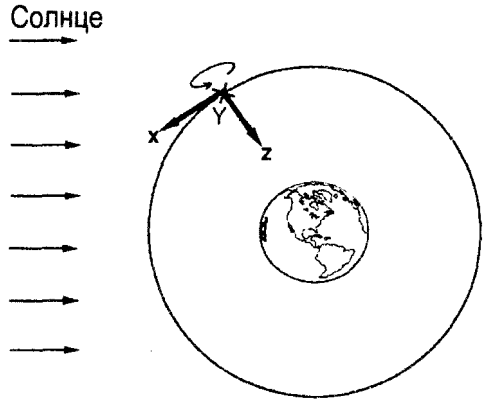



Рис. 1

В случае, когда спутник пересекает воображаемую линию, соединяющую Солнце и Землю, наблюдается периоды более быстрого вращения спутника, так называемые «полуденный» (когда спутник расположен между Солнцем и Землей) и «полуночный» (когда спутник расположен в тени Земли) развороты. При этом антенна спутника менее чем за полчаса делает разворот на 180°, что приводит к резкому изменению фазы наблюдаемых сигналов на половину длины волны.

Согласно [4], коррекция фазы (в радианах) может быть вычислена из скалярного (·) и векторного (×) произведения:

$$\Delta\phi = sign(\zeta)Cos^{-1}(\vec{D}' \cdot \vec{D} / \vec{D}' \| \vec{D} |), \qquad (1)$$

Где $\zeta = \vec{k} \cdot (\vec{D}' \times \vec{D})$, $\vec{k}$ – единичный вектор спутник-приёмник и $\vec{D}', \vec{D}$ – эффективные дипольные вектора спутника и приёмника, вычисленные по текущему единичному вектору положения корпуса спутника $(\vec{x}', \vec{y}', \vec{z}')$ и местному единичному вектору приёмника, обозначенному $(\vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$:

$$\vec{D}' = \vec{x}' - k(k \cdot \vec{x}') - \vec{k} \times \vec{y}',$$
$$\vec{D}' = \vec{x} - k(k \cdot \vec{x}) - k \times \vec{y}.$$

Непрерывность между соседними наблюдениями фазы должна обеспечиваться добавлением члена $\pm 2\pi$.

**Результаты исследований и их анализ. Рекомендации по учету «wind-up»–эффекта в результатах фазовых наблюдений**

Для проведения исследований был разработан специализированный программно-алгоритмический комплекс, включающий все необходимые функции для расчетов параметров движения и параметров угловой ориентации GPS спутников. Для оценки величин и поведения «wind-up»–эффекта из-за эволюций различных спутников были выполнены необходимые для последующего анализа и выработки рекомендаций расчеты. Так, на рис. 2 изображена зависимость «wind-up»–эффекта для частоты L1 GPS от времени для всех спутников рабочего созвездия, рассчитанная по соотношению (1) для станции, расположенной в г. Харьков на 11 декабря 2008г.

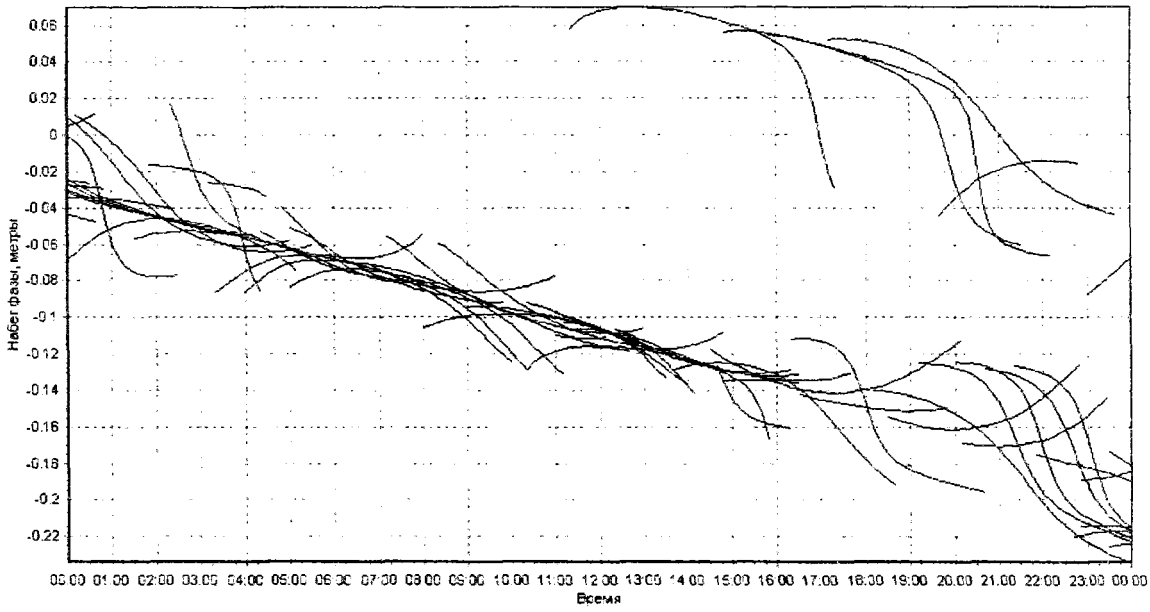



Рис. 2

Как следует из анализа кривых на рис. 2, в течение интервалов наблюдения спутников наблюдаются значительные (до 10 *см*) изменения фазы, вызванные изменением ориентации передающей антенны спутника. Отчётливо видны периоды разворотов спутников, вызывающие быстрое изменение фазы несущей за относительно короткий интервал времени.

Для позиционирования в дифференциальном режиме с расстояниями между станциями до несколько сотен километров поправкой, вызванной «wind-up»–эффектом, можно пренебречь. Однако при обработке фазовых наблюдений на больших базовых расстояниях разность поправок может достигать значительных величин и обязательно должна учитываться. На рис. 3 изображена разность набегов фаз за счёт wind-up – эффекта для двух стаций, находящихся на расстоянии 4000 *км* друг от друга. Данные выводы хорошо согласуются с результатами, представленными в работах [3, 4].

Важно отметить, что при реализации PPP-позиционирования необходимо учитывать различное поведение спутников при нахождении их в тени Земли [6]. На рис. 4 изображены интервалы времени, когда спутники GPS находятся в тени Земли (по данным 11 декабря 2008 г.).

Солнечные батареи спутников GPS BLOCK IIR всегда ориентированы в сторону Солнца, независимо от того, освещён спутник или находится в тени Земли, поэтому положение спутника, а значит, и «wind-up»-эффект, могут быть легко рассчитаны.

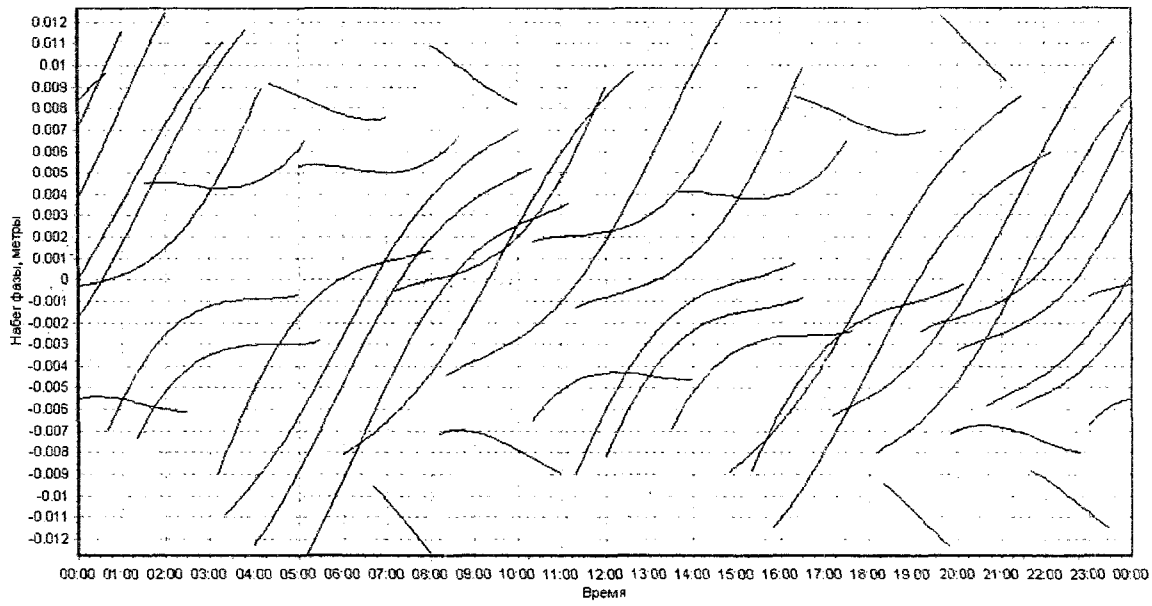



Рис. 3

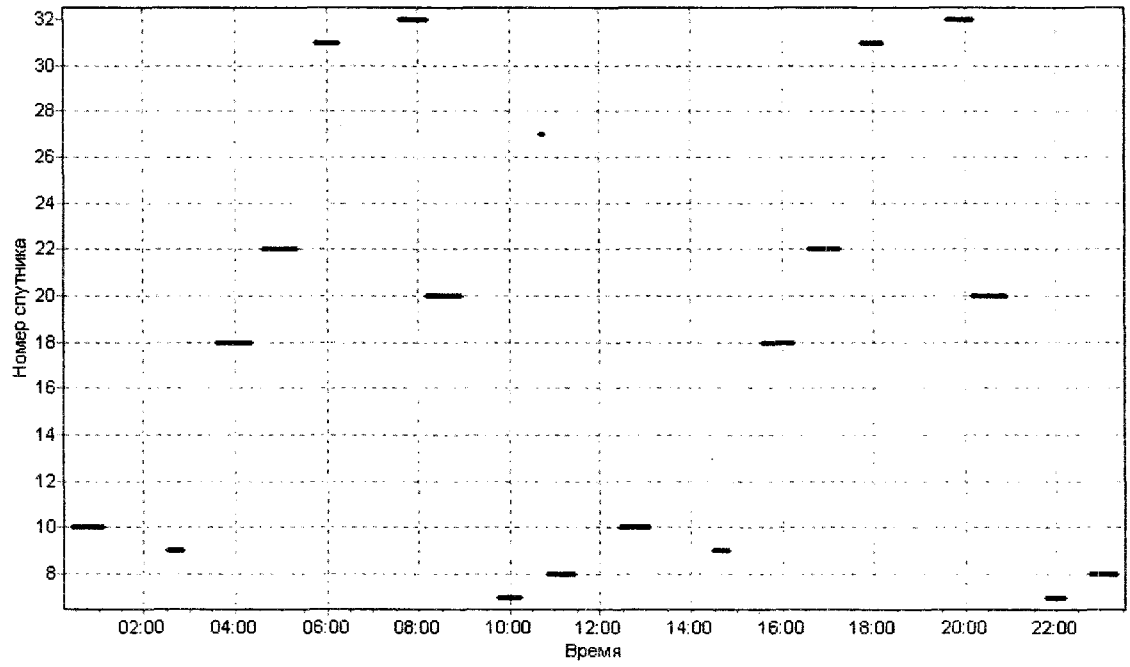



Рис. 4

Поведение спутников GPS BLOCK II/IIA является более сложным. Если спутник освещён, его солнечные батареи направлены в сторону Солнца. При заходе спутника в тень Земли солнечные датчики уже не могут контролировать положение спутника и начинается рыскание оси X спутника вокруг оси Z. Рыскание производится по сложному закону, моделирование которого затруднено. Спутник может находиться в тени до 60 *мин* (см. рис. 4). После выхода спутника из тени начинается процесс восстановления ориентации спутника, в результате чего солнечные батареи снова будут направлены в сторону Солнца. Этот период может длиться до 30 *мин*. Таким образом, при наблюдениях спутников GPS BLOCK II/IIA имеются участки продолжительностью до 90 *мин*, на которых положение спутника, а значит, и «wind-up»-эффект, не могут быть рассчитаны. Кроме того, поскольку центр масс спутника и фазовый центр передающей антенны не совпадают, на этих участках наблюдаются увели-

ченные погрешности определения координат фазового центра антенны и расхождения шкал времени спутника и системного времени GPS. Это может привести к значительному снижению точности позиционирования в режиме PPP, поэтому данные участки должны быть исключены из обработки. В настоящее время группировка GPS содержит 11 спутников BLOCK II/IIA и этот фактор обязательно должен быть учтен в математическом и программном обеспечении обработки GPS наблюдений, чтобы исключить появление аномальных результатов координатных определений.

**Выводы**

1) Рассмотрена задача учета (компенсации) дополнительного фазового набега из-за воздействия «wind-up»-эффекта, обусловленного эволюциями угловой ориентации (вращением) GPS спутников, представлены результаты оценки и анализа соответствующих фазовых погрешностей, а также рекомендации по расчёту и вводу коррекций в результаты фазовых наблюдений в задачах высокоточного PPP-позиционирования. Для проведения исследований разработан специализированный программно-алгоритмический комплекс, включающий все необходимые функции для расчетов параметров движения и параметров угловой ориентации GPS спутников.

2) Как следует из представленных результатов и их анализа, фазовые набеги из-за воздействия «wind-up»-эффекта могут достигать значимых величин (до 10 *см*), которые необходимо учитывать в задачах точного PPP-позиционирования. Кроме того, и в дифференциальном режиме координатных определений на больших базовых расстояниях (1000 *км* и более) разности фазовых набегов из-за воздействия «wind-up»-эффекта могут достигать нескольких сантиметров, что также требует коррекции наблюдений.

3) В задачах высокоточного GPS-позиционирования необходимо учитывать особенности поведения различных типов GPS спутников при нахождении их в тени Земли и выходе из тени. Целесообразно в ходе обработки исключать участки наблюдений спутников BLOCK II/IIA в периоды, когда они находятся в тени и 30 *мин* после выхода их из тени. Это обусловлено тем, что на этих участках эфемериды, уходы часов и коррекции влияния «wind-up»-эффекта не могут быть оценены с достаточной точностью, что, в свою очередь, может привести к заметному ухудшению точности координатных определений в режиме PPP, в частности, в тех случаях, когда текущее созвездие содержит спутники BLOCK II/IIA GPS.

**Список литературы:** 1. Б. *Гофманн-Велленгоф, Г. Ліхтнеггер, Д. Коллінз.* Глобальна система визначення місцеположення (GPS). Теорія і практика. Пер. з англ. 3-го вид. за ред. Я.С. Яцківа. – Київ: Наук. думка, 1995. – 380 с. 2. *Mohamed* Abdel-Salam, Yang Gao, and Xiaobing Shen. Analyzing the Performance Characteristics of a Precise Point Positioning System. – Portland. ION GPS 2007. – P. 1893-1899. 3. *Y. Gao and K. Chen.* Precise Positioning with Undifferenced Data – The European Navigation Conference, 2004. – pp. 1-9. 4. *J.T. Wu, S.C. Wu, G.A. Hajj, W.I. Bertiger, and S.M. Lichten.* Effects of antenna orientation on GPS carrier phase – Man. Geodetica 18, pp. 91-98, 1993. 5. J.Couba. A guide to using International GNSS service (IGS) products – http://www.igs.org/igscb/resource-/pubs/UsingIGSProducts-Ver21.-pdf, 2009. 6. *BaoCheng Zhang, JiKun Ou, YunBin Yuan and ShiMing Zhong.* Yaw attitude of eclipsing GPS satellites and its impact on solutions from precise point positioning // Chinese Science Bulletin Volume 55, Number 32, 3687-3693.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 14.03.2011*

УДК 551.510

*Д.Ю. ГОРЕЛОВ, канд. техн. наук, Ю.И. ВОЛОЩУК, д-р техн. наук*

# СВОЙСТВА МОЩНЫХ МЕТЕОРНЫХ ПОТОКОВ КАТАЛОГА ХНУРЭ

## Введение

Наряду с астероидами и кометами метеороидные потоки составляют важную популяцию малых тел Солнечной системы. Метеороидный поток состоит из достаточно большого количества метеороидов, имеющих общее происхождение, т.е. отделившихся от одного и того же родительского тела – кометы или астероида. Скорости выброса метеороидов с поверхности родительских тел намного меньше, чем гелиоцентрическая скорость самого родительского тела, следовательно, средняя орбита метеороидного потока близка к гелиоцентрической орбите его родительского тела. Из отмеченного следует, что, во-первых, родительское тело потока несет информацию о средней орбите потока и, во-вторых, средняя орбита потока содержит информацию о его родительском теле, причем, и это важно, даже о том родительском теле, которое еще не обнаружено.

Настоящая работа посвящена выявлению областей пространства элементов орбит малых тел Солнечной системы, в которых концентрируется максимум метеорного вещества, пересекающего орбиту Земли. В качестве данных использовались выборки элементов орбит астероидов (NEA) и комет (NEC), орбиты которых сближаются с орбитой Земли [1]. На 09.04.2011 было известно таких 7884 астероидов и 156 комет. Также использовался каталог 5160 метеорных потоков, полученный в результате многолетних измерений орбит индивидуальных метеоров на радиолокационном комплексе МАРС ХНУРЭ.

## Методика отбора мощных метеороидных потоков из каталога ХНУРЭ

Для выделения мощных потоков необходимо, во-первых, учесть условия пересечения средней орбиты потока с орбитой Земли; во-вторых, привести все потоки к одинаковым (стандартным) условиям для сравнения; в-третьих, учесть физический и геометрический факторы селективности радиолокационных наблюдений метеоров.

1. Определение топоцентрической плотности метеорного потока.

Чтобы привести метеорные потоки каталога ХНУРЭ к одинаковым условиям относительно их плотности, от числа зарегистрированных метеоров в каждом потоке необходимо перейти к среднечасовому количеству метеоров в каждом потоке. Расчет был проведен по следующей формуле:

$$Q = \frac{1}{n}\sum_{i}^{n} N_i / T_i , \qquad (1)$$

где $n$ в может принимать значения от 1 до 7 в зависимости от того, в течение скольких лет из семи (1972 – 1978 гг.) происходило накопление базы орбит индивидуальных орбит метеоров в ХНУРЭ; $N_i$ – количество метеоров потока, зарегистрированных в течение $i$-го года; $T_i$ – количество часов, в течение которых наблюдался поток в $i$-м году.

2. Переход от топоцентрической плотности метеорного потока к геоцентрической.

Геоцентрическая плотность $Q_g$ (плотность, которую имел бы поток до попадания в сферу притяжения движущейся Земли) рассчитывается по формуле [2]:

$$Q_g = Q\frac{4v_g^2\left(v\cos(Z)+v_g\right)\cdot\left(v+v_g\cos(Z)\right)}{\left(v^2+2vv_g\cos(Z)+v_g^2\right)^2} = Qk_g , \qquad (2)$$

где $Z$ – зенитное расстояние радианта средней орбиты потока, $v_g$ и $v$ – геоцентрическая и топоцентрическая скорости частиц метеорного потока соответственно.

В [3] показано, что для планет земной группы при переходе от топо- к геоцентрическим структурным характеристикам зависимостью от видимого зенитного расстояния радианта $Z$ можно пренебречь. Поэтому вместо (2) можно использовать выражение

$$Q_g = Q\frac{v_g}{v}. \tag{3}$$

3. Переход от геоцентрической плотности метеорного потока к гелиоцентрической.

Исправленную за движение Земли плотность метеорного потока с учетом (3) можно рассчитать по выражению [2]:

$$Q_h = Q_g\frac{v_h}{v_g} = Q\frac{v_h}{v} = Qk_h, \tag{4}$$

где $v_h$ – гелиоцентрическая скорость частиц метеорного потока.

4. Учет условия пересечения средней орбиты метеорного потока с орбитой Земли.

Гелиоцентрические характеристики потока относятся к конкретной области орбиты – узлу – месту пересечения орбит Земли и метеорного потока. Очевидно, что положение узла относительно перигелия у разных потоков различно, так что узел находится в разных точках их орбит.

Обычно метеорный поток аппроксимируют эллиптическим тором с переменными по форме и размерам поперечными сечениями, что объясняется различным влиянием гравитационного поля Солнца на разные части потока и дисперсией элементов орбит метеорных тел. Плотность в перигелии должна быть выше, чем в афелии. Следует ожидать, что «наблюдаемая» в узле гелиоцентрическая плотность частиц у долгопериодических (большая полуось средней орбиты потока более 3 *а.е.*) метеорных роев должна быть близкой к максимально возможной, а у короткопериодических (большая полуось средней орбиты потока менее 1 *а.е.)* – существенно меньше максимальной. Следовательно, сравнение различных роев по «наблюдаемой» гелиоцентрической плотности потока в узле будет некорректным. Поэтому для сравнения структурных характеристик потоков нужно использовать методику, основанную на сравнении плотности потоков в определенной точке орбиты. В качестве такой точки удобнее всего взять перигелий средней орбиты.

Для получения формулы пересчета плотности падающего потока из одной точки орбиты потока в другую воспользуемся выражением из [2]:

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \left(\frac{1+e\cos\psi_1}{1+e\cos\psi_2}\right)\cdot\sqrt{\frac{1+2e\cos\psi_1+e^2}{1+2e\cos\psi_2+e^2}}, \tag{5}$$

где $e$ – эксцентриситет средней орбиты потока, $\psi$ – истинная аномалия заданной точки средней орбиты метеорного потока.

Из (5) следует, что отношение потока в перигелии $\psi_q = 0$ к потоку в направлении с истинной аномалией $\psi$:

$$\frac{Q_q}{Q(\nu)} = \left(\frac{1+e^2}{1+e\cos\psi}\right)\cdot\frac{1}{\sqrt{1+2e\cos\psi+e^2}}. \tag{6}$$

В итоге получим выражение, связывающее топоцентрическую плотность и плотность метеорного потока в перигелии средней орбиты:

$$Q_q = Q\frac{v_h}{v}\frac{1}{\sqrt{1+2e\cos(\psi_\Omega)+e^2}}\left(\frac{1+e^2}{1+e\cos(\psi_\Omega)}\right) = Qk_q. \tag{7}$$

Угол истинной аномалии в момент наблюдения потока с Земли можно рассчитать по формуле [3]:

$$\cos(\psi_\Omega) = \frac{a(1-e^2)-r}{re}, \qquad (8)$$

где $a$ – большая полуось средней орбиты потока, $r \approx 1$ *а. е.* – расстояние от Солнца до Земли в момент наблюдения потока.

Из анализа выражения (7) можно сделать следующий вывод:

1) угловое расстояние места орбитальной встречи от перигелия – один из самых существенных факторов астрономической селекции – чем ближе значение истинной аномалии $\psi_\Omega$ к $\pi$ (т.е. Земля встречает поток вблизи афелия его орбиты), тем больше по величине отношение $Q_q / Q$;

2) для короткопериодических потоков условия орбитальной встречи с Землей является более сильным фактором селективности, чем притяжение и движение Земли, т. к. наблюдаемая гелиоцентрическая плотность потока у долгопериодических роев близка к максимально возможной (встреча потока с Землей происходит вблизи перигелия орбиты потока), а у короткопериодических существенно меньше в перигелии (встреча потока с Землей происходит вблизи афелия орбиты потока). Следовательно, значения плотности потока в перигелии средних орбит короткопериодических роев могут быть существенно выше, чем у долгопериодических.

Необходимо отметить, что функция $k_q$ (для конкретного потока это коэффициент) в формуле (7) позволяет учесть влияние углового расстояния перигелия на структурные характеристики метеорных потоков – астрономического фактора для потоков. Однако использовать рассчитанные плотности потока в перигелии средней орбиты $Q_q$ для сравнения метеорных потоков по интенсивности некорректно. Дело в том, что на структурные характеристики метеорных потоков также оказывает влияние гравитация Солнца, и чем меньше значение перигелийного расстояния $q$ средней орбиты потока, тем сильнее сказывается на характеристиках потока фактор солнечной гравитации. Следовательно, для корректности сравнения потоков необходимо учесть различия в перигелийных расстояниях. Это можно сделать, если плотность $Q_q$ пронормировать к стандартному гелиоцентрическому расстоянию $q_{st} = 1$ *а.е.*

Выражение пересчета $Q_q$ в аналогичные значения $Q_{q\,st}$ можно получить из условия равенства общего числа частиц в подобных эллиптических струях, имеющих один и тот же разброс больших полуосей $a$, но разные перигелийные расстояния $q_1$ и $q_2$. Общее число частиц в струе, имеющей сечение $s$ и период обращения $T$:

$$dN = QTds = Qa^{3/2}ds, \qquad (9)$$

где $ds$ – площадь элементарной, нормальной потоку в заданной точке его орбиты площадки.

Тогда для рассматриваемых струй справедливо отношение

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{ds_2}{ds_1}\cdot\left(\frac{a_2}{a_1}\right)^{3/2} = \frac{ds_2}{ds_1}\cdot\left(\frac{q_2}{q_1}\right)^{3/2}. \qquad (10)$$

Если в качестве $ds$ взять кольцевой сектор и учесть, что при переходе от одной точки к другой в направлении перигелия форма и ориентация нормальных элементарных площадок не меняется, то получим

$$\frac{ds_2}{ds_1} = \frac{r_2\,dr\,d\phi}{r_1\,dr\,d\phi} = \frac{q_2}{q_1}. \qquad (11)$$

В итоге получим выражение для пересчета плотности потока в перигелии его орбиты в плотность потока в приведенном перигелии:

$$\frac{Q_1}{Q_2}=\frac{ds_2}{ds_1}\cdot\left(\frac{q_2}{q_1}\right)^{3/2}=\frac{q_2}{q_1}\cdot\left(\frac{q_2}{q_1}\right)^{3/2}=\left(\frac{q_2}{q_1}\right)^{5/2}. \qquad (12)$$

В нашем случае имеем

$$Q_{q\,st}=Q_q\left(q/q_{st}\right)^{5/2}=Q_q q^{5/2}=Qk_q q^{5/2}=Qk_{q\,st}. \qquad (13)$$

Из анализа выражения (13) можно сделать следующие выводы:

1) большую плотность $Q_{q\,st}$ будут иметь потоки, пересекающие орбиту Земли в области близкой к перигелию орбиты потока, т.к. в данном случае значение выражения $q^{5/2}$ стремиться к единице и $Q_{q\,st}\approx Q_q$.;

2) топо- и гелиоцентрические структурные характеристики являются «истинными» в том смысле, что имеют место в соответствующих системах координат, а плотность $Q_{q\,st}$ – их фиктивное (вычисленное) значение и необходима только для корректности сравнения потоков по интенсивности.

5. Учет физического и геометрического факторов замечаемости [4-5] для каждого метеорного потока проводится путем расчета весового коэффициента:

$$W_\Sigma=\sum_{i=1}^{N}\left(P_{\phi i}\cdot P_{\varepsilon i}\right)^{-1}, \qquad (14)$$

где $N$ – количество метеоров в данном потоке, $P_{\phi i}$ и $P_{\varepsilon i}$ – физический и геометрический фактор замечаемости для $i$-го метеороида соответственно.

В итоге получим выражения для плотности $Q_q^W$ метеорного потока в перигелии средней орбиты и плотности $Q_{q\,st}^W$ в стандартном перигелии средней орбиты метеорного потока:

$$\begin{aligned} Q_q^W &= Qk_q W_\Sigma \\ Q_{q\,st}^W &= Qk_q W_\Sigma q^{5/2} \end{aligned}. \qquad (15)$$

Согласно данной методике были отобраны 200 самых мощных потоков из каталога ХНУРЭ, параметры которых приведены в табл. 1. Здесь столбец I – номер метеорного потока в каталоге ХНУРЭ; столбец II – топоцентрическая плотность потока $Q$; столбец III – ранг потока по плотности $Q$; столбец IV – плотность потока в перигелии средней орбиты $Q_q^W$; столбец V – ранг потока по плотности $Q_q^W$; столбец VI – плотность потока в стандартном перигелии средней орбиты $Q_{q\,st}^W$; столбец VI – ранг потока по плотности $Q_{q\,st}^W$; столбец VII – большая полуось средней орбиты потока в *а.е.*; столбец IX– эксцентриситет средней орбиты потока; столбец X – наклонение средней орбиты потока.

Стоит также отметить, что для 200 рассматриваемых потоков максимальное и минимальное значения плотности $Q_{q\,st}^W$ равны 68.07 и 4.80 соответственно, среднее значение, нижняя и верхняя квартили составляют 10.22, 5.92 и 11.38 соответственно. Для всего каталога из 5160 потоков минимальное значение $Q_{q\,st}^W=0.002$, среднее значение, нижняя и верхняя квартили составляют 1.04, 0.13 и 0.96 соответственно. Следовательно, можно утверждать, что в областях пространства элементов орбит рассматриваемых 200 метеорных потоков концентрируется максимум метеорного вещества, пересекающего орбиту Земли.

Таблица 1

| I | II | III | IV | V | VI | VII | VIII | IX | X | I | II | III | IV | V | VI | VII | VIII | IX | X |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1297 | 0.07 | 32 | 316.09 | 26 | 68.07 | 1 | 0.779 | 0.305 | 132.566 | 2953 | 0.03 | 832 | 8.26 | 1322 | 7.78 | 101 | 1.568 | 0.377 | 46.211 |
| 2130 | 0.06 | 86 | 155.61 | 72 | 61.29 | 2 | 0.87 | 0.208 | 132.58 | 2422 | 0.09 | 8 | 10.75 | 1113 | 7.62 | 102 | 0.987 | 0.117 | 58.324 |
| 4756 | 0.23 | 1 | 3313.48 | 1 | 58.24 | 3 | 1.195 | 0.834 | 22.736 | 4813 | 0.04 | 622 | 27.8 | 518 | 7.55 | 103 | 1.778 | 0.666 | 4.974 |
| 134 | 0.06 | 59 | 198.59 | 55 | 34.63 | 4 | 1.818 | 0.726 | 7.234 | 1 | 0.09 | 11 | 10.57 | 1124 | 7.45 | 104 | 0.943 | 0.078 | 68.298 |
| 3114 | 0.05 | 213 | 117.18 | 109 | 28.14 | 5 | 0.798 | 0.291 | 140.666 | 2144 | 0.02 | 1848 | 12.06 | 1030 | 7.44 | 105 | 2.247 | 0.633 | 13.739 |
| 4071 | 0.03 | 1531 | 97.19 | 130 | 24.47 | 6 | 0.793 | 0.274 | 143.713 | 1103 | 0.04 | 382 | 132.71 | 94 | 7.4 | 106 | 1.446 | 0.782 | 4.937 |
| 2473 | 0.06 | 106 | 88.79 | 148 | 22.65 | 7 | 0.822 | 0.296 | 72.625 | 4021 | 0.03 | 1058 | 91.76 | 139 | 7.35 | 107 | 1.183 | 0.692 | 169.217 |
| 790 | 0.03 | 771 | 107.82 | 117 | 22.41 | 8 | 2.038 | 0.738 | 4.937 | 1216 | 0.04 | 399 | 70.47 | 199 | 7.32 | 108 | 1.961 | 0.794 | 7.082 |
| 4818 | 0.07 | 47 | 39.31 | 374 | 22.27 | 9 | 0.903 | 0.118 | 128.11 | 4759 | 0.08 | 14 | 17.13 | 803 | 7.29 | 109 | 0.868 | 0.182 | 59.968 |
| 672 | 0.12 | 3 | 26.92 | 538 | 22.01 | 10 | 0.983 | 0.062 | 56.816 | 667 | 0.08 | 27 | 12.08 | 1029 | 7.25 | 110 | 0.912 | 0.106 | 66.841 |
| 3319 | 0.06 | 72 | 259.45 | 39 | 21.98 | 11 | 1.398 | 0.734 | 7.884 | 3207 | 0.03 | 1495 | 7.35 | 1423 | 7.2 | 111 | 1.186 | 0.164 | 142.731 |
| 505 | 0.05 | 174 | 67.13 | 218 | 21.93 | 12 | 2.326 | 0.725 | 8.838 | 666 | 0.07 | 40 | 7.65 | 1393 | 7.17 | 112 | 1.381 | 0.294 | 51.98 |
| 3125 | 0.03 | 1664 | 34.27 | 423 | 21.59 | 13 | 0.979 | 0.151 | 150.117 | 1865 | 0.03 | 661 | 29.36 | 492 | 7.17 | 113 | 2.031 | 0.72 | 5.661 |
| 2511 | 0.04 | 390 | 89.62 | 145 | 20.83 | 14 | 2.219 | 0.749 | 7.641 | 3791 | 0.01 | 4718 | 8.48 | 1302 | 7.14 | 114 | 0.992 | 0.059 | 153.347 |
| 715 | 0.07 | 38 | 148.94 | 77 | 20.09 | 15 | 1.324 | 0.661 | 6.825 | 3306 | 0.03 | 1007 | 18.45 | 758 | 7.1 | 115 | 0.865 | 0.211 | 158.342 |
| 75 | 0.07 | 42 | 87.79 | 152 | 19.37 | 16 | 2.004 | 0.727 | 5.059 | 1220 | 0.08 | 22 | 9.91 | 1182 | 7.09 | 116 | 0.956 | 0.085 | 63.325 |
| 1529 | 0.04 | 471 | 84.26 | 159 | 18.68 | 17 | 1.561 | 0.649 | 10.389 | 2110 | 0.02 | 2732 | 6.97 | 1467 | 7.02 | 117 | 1.168 | 0.141 | 153.449 |
| 2698 | 0.06 | 113 | 158.82 | 71 | 18 | 18 | 1.335 | 0.686 | 9.157 | 835 | 0.03 | 1263 | 165.25 | 67 | 6.98 | 118 | 1.645 | 0.829 | 3.978 |
| 4829 | 0.07 | 44 | 96.1 | 134 | 17.21 | 19 | 1.869 | 0.731 | 10.648 | 1128 | 0.04 | 367 | 145.69 | 79 | 6.93 | 119 | 1.261 | 0.765 | 3.99 |
| 4897 | 0.04 | 259 | 42.94 | 334 | 17.01 | 20 | 2.08 | 0.668 | 4.852 | 176 | 0.08 | 15 | 17.35 | 796 | 6.89 | 120 | 0.848 | 0.185 | 68.143 |
| 3103 | 0.06 | 95 | 171.63 | 65 | 16.6 | 21 | 1.536 | 0.744 | 8.108 | 789 | 0.03 | 1078 | 17.83 | 777 | 6.87 | 121 | 1.117 | 0.389 | 126.661 |
| 22 | 0.09 | 6 | 15.49 | 869 | 16.43 | 22 | 2.686 | 0.619 | 71.806 | 2069 | 0.05 | 163 | 41.7 | 345 | 6.86 | 122 | 2.026 | 0.76 | 4.716 |
| 2052 | 0.03 | 1099 | 62.56 | 232 | 16.39 | 23 | 1.543 | 0.621 | 7.564 | 2556 | 0.06 | 69 | 117.16 | 110 | 6.75 | 123 | 1.395 | 0.771 | 6.664 |
| 2730 | 0.02 | 2585 | 14.19 | 927 | 14.96 | 24 | 1.417 | 0.279 | 147.216 | 4834 | 0.04 | 537 | 6.22 | 1571 | 6.75 | 124 | 3.153 | 0.672 | 39.483 |
| 234 | 0.07 | 48 | 130.9 | 97 | 14.84 | 25 | 1.275 | 0.672 | 9.793 | 2852 | 0.02 | 2346 | 13.06 | 979 | 6.72 | 125 | 1.923 | 0.601 | 12.581 |
| 3006 | 0.04 | 458 | 57.08 | 261 | 14.67 | 26 | 1.854 | 0.687 | 6.8 | 1650 | 0.03 | 1529 | 21.17 | 670 | 6.71 | 126 | 0.924 | 0.317 | 142.077 |
| 4577 | 0.01 | 4054 | 17.51 | 790 | 14.66 | 27 | 1.078 | 0.136 | 162.046 | 4718 | 0.06 | 105 | 8.82 | 1269 | 6.7 | 127 | 0.985 | 0.09 | 45.966 |
| 78 | 0.08 | 25 | 22.56 | 633 | 14.52 | 28 | 0.943 | 0.111 | 52.382 | 4018 | 0.01 | 4035 | 9.62 | 1210 | 6.64 | 128 | 1.232 | 0.301 | 176.326 |
| 2350 | 0.08 | 12 | 37.9 | 388 | 14.44 | 29 | 0.857 | 0.207 | 70.387 | 1364 | 0.08 | 16 | 7.67 | 1390 | 6.57 | 129 | 1.014 | 0.073 | 73.846 |
| 2952 | 0.02 | 2189 | 15.25 | 875 | 14.31 | 30 | 1.175 | 0.17 | 153.541 | 4361 | 0.03 | 714 | 7.34 | 1424 | 6.5 | 130 | 1.107 | 0.14 | 132.583 |
| 3038 | 0.02 | 2329 | 21.33 | 665 | 14.03 | 31 | 1.441 | 0.413 | 131.409 | 611 | 0.06 | 88 | 332.07 | 24 | 6.42 | 131 | 1.4 | 0.853 | 6.236 |
| 622 | 0.07 | 50 | 13.13 | 975 | 13.97 | 32 | 2.711 | 0.622 | 44.022 | 1888 | 0.05 | 140 | 14.84 | 894 | 6.41 | 132 | 0.874 | 0.182 | 63.869 |
| 788 | 0.02 | 2484 | 59.66 | 250 | 13.94 | 33 | 1.561 | 0.642 | 144.115 | 4469 | 0.04 | 359 | 29.67 | 485 | 6.39 | 133 | 1.82 | 0.703 | 7.138 |
| 518 | 0.07 | 39 | 15.36 | 873 | 13.85 | 34 | 2.002 | 0.521 | 45.715 | 2207 | 0.06 | 109 | 17.26 | 798 | 6.39 | 134 | 0.863 | 0.221 | 48.239 |
| 106 | 0.06 | 108 | 12.85 | 986 | 13.67 | 35 | 2.799 | 0.634 | 43.403 | 3687 | 0.06 | 104 | 13.3 | 967 | 6.39 | 135 | 0.886 | 0.158 | 145.036 |
| 5084 | 0.08 | 21 | 267.92 | 38 | 13.58 | 36 | 1.405 | 0.784 | 4.509 | 2381 | 0.09 | 10 | 9.09 | 1243 | 6.32 | 136 | 0.959 | 0.099 | 73.716 |
| 541 | 0.11 | 4 | 289.42 | 29 | 13.45 | 37 | 1.617 | 0.819 | 14.928 | 1797 | 0.06 | 74 | 17.38 | 795 | 6.3 | 137 | 0.846 | 0.213 | 128.052 |
| 982 | 0.13 | 2 | 15.59 | 863 | 13.02 | 38 | 0.994 | 0.064 | 63.106 | 2139 | 0.05 | 183 | 6.16 | 1579 | 6.28 | 138 | 1.232 | 0.182 | 45.474 |
| 148 | 0.04 | 418 | 39.96 | 365 | 12.8 | 39 | 2.091 | 0.697 | 23.257 | 2866 | 0.02 | 3634 | 18.36 | 762 | 6.23 | 139 | 1.475 | 0.56 | 166.215 |
| 4824 | 0.08 | 26 | 12.47 | 1010 | 12.53 | 40 | 1.902 | 0.473 | 51.314 | 1016 | 0.03 | 1241 | 16.77 | 813 | 6.23 | 140 | 2.122 | 0.683 | 7.309 |
| 169 | 0.03 | 1259 | 27.22 | 532 | 12.34 | 41 | 2.818 | 0.741 | 7.011 | 2020 | 0.03 | 1543 | 41.69 | 346 | 6.22 | 141 | 1.952 | 0.761 | 1.908 |
| 620 | 0.06 | 70 | 227.08 | 48 | 12.31 | 42 | 1.609 | 0.806 | 13.571 | 974 | 0.02 | 3361 | 22.92 | 623 | 6.2 | 142 | 0.808 | 0.267 | 152.037 |
| 4898 | 0.03 | 645 | 36.64 | 399 | 12.2 | 43 | 1.899 | 0.661 | 2.81 | 4910 | 0.04 | 437 | 7.68 | 1388 | 6.14 | 143 | 1.083 | 0.155 | 142.807 |
| 3016 | 0.05 | 196 | 31.23 | 465 | 12.17 | 44 | 0.864 | 0.206 | 146.687 | 4760 | 0.05 | 143 | 6.91 | 1476 | 6.14 | 144 | 1.358 | 0.298 | 49.07 |
| 4823 | 0.07 | 37 | 12.84 | 987 | 11.84 | 45 | 1.079 | 0.103 | 55.28 | 4755 | 0.09 | 9 | 627.65 | 7 | 6.13 | 145 | 1.268 | 0.876 | 29.426 |
| 3933 | 0.05 | 190 | 102.15 | 122 | 11.81 | 46 | 1.711 | 0.753 | 5.274 | 4312 | 0.07 | 36 | 7.87 | 1367 | 6.08 | 146 | 0.982 | 0.082 | 59.705 |

Продолжение табл. 1

| I | II | III | IV | V | VI | VII | VIII | IX | X | I | II | III | IV | V | VI | VII | VIII | IX | X |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 934 | 0.02 | 2158 | 29.65 | 486 | 11.76 | 47 | 1.29 | 0.465 | 134.505 | 1965 | 0.05 | 155 | 16.63 | 818 | 6 | 147 | 0.861 | 0.227 | 113.278 |
| 1430 | 0.07 | 45 | 28.86 | 499 | 11.48 | 48 | 0.86 | 0.196 | 124.733 | 4160 | 0.02 | 2370 | 36.4 | 401 | 5.99 | 148 | 2.324 | 0.791 | 158.249 |
| 39 | 0.06 | 75 | 10.62 | 1122 | 11.41 | 49 | 2.884 | 0.643 | 65.398 | 2486 | 0.03 | 854 | 32.53 | 443 | 5.98 | 149 | 0.771 | 0.341 | 112.122 |
| 4110 | 0.02 | 3540 | 60.27 | 246 | 11.39 | 50 | 1.678 | 0.694 | 170.655 | 3124 | 0.04 | 435 | 5.42 | 1694 | 5.92 | 150 | 2.388 | 0.566 | 34.98 |
| 4477 | 0.02 | 3613 | 13.34 | 965 | 11.38 | 51 | 1.743 | 0.462 | 145.721 | 750 | 0.05 | 195 | 513.8 | 13 | 5.92 | 151 | 1.209 | 0.861 | 8.493 |
| 1725 | 0.02 | 3137 | 16.07 | 842 | 11.15 | 52 | 1.06 | 0.185 | 165.108 | 3480 | 0.06 | 65 | 7.27 | 1430 | 5.9 | 152 | 3.87 | 0.762 | 44.834 |
| 2559 | 0.03 | 721 | 21.43 | 662 | 11.09 | 53 | 2.481 | 0.69 | 8.753 | 15 | 0.04 | 250 | 43.88 | 330 | 5.89 | 153 | 2.254 | 0.801 | 18.889 |
| 3297 | 0.02 | 3608 | 15.92 | 850 | 11.06 | 54 | 2.234 | 0.613 | 157.756 | 5058 | 0.04 | 518 | 28.84 | 500 | 5.88 | 154 | 2.088 | 0.747 | 9.254 |
| 4587 | 0.01 | 4279 | 12.01 | 1032 | 10.9 | 55 | 1.132 | 0.15 | 171.241 | 543 | 0.04 | 253 | 305.81 | 28 | 5.87 | 155 | 1.35 | 0.848 | 18.86 |
| 3604 | 0.02 | 2714 | 14.01 | 933 | 10.83 | 56 | 1.3 | 0.306 | 150.071 | 4726 | 0.02 | 3120 | 35.95 | 405 | 5.85 | 156 | 1.345 | 0.64 | 146.06 |
| 4962 | 0.08 | 13 | 14.23 | 923 | 10.82 | 57 | 0.97 | 0.076 | 61.236 | 4918 | 0.03 | 763 | 79.13 | 178 | 5.8 | 157 | 0.847 | 0.585 | 131.481 |
| 3313 | 0.01 | 4584 | 11.2 | 1076 | 10.75 | 58 | 1.134 | 0.133 | 170.517 | 101 | 0.02 | 2940 | 21 | 678 | 5.76 | 158 | 1.284 | 0.536 | 136.967 |
| 3763 | 0.01 | 3954 | 11.08 | 1090 | 10.72 | 59 | 1.272 | 0.224 | 152.014 | 3464 | 0.03 | 1023 | 11.65 | 1050 | 5.74 | 159 | 1.628 | 0.537 | 150.21 |
| 2034 | 0.04 | 614 | 25.6 | 562 | 10.62 | 60 | 0.874 | 0.195 | 144.346 | 2520 | 0.04 | 295 | 8.75 | 1275 | 5.72 | 160 | 0.952 | 0.114 | 53.936 |
| 2471 | 0.05 | 182 | 24.02 | 606 | 10.61 | 61 | 0.879 | 0.18 | 125.616 | 3071 | 0.02 | 1917 | 5 | 1775 | 5.63 | 161 | 2.3 | 0.544 | 62.839 |
| 591 | 0.02 | 2445 | 25.29 | 575 | 10.43 | 62 | 1.096 | 0.36 | 143.291 | 587 | 0.05 | 124 | 32.91 | 437 | 5.63 | 162 | 2.014 | 0.755 | 18.105 |
| 231 | 0.08 | 19 | 13.82 | 946 | 10.39 | 63 | 1.062 | 0.16 | 73.977 | 704 | 0.04 | 362 | 9.4 | 1221 | 5.59 | 163 | 0.917 | 0.114 | 130.548 |
| 1330 | 0.03 | 1575 | 25.37 | 568 | 10.3 | 64 | 1.555 | 0.552 | 8.913 | 4961 | 0.06 | 80 | 15.08 | 884 | 5.56 | 164 | 0.842 | 0.203 | 134.843 |
| 3029 | 0.04 | 251 | 15.03 | 886 | 10.08 | 65 | 1.179 | 0.277 | 64.95 | 3330 | 0.03 | 1500 | 11.91 | 1038 | 5.55 | 165 | 1.383 | 0.467 | 130.72 |
| 5034 | 0.05 | 173 | 82.18 | 162 | 10.07 | 66 | 1.249 | 0.654 | 4.967 | 3690 | 0.04 | 290 | 24.72 | 584 | 5.51 | 166 | 0.792 | 0.307 | 144.914 |
| 4077 | 0.02 | 1807 | 11.07 | 1091 | 10.07 | 67 | 1.102 | 0.126 | 145.27 | 5035 | 0.03 | 1363 | 40.39 | 361 | 5.46 | 167 | 1.759 | 0.745 | 6.273 |
| 3978 | 0.03 | 1218 | 45.19 | 318 | 10.06 | 68 | 0.995 | 0.449 | 138.589 | 4360 | 0.03 | 842 | 5.11 | 1752 | 5.44 | 168 | 2.884 | 0.644 | 33.787 |
| 5039 | 0.06 | 63 | 32.6 | 441 | 10.02 | 69 | 0.821 | 0.24 | 146.039 | 5140 | 0.01 | 4235 | 6.48 | 1536 | 5.36 | 169 | 1.034 | 0.104 | 159.017 |
| 4082 | 0.02 | 3271 | 15.66 | 860 | 9.98 | 70 | 1.146 | 0.271 | 144.44 | 613 | 0.03 | 1205 | 10.45 | 1131 | 5.35 | 170 | 2.231 | 0.657 | 5.665 |
| 3966 | 0.02 | 1794 | 10.9 | 1105 | 9.76 | 71 | 2.531 | 0.622 | 32.349 | 5066 | 0.05 | 179 | 5.25 | 1720 | 5.31 | 171 | 3.059 | 0.672 | 59.651 |
| 3051 | 0.07 | 51 | 35.54 | 409 | 9.75 | 72 | 0.811 | 0.265 | 140.049 | 3692 | 0.07 | 31 | 33.3 | 432 | 5.29 | 172 | 0.748 | 0.36 | 140.599 |
| 202 | 0.05 | 199 | 10.27 | 1146 | 9.75 | 73 | 1.347 | 0.273 | 45.025 | 4565 | 0.02 | 2268 | 31.63 | 457 | 5.28 | 173 | 0.948 | 0.485 | 157.395 |
| 2261 | 0.05 | 138 | 13.31 | 966 | 9.68 | 74 | 0.961 | 0.084 | 74.94 | 4672 | 0.02 | 3303 | 9.92 | 1180 | 5.26 | 174 | 1.239 | 0.374 | 156.139 |
| 4207 | 0.02 | 2142 | 38.36 | 383 | 9.6 | 75 | 1.369 | 0.58 | 153.596 | 665 | 0.05 | 194 | 20.77 | 688 | 5.25 | 175 | 1.813 | 0.682 | 42.214 |
| 5006 | 0.03 | 952 | 20.88 | 682 | 9.59 | 76 | 2.536 | 0.711 | 5.378 | 990 | 0.03 | 984 | 8.82 | 1267 | 5.25 | 176 | 0.913 | 0.11 | 127.833 |
| 3801 | 0.02 | 3469 | 14.8 | 896 | 9.52 | 77 | 0.944 | 0.112 | 168.051 | 469 | 0.02 | 2227 | 39.56 | 370 | 5.25 | 177 | 1.028 | 0.566 | 142.845 |
| 1335 | 0.02 | 2252 | 27.29 | 531 | 9.52 | 78 | 0.843 | 0.221 | 146.378 | 1583 | 0.01 | 4146 | 9.86 | 1189 | 5.18 | 178 | 0.905 | 0.145 | 157.892 |
| 4043 | 0.05 | 160 | 71.76 | 193 | 9.49 | 79 | 1.305 | 0.659 | 7.688 | 4353 | 0.05 | 136 | 5.25 | 1721 | 5.18 | 179 | 1.661 | 0.401 | 46.996 |
| 4468 | 0.06 | 60 | 79.83 | 174 | 9.44 | 80 | 2.068 | 0.794 | 4.68 | 4627 | 0.06 | 102 | 9.15 | 1239 | 5.13 | 180 | 0.898 | 0.117 | 59.959 |
| 2039 | 0.02 | 2384 | 40.86 | 356 | 9.3 | 81 | 1.257 | 0.56 | 144.74 | 2166 | 0.07 | 33 | 8.07 | 1345 | 5.11 | 181 | 0.955 | 0.128 | 63.6 |
| 2677 | 0.02 | 3095 | 33.17 | 434 | 9.16 | 82 | 0.816 | 0.267 | 149.678 | 3072 | 0.03 | 1074 | 9.98 | 1170 | 5.09 | 182 | 0.96 | 0.204 | 136.526 |
| 3795 | 0.04 | 488 | 177.71 | 63 | 8.93 | 83 | 1.89 | 0.84 | 6.304 | 1918 | 0.02 | 2558 | 96.14 | 133 | 5.06 | 183 | 1.411 | 0.782 | 9.532 |
| 2319 | 0.03 | 632 | 187.48 | 59 | 8.89 | 84 | 1.023 | 0.711 | 13.024 | 2238 | 0.03 | 748 | 16.62 | 819 | 5.06 | 184 | 0.833 | 0.254 | 135.5 |
| 1417 | 0.06 | 57 | 143.61 | 82 | 8.87 | 85 | 1.702 | 0.807 | 7.818 | 751 | 0.05 | 204 | 5.49 | 1679 | 5.05 | 185 | 3.493 | 0.723 | 62.935 |
| 2875 | 0.03 | 1566 | 59.05 | 252 | 8.84 | 86 | 2.198 | 0.787 | 7.233 | 1600 | 0.03 | 1646 | 5.9 | 1613 | 5.04 | 186 | 1.361 | 0.31 | 140.198 |
| 255 | 0.02 | 2731 | 18.96 | 742 | 8.83 | 87 | 1.021 | 0.278 | 144.334 | 1015 | 0.04 | 397 | 128.87 | 101 | 5.03 | 187 | 0.915 | 0.701 | 10.773 |
| 5133 | 0.06 | 90 | 113.14 | 112 | 8.64 | 88 | 1.36 | 0.737 | 4.465 | 1190 | 0.03 | 670 | 21.43 | 663 | 5.01 | 188 | 1.947 | 0.713 | 13.878 |
| 4508 | 0.04 | 392 | 27.65 | 525 | 8.62 | 89 | 2.481 | 0.747 | 5.815 | 36 | 0.05 | 249 | 36.02 | 404 | 5 | 189 | 1.664 | 0.727 | 1.436 |
| 1834 | 0.03 | 837 | 33.53 | 429 | 8.52 | 90 | 1.845 | 0.687 | 10.158 | 1360 | 0.08 | 29 | 5.21 | 1728 | 4.99 | 190 | 1.18 | 0.167 | 52.477 |
| 4004 | 0.07 | 52 | 227.87 | 47 | 8.46 | 91 | 1.515 | 0.823 | 6.868 | 40 | 0.03 | 787 | 5.3 | 1715 | 4.97 | 191 | 2.52 | 0.613 | 34.107 |
| 4471 | 0.04 | 405 | 19.09 | 738 | 8.34 | 92 | 2.426 | 0.704 | 5.656 | 2808 | 0.02 | 2933 | 11.97 | 1034 | 4.97 | 192 | 2.922 | 0.759 | 4.353 |
| 582 | 0.03 | 796 | 14.64 | 904 | 8.32 | 93 | 0.945 | 0.156 | 145.228 | 4473 | 0.08 | 20 | 476.76 | 15 | 4.96 | 193 | 1.654 | 0.903 | 15.477 |
| 2264 | 0.06 | 78 | 9.8 | 1192 | 8.26 | 94 | 1.06 | 0.119 | 64.201 | 928 | 0.05 | 210 | 4.91 | 1792 | 4.95 | 194 | 1.895 | 0.471 | 46.771 |
| 4820 | 0.06 | 82 | 8.44 | 1307 | 8.09 | 95 | 1.776 | 0.446 | 64.12 | 4851 | 0.01 | 4576 | 15.25 | 876 | 4.93 | 195 | 0.985 | 0.354 | 165.676 |
| 2724 | 0.01 | 4764 | 8.73 | 1279 | 8.08 | 96 | 1.07 | 0.094 | 152.064 | 4510 | 0.04 | 391 | 11.06 | 1092 | 4.87 | 196 | 2.264 | 0.682 | 6.434 |
| 983 | 0.08 | 24 | 12.55 | 1005 | 8.02 | 97 | 0.939 | 0.11 | 52.812 | 3971 | 0.02 | 2394 | 8.33 | 1315 | 4.83 | 197 | 3.215 | 0.75 | 6.618 |
| 4545 | 0.04 | 504 | 35.89 | 406 | 7.93 | 98 | 1.597 | 0.658 | 7.503 | 324 | 0.03 | 1149 | 35.14 | 413 | 4.82 | 198 | 1.913 | 0.764 | 3.441 |
| 626 | 0.06 | 62 | 27.52 | 528 | 7.92 | 99 | 0.805 | 0.245 | 127.151 | 282 | 0.06 | 66 | 97.39 | 129 | 4.81 | 199 | 1.084 | 0.723 | 6.788 |
| 2429 | 0.02 | 2587 | 52.47 | 281 | 7.87 | 100 | 0.839 | 0.442 | 142.613 | 2046 | 0.04 | 255 | 348.67 | 20 | 4.8 | 200 | 1.089 | 0.835 | 5.088 |

**Орбиты метеорных потоков**

Среди отобранных потоков при помощи *D*-критерия Саутворта – Хокинса [6] был проведен поиск потенциальных родительских тел, где в качестве обучающего каталога выступили выборки элементов орбит астероидов и комет, орбиты которых сближаются с орбитой Земли. При расчетах было принято, что поток можно связать с потенциальным родительским телом, если значение *D*-критерия менее 0.2. В результате расчетов было получено, что из 200 потоков 76 можно связать с объектами NEA и NEC. При этом 3 потока связаны с астероидами группы Amors, 4 потока связаны с астероидами группы Atens; 69 потоков связаны с астероидами группы Apollos; 5 потоков связаны одновременно с кометами NEC и с астероидами группы Apollos; только с кометой не связан ни один поток.

На рис. 1 приведена диаграмма наклонение – эксцентриситет $(i,e)$ орбит исследуемых метеорных потоков. Здесь символами «○» и «Δ» обозначены метеорные потоки, для которых были выявлены и не были выявлены потенциальные родительские тела соответственно.

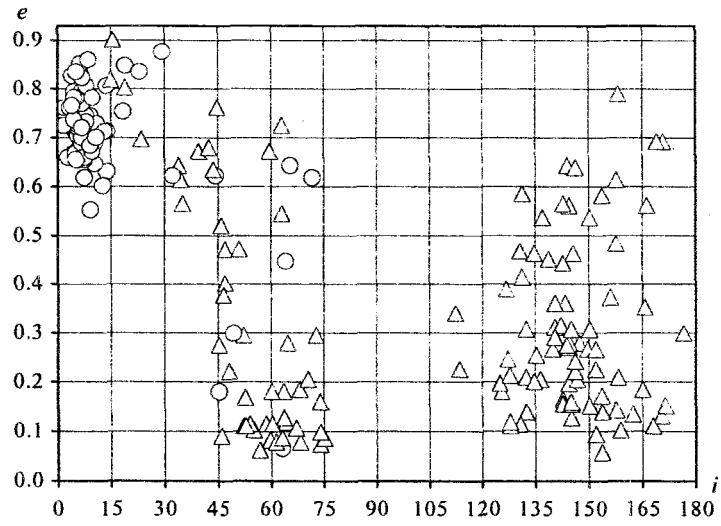



Рис. 1

Из анализа табл. 1 и диаграммы на рис. 1 можно сделать два важных вывода. Во-первых, орбиты потоков сгруппированы в три кластера: 1 кластер – орбиты с прямым движением, наклонением $i < 30^0$ и эксцентриситетом $e > 0.55$; 2 кластер – орбиты с прямым движением и наклонением $30^0 < i < 90^0$; 3 кластер – орбиты с обратным движением $i > 90^0$ и эксцентриситетом $e < 0.7$. Во-вторых, в первом кластере находятся 72 потока, 59 из которых связаны с астероидами группы Apollos, 5 потоков одновременно связаны с кометами NEC и с астероидами группы Apollos, и 4 потока связаны с астероидами группы Atens; во втором кластере находятся 52 потока, 5 из которых связаны с астероидами группы Apollos и 3 связаны с астероидами группы Amors; в третьем кластере находятся 76 потоков и ни один не связан с объектами NEA и NEC.

Для 71 орбиты потоков первого кластера выполняются условия: перигелийное расстояние $q < 1$ *а.е.* и большая полуось $a > 1$ *а.е.*, следовательно, данные орбиты можно отнести к пространству орбит астероидов группы Apollos. Отметим также, что 10 орбит потоков имеют кометоподобные орбиты: афелийное расстояние $Q > 4$ *а.е.* и эксцентриситет $e > 0.6$.

Построим (см. рис. 2) диаграмму перигелийное расстояние – афелийное расстояние $(q,Q)$ орбит метеорных потоков второго кластера. Здесь символом «○» обозначены метеорные потоки, которые связаны с астероидами, символами «Δ» и «▲» обозначены метеорные потоки, не связанные с потенциальными родительскими телами, средние орбиты которых имеют большую полуось $a \le 1$ *а.е.* и $a > 1$ *а.е.* соответственно.

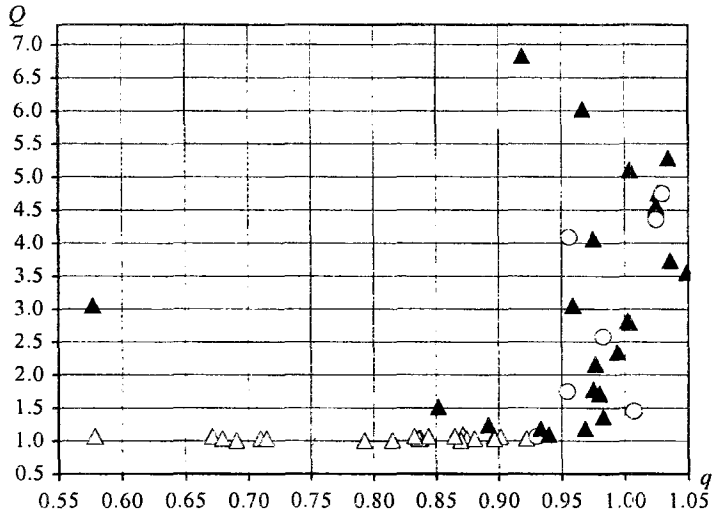



Рис. 2

Как видно из данного рисунка, подавляющее большинство метеорных потоков второго кластера пересекают орбиту Земли либо в перигелии (кластер 2.1),либо в афелии средней орбиты (кластер 2.2).

Для всех орбит потоков кластера 2.1 выполняются условия: большая полуось $a > 1$ *а.е.* и афелийное расстояние $Q > 1$ *а.е.*, следовательно, данные орбиты можно отнести к пространству орбит астероидов групп Apollos, Amors и комет NEC. Для 10 орбит кластера 2.1 выполняются условия: афелийное расстояние $Q > 4$ *а.е.* и эксцентриситет $e > 0.6$, что говорит в пользу их кометного происхождения. Для остальных потоков с большей степенью вероятности родительскими телами можно считать астероиды. В пользу данного вывода свидетельствует следующее: на настоящий момент известны 773 астероида групп Apollos, Amors и 23 кометы NEC с наклонением $i > 30^0$. При этом 344 астероида и только 5 комет из них были обнаружены за последние 5 лет.

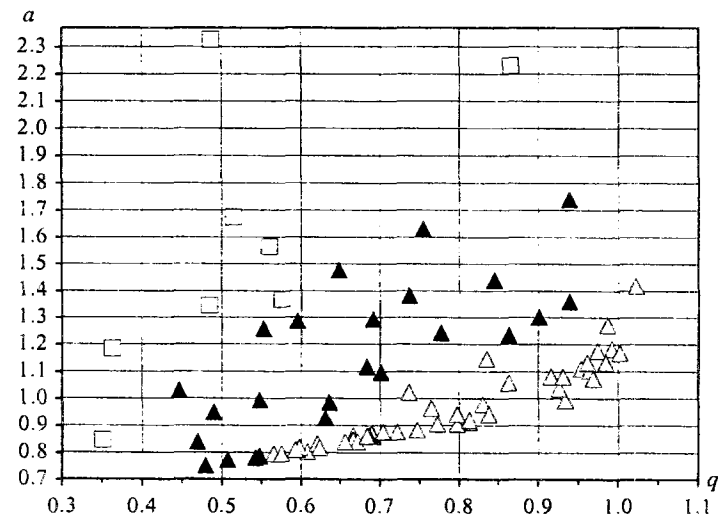



Рис. 3

Для всех орбит потоков кластера 2.2 выполняются условия: афелийное расстояние $Q > 1$ *а.е.* и эксцентриситет $e < 0.3$, следовательно, данные орбиты можно отнести к пространству орбит астероидов группы Atens, и с высокой степенью вероятности родительскими телами данных потоков можно считать астероиды данной группы. В пользу данного вывода свидетельствует следующее: орбиты всех известных на настоящий момент комет NEC имеют эксцентриситет $e \geq 0.58$, в то время как из 651 астероидов группы Atens орбиты 601 астерои-

да имеют эксцентриситет $e \le 0.58$, а орбиты 276 астероидов имеют эксцентриситет $e < 0.3$. Также отметим, что, как и в случае астероидов групп Apollos и Amors, за последние 5 лет значительно возросло (с 34 до 57) количество астероидов группы Atens, орбиты которых имеют наклонение $i > 30^0$.

Построим (см. рис. 3) диаграмму перигелийное расстояние – большая полуось $(q,a)$ орбит метеорных потоков третьего кластера. Здесь символами «Δ», «▲» и «□» обозначены метеорные потоки, эксцентриситеты средних орбит которых удовлетворяют условиям $e \le 0.3$, $0.3 < e \le 0.58$ и $e > 0.58$ соответственно.

Для всех 76 орбит потоков третьего кластера выполняется условие афелийное расстояние $Q > 1$ *а.е.*; 38 орбит имеют большую полуось $a \le 1$ *а.е.*, что позволяет их отнести к пространству орбит астероидов группы Atens; 37 орбит имеют большую полуось $a > 1$ *а.е.*, перигелийное расстояние $q < 1.017$ *а.е.*, что позволяет их отнести к пространству орбит астероидов группы Apollos; 1 поток имеет орбиту с большой полуось $a > 1$ *а.е.* и перигелийным расстоянием $q = 1.02$ *а.е.*, что позволяет данную орбиту отнести к пространству орбит астероидов группы Amors. Отметим также, что 45 орбит потоков имеют эксцентриситет $e \le 0.3$ и 68 орбит имеют эксцентриситет $e < 0.58$, следовательно, для большинства потоков третьего кластера родительскими телами можно считать астероиды.

В настоящий момент известно всего 2 астероида и 7 комет, имеющих орбиты с обратным движением, причем у всех афелийное расстояние $Q > 4$ *а.е.* Среди рассматриваемых в данной статье 76 потоков с ретроградными орбитами есть только один с афелийным расстоянием $Q > 4$ *а.е.* Одним из вероятных объяснений данного факта можно считать следующее. В соответствии с теорией извержения для образования комет с обратным движением минимальная скорость продуктов извержения должна быть больше или равна скорости планеты на орбите, т.е. в 2-3 раза превышать минимальную скорость, необходимую для образования гелиоцентрических комет с прямым движением. Поскольку при прочих равных условиях скорость продуктов извержения тем больше, чем меньше их масса, то в среднем ядра комет с обратным движением должны иметь меньшую, чем кометы с прямым движением, массу и, следовательно, меньшую вероятность обнаружения. Впоследствии орбиты ядер потухших комет за счет влияния гравитационных сил могут эволюционировать в астероидоподобные орбиты.

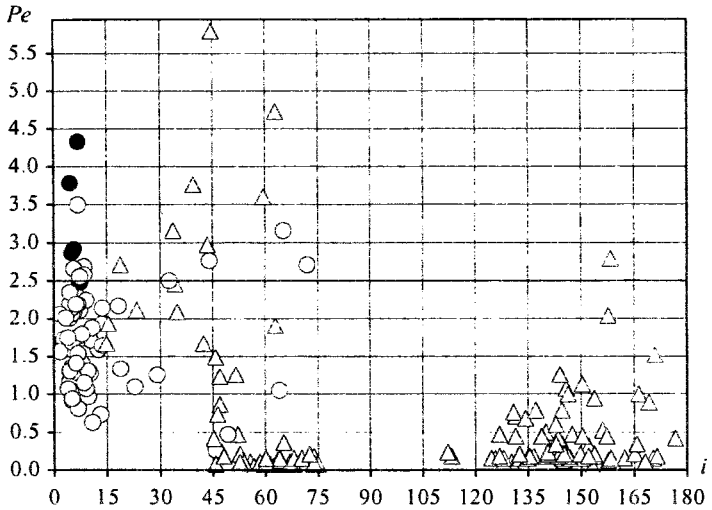



Рис. 4

Подводя итог проведенному анализу двухсот самых мощных потоков из каталога ХНУРЭ, можно сделать вывод, что для большинства потоков родительскими телами можно считать астероиды. Для потоков первого кластера – астероиды группы Apollos, для потоков

второго кластера – астероиды групп Apollos, Amors и Atens, для потоков третьего кластера – астероиды групп Apollos и Atens. Для подтверждения сделанных выводов воспользуемся формальным критерием *Pe* [7] разделения орбит на кометные и астероидные:

$$Pe = a^{1.5}e = \begin{cases} > 2.5 & \textit{для орбит кометного типа} \\ < 2.5 & \textit{для орбит астероидног типа} \end{cases}. \qquad (16)$$

Построим диаграмму наклонение – критерий *Pe* орбит метеорных потоков (см. рис. 4). Здесь символами «○» и «●» обозначены метеорные потоки, для которых были выявлены потенциальные родительские тела – астероиды и кометы соответственно; символом «Δ» обозначены метеорные потоки, для которых не было выявлено потенциальных родительских тел.

Таким образом, проведен анализ структурных особенностей пространства элементов орбит 200 самых мощных метеорных потоков каталога ХНУРЭ. Показано, что для большинства потоков родительскими телами можно считать астероиды групп Apollos, Amors и Atens.

**Список литературы:** 1. http://neo.jpl.nasa.gov. 2. *Андреев Г.В., Бабаджанов П.Б.* Влияние гравитационного поля Земли на структурные характеристики метеорных потоков // Докл. АН ТаджССР. – 1981. – 24, №9. – С. 189-193. 3. *Левин Б.Ю.* Физическая теория метеоров и метеорное вещество в Солнечной системе. – М.: Наука, 1956. – 293 с. 4. *Горелов Д.Ю., Волощук Ю.И.* Уточнение методики учета физического фактора замечаемости при построении истинных распределений параметров радиометеоров // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2007. – Вып. 149. – С. 62–68. 5. *Горелов Д.Ю., Волощук Ю.И.* Оценка геометрического фактора замечаемости в задаче определения истинных распределений параметров орбит радиометеоров // Прикладная радиоэлектроника : Научн.-техн. журнал. – 2006. – Т. 5. – №4. – С. 519-527. 6. *Southworth R.D., Hawkins G.S.* Statistics of Neteor Streams // Smithson. Contribs. Astrophys. 1963, №7. P.261-285. 7. *Kresak L.* Discrimination bitween cometary and asteroidal meteors. I. The orbital criteria // Bull. Astron. Inst. Czechosl. 1969. Vol. 20, № 4. P. 177–188.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 11.03.2011*

# СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

УДК 621.391.7

*И.В. ШИНКАРЕНКО, А.И. ЦОПА, канд. техн. наук*

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ОТВОДНОГО КАНАЛА С ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СВЯЗЬЮ НА ПАРАМЕТРЫ ЗАЩИЩЕННОСТИ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ НА ОСНОВЕ *xDSL* ТЕХНОЛОГИЙ

### Введение

Создание мультимедийных ведомственных систем связи (ВСС) требует решения задачи не только повышения производительности цифровых систем передачи информации (ЦСПИ), но и их защищенности. Угрозы информационной безопасности в проводном сегменте ВСС связаны с появлением при передаче информации по кабельным линиям связи (КЛС) отводных каналов (каналов утечки), с помощью которых нарушитель может пассивно или активно воздействовать на ВСС.

В известных работах [1, 2] концепция отводного канала (ОК) развита для случая электромагнитной связи приемника-обнаружителя с КЛС, проложенной в различных материальных средах (под землей, над землей и вертикальных колодцах). Учитывая то, что при построении ВСС зачастую используется инфраструктура выделенных кабельных линий, то опасность непосредственного подключения к таким линиям возрастает, особенно на абонентском участке КЛС [3]. При этом нарушитель не только может снимать информацию с легитимного канала связи, но и воздействовать на него генератором помех, нарушая работу канала передачи информации ВСС. В технической литературе [4-5] приводятся данные, в основном, о влиянии отводных каналов на аналоговые системы телефонной связи, но отсутствуют данные о параметрах оценки защищенности (помехозащищенности и скрытности) ЦСПИ на базе современных *xDSL* технологий, являющихся основой при построении мультимедийных ВСС.

Так как современные *xDSL* технологии используют многоуровневые и многочастотные линейные сигналы в диапазоне частот до *30 МГц* и выше, то наиболее эффективным методом анализа таких проводных каналов является разработка модели ОК на основе матричного описания канала связи с помощью *S*-параметров [6].

**Цель работы** – разработка модели проводной линии связи с отводом и исследование влияния отводного канала на параметры защищенности легитимного канала при непосредственном подключении аппаратуры нарушителя к проводам линии связи ЦСПИ с *xDSL* технологиями.

### Основная часть

Рассмотрим модель отводного канала для случая современных проводных ЦСПИ. Известно, что перспективным способом повышения производительности ЦСПИ является использование технологии *MIMO*, т.е. применение многоканальных *xDSL* модемов и многопроводных кабельных линий связи [7-8].

На рис. 1 представлена эквивалентная схема многопроводной ЦСПИ, у которой отводной канал имеет гальваническое соединение с легитимным каналом, где приняты такие обозначения: $Z_0$ – волновое сопротивление отрезков линий; $Z_{M1}, Z_{M2}, Z_{П}$ – входные сопротивления легитимных модемов и приемника нарушителя соответственно.

В большинстве практических случаев отводной канал образуется за счет включения параллельного шлейфа в одну из пар проводов (см. рис. 1). При этом гальваническое подключение приемника нарушителя с входным сопротивлением $Z_{П}$ к одной из линий нарушает взаимосвязи между всеми парами проводов.

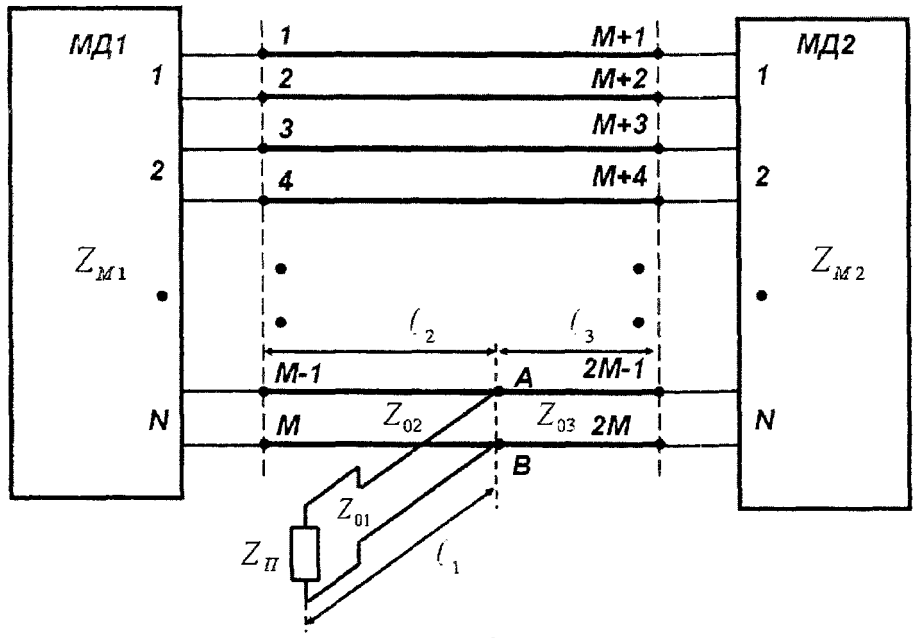



Рис. 1. Эквивалентная схема многопроводной ЦСПИ с гальваническим включением ОК

Для уменьшения трудоемкости анализа будем считать, что изменяются только характеристики канала *N*, к которому подключается нарушитель. Тогда для оценки влияния ОК на характеристики легитимного канала связи можно перейти к более простой схеме, представленной на рис. 2.

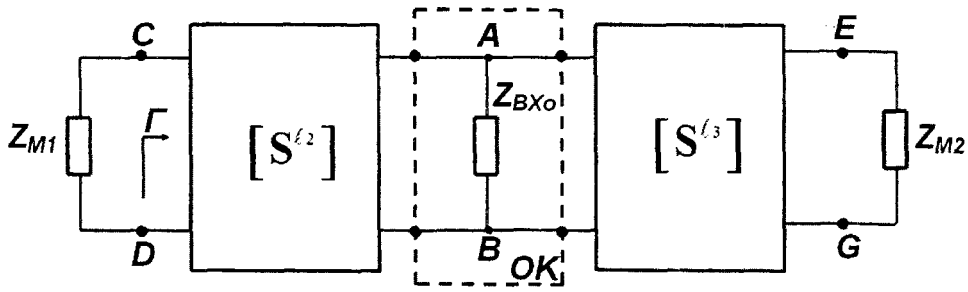



Рис. 2. Эквивалентная схема однопарной ЦСПИ с гальваническим включением ОК

На данной схеме через $[S^{\ell_2}]$ и $[S^{\ell_3}]$ обозначены матрицы рассеяния отрезков кабелей с длинами $\ell_2$ и $\ell_3$. Эти матрицы рассчитываются на основе известных погонных параметров кабельных линий связи при условии $Z_{M1} = Z_{M2} = Z_0$ по соотношениям, приведенным в [9]:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & \exp(-\gamma \cdot \ell) \\ \exp(-\gamma \cdot \ell) & 0 \end{bmatrix}, \qquad (1)$$

где $\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)}$ – комплексный коэффициент распространения сигнала для отрезка линии $\ell$; $\ell$ – длина соответствующего участка линии ($\ell_2$ или $\ell_3$); $\alpha$ – коэффициент ослабления сигнала; $\beta$ – фазовый коэффициент распространения; $R$, $L$, $C$, $G$ – первичные параметры отрезка КЛС $\ell$ ($\ell_2$ или $\ell_3$); $\omega = 2\pi f_C$ – круговая частота.

В этой схеме (рис. 2) влияние отводного канала нарушителя учитывается параллельным включением в линию связи сопротивления $Z_{BX_O}$, величина которого определяется входным

сопротивлением отрезка кабеля отводного канала длиной $\ell_1$, нагруженного на входное сопротивление приемника-обнаружителя $Z_П$ [10]:

$$Z_{BX_O} = Z_{01} \cdot \frac{Z_П + Z_{01} \cdot \tanh(\gamma_1 \ell_1)}{Z_{01} + Z_П \cdot \tanh(\gamma_1 \ell_1)}, \quad (2)$$

где $\gamma_1 = \sqrt{(R_1 + j\omega L_1) \cdot (G_1 + j\omega C_1)}$ – коэффициент распространения линии $\ell_1$; $Z_{01} = \sqrt{\frac{(R_1 + j\omega L_1)}{(G_1 + j\omega C_1)}}$ – характеристический импеданс отрезка КЛС $\ell_1$: $R_1$, $L_1$, $C_1$, $G_1$ – первичные параметры отрезка КЛС $\ell_1$.

Матрица отводного канала $[\mathbf{S}^{OK}]$ имеет вид [11]:

$$[\mathbf{S}^{OK}] = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11}^{OK} & \mathbf{S}_{12}^{OK} \\ \mathbf{S}_{21}^{OK} & \mathbf{S}_{22}^{OK} \end{bmatrix} = \frac{1}{D_S} \begin{bmatrix} Y_1 - Y_2 - Y & 2\sqrt{Y_1 \cdot Y_2} \\ 2\sqrt{Y_1 \cdot Y_2} & Y_2 - Y_1 - Y \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где $Y = 1/Z_{BX_O}$; $Y_1 = 1/Z_{02}$; $Y_2 = 1/Z_{03}$; $D_S = Y + Y_1 + Y_2$; $Z_{BX_O}$ входное сопротивление отводного канала; $Z_{02}$ – входное сопротивление отрезка линии $\ell_2$; $Z_{03}$ – входное сопротивление отрезка линии $\ell_3$.

Все элементы схемы (рис. 2) включены каскадно, что позволяет легко найти интересующий нас коэффициент отражения $\Gamma$ в точках CD и коэффициент передачи по мощности от точек CD к точкам EG. Именно по этим параметрам можно судить о степени влияния гальванически подключенного отводного канала на передачу информации в легитимном канале, а значит, и на характеристики защищенности ЦСПИ с проводными технологиями передачи информации.

При каскадном включении трех четырехполюсников с известными $[\mathbf{S}]$– матрицами, описываемыми выражениями (1) и (3), результирующую $[\mathbf{S}]^{\Sigma}$ – матрицу канала можно найти, воспользовавшись методикой объединения многополюсников, предложенной в [9]. Пользуясь формулами объединения матриц, нужно учитывать то, что нельзя непосредственно соединять между собой различающиеся линии связи, т.е. стык различных линий является самостоятельным элементом и должен учитываться соответствующей матрицей параметров. При этом сначала определяется матрица первых двух четырехполюсников, а затем полученная матрица объединяется с третьей по известным соотношениям:

$$\mathbf{S}_{11} = \mathbf{S}_{11}^{\mathbf{I}} + \mathbf{S}_{12}^{\mathbf{I}} \cdot (1 - \mathbf{S}_{11}^{\mathbf{II}} \mathbf{S}_{22}^{\mathbf{I}})^{-1} \cdot \mathbf{S}_{11}^{\mathbf{II}} \cdot \mathbf{S}_{21}^{\mathbf{I}}, \quad (4)$$

$$\mathbf{S}_{12} = \mathbf{S}_{12}^{\mathbf{I}} \cdot (\mathbf{1} - \mathbf{S}_{11}^{\mathbf{II}} \mathbf{S}_{22}^{\mathbf{I}})^{-1} \cdot \mathbf{S}_{12}^{\mathbf{II}} = \mathbf{S}_{12}^{\mathbf{I}} \cdot \mathbf{S}_{12}^{\mathbf{II}}, \quad (5)$$

$$\mathbf{S}_{21} = \mathbf{S}_{21}^{\mathbf{II}} \cdot (\mathbf{1} - \mathbf{S}_{22}^{\mathbf{I}} \mathbf{S}_{11}^{\mathbf{II}})^{-1} \cdot \mathbf{S}_{21}^{\mathbf{I}}, \quad (6)$$

$$\mathbf{S}_{22} = \mathbf{S}_{22}^{\mathbf{II}} + \mathbf{S}_{21}^{\mathbf{II}} \cdot (\mathbf{1} - \mathbf{S}_{22}^{\mathbf{I}} \cdot \mathbf{S}_{11}^{\mathbf{II}})^{-1} \cdot \mathbf{S}_{22}^{\mathbf{I}} \cdot \mathbf{S}_{12}^{\mathbf{II}}, \quad (7)$$

где верхними символами **I** обозначены соответствующие параметры левого четырехполюсника, а символами **II** – правого четырехполюсника в рассчитываемой паре.

Применив вышеизложенную методику, получим результирующую матрицу $[\mathbf{S}]^{\Sigma}$ проводной линии связи с отводом в виде

$$[\mathbf{S}]^{\Sigma} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11}^{\Sigma} & \mathbf{S}_{12}^{\Sigma} \\ \mathbf{S}_{21}^{\Sigma} & \mathbf{S}_{22}^{\Sigma} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11}^{ок} * e^{-2\gamma l_2} & \mathbf{S}_{12}^{ок} * e^{-\gamma(l_2+l_3)} \\ \mathbf{S}_{21}^{ок} * e^{-\gamma(l_2+l_3)} & \mathbf{S}_{22}^{ок} * e^{-2\gamma l_3} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где $\mathbf{S}_{11}^{ок}$, $\mathbf{S}_{12}^{ок}$, $\mathbf{S}_{21}^{ок}$, $\mathbf{S}_{22}^{ок}$ – элементы матрицы, взятые из соотношения (3); $\ell_{ЛК} = \ell_2 + \ell_3$ – длина легитимной линии связи.

Таким образом, коэффициент отражения по входу $\Gamma_{ВХ}$ – определяется элементом $\mathbf{S}_{11}^{\Sigma}$ результирующей матрицы $[\mathbf{S}]^{\Sigma}$, коэффициент отражения по выходу $\Gamma_{ВЫХ}$ – определяется элементом $\mathbf{S}_{22}^{\Sigma}$, а коэффициент передачи по мощности с входа на выход линии связи определяется как $\left[\mathbf{S}_{21}^{\Sigma}\right]^2$.

При наличии отводного канала в легитимной линии связи появляется неоднородность, приводящая к появлению отраженных волн и изменению значения элементов матрицы $[\mathbf{S}]^{\Sigma}$, которые являются индикатором несанкционированного подключения к КЛС.

Обычно в измерительных приборах тестирования каналов связи на основе КЛС и определения отводов на линиях связи используется оценка изменения коэффициента отражения во временной области $\mathbf{S}_{11}^{\Sigma}(t)$ при подаче специального зондирующего импульса [13]. Однако при наличии шумов в КЛС такой метод дает большую погрешность и его реализация в ЦСПИ на базе *xDSL* технологий затруднена.

В нашем случае целесообразно использовать частотные зависимости элементов результирующей матрицы $[\mathbf{S}]^{\Sigma}$ и определить зависимости $\mathbf{S}_{11}^{\Sigma}(f_C)$, $\mathbf{S}_{22}^{\Sigma}(f_C)$ и $\mathbf{S}_{12}^{\Sigma}(f_C)$. Нахождение частот $f_m$ локальных минимумов этих функций в полосе частот $0 \le f_i \le f_C$ является индикатором не только подключения ОК, но и расстояния до места подключения нарушителя $\ell_2$, т.е. $f_m = F(\ell_2)$.

$$\mathbf{S}_{11}^{\Sigma}(f) = \min_{0 \le i \le k}\left[\mathbf{S}_{11}^{\Sigma}(f_i)\right] = \mathbf{S}_{11}^{\Sigma}(f_m), \quad \mathbf{S}_{12}^{\Sigma}(f) = \min_{0 \le i \le k}\left[\mathbf{S}_{12}^{\Sigma}(f_i)\right] = \mathbf{S}_{12}^{\Sigma}(f_m). \quad (9)$$

Используя предложенную выше модель, проведем численные эксперименты для оценки влияния отводного канала на параметры проводного сегмента сети абонентского доступа ВСС, схема которого приведена на рис. 3.

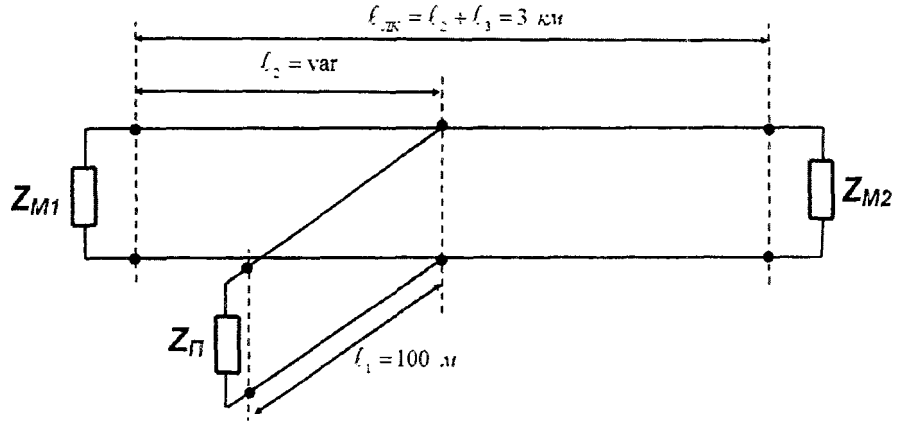



Рис. 3. Схема проводного сегмента с отводным каналом при численных экспериментах

В сети абонентского доступа ВСС обычно используется типовой многопарный кабель типа ТПП-0,5 в полиэтиленовой изоляции с толщиной жил $d = 0,5$ *мм*. Погонные параметры этого кабеля на частоте $f = 500$*кГц* [12]: $R_n = 0.3$ *Ом/м*; $L_n = 5.2*10^{-7}$ *Гн/м*; $C_n = 45*10^{-12}$ *Ф/м*; $G_n = 0.12*10^{-6}$ *См/м*.

Расчетная длина линии легитимного канала связи составляет $\ell_{ЛК} = 3$ *км*. Выходное сопротивление модемов $Z_{M1} = Z_{M2} = Z_0 = 135$ *Ом*. Предположим, что нарушитель использует для подключения своего приемника с входным сопротивлением $Z_П = 135$ *Ом* такой же тип кабеля, как и в легитимном канале. Длина отрезка кабеля отводного канала равна $\ell_1 = 100$ *м*.

Приведенные выше данные были использованы в модели для расчета и исследования частотных зависимостей коэффициента затухания $\mathbf{S}_{12}^{\Sigma}$ и коэффициента отражения $\mathbf{S}_{11}^{\Sigma}$ ($\mathbf{S}_{22}^{\Sigma}$) для различных мест подключения отводного канала к легитимной линии связи, т.е. при изменении расстояния до отвода $\ell_2$ по длине основной КЛС.

Результаты численного моделирования представлены на рис. 4 – 10, где $f_{m1}$ и $f_{m2}$ локальные минимумы.

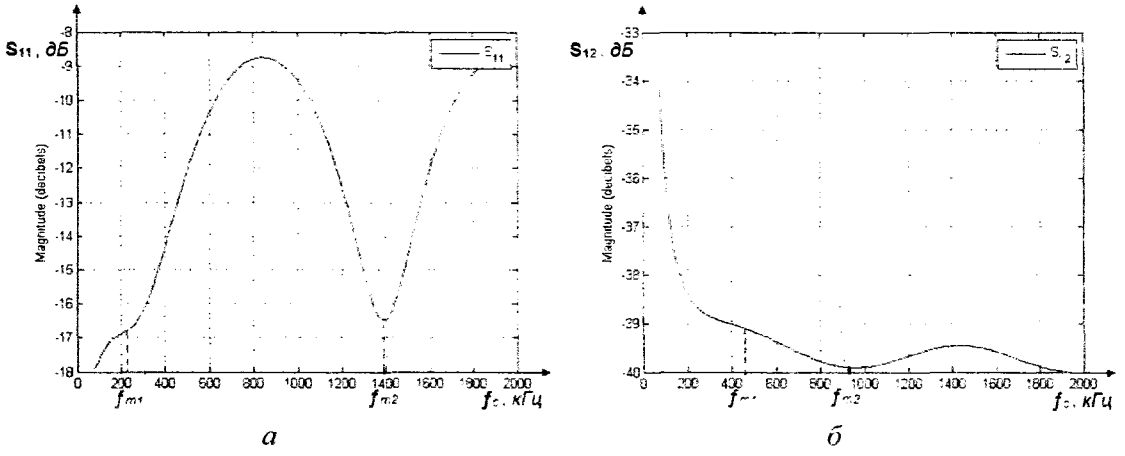



Рис. 4. Графики зависимости: *а* – $\mathbf{S}_{11}^{\Sigma}$ и *б* – $\mathbf{S}_{12}^{\Sigma}$ от частоты $f_C$ при расстоянии до отвода $\ell_2 = 100$ *м*

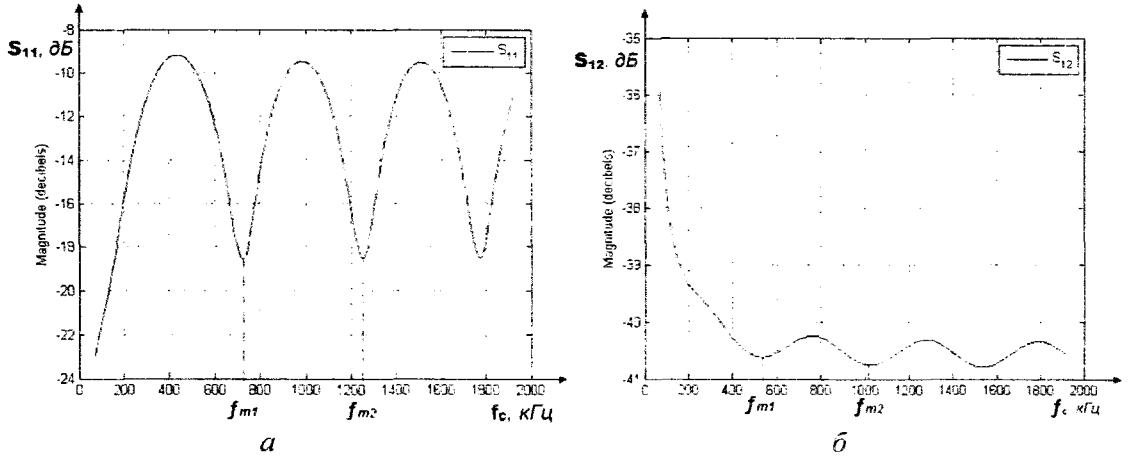
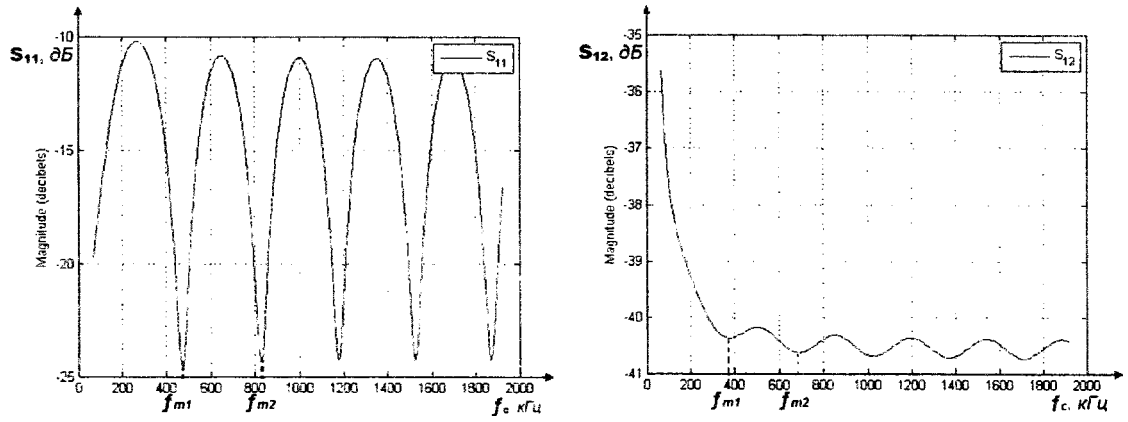
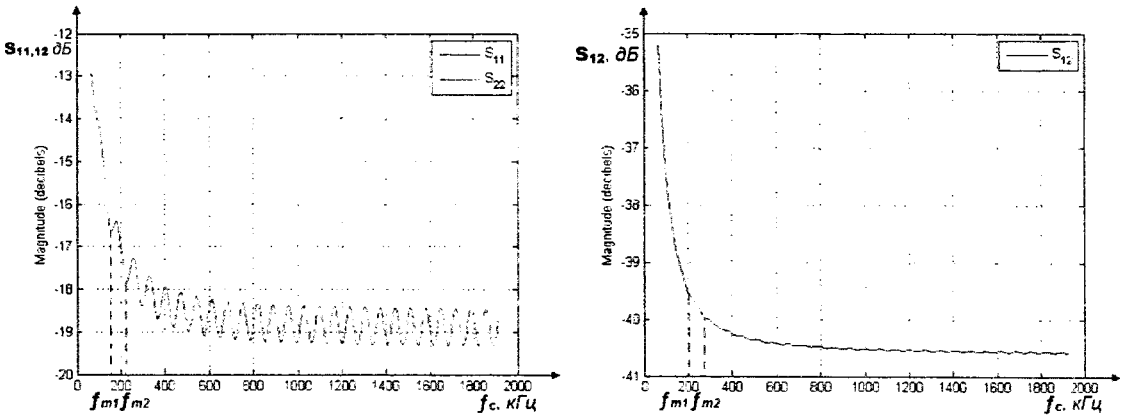



Рис. 5. Графики зависимости: *а* – $\mathbf{S}_{11}^{\Sigma}$ и *б* – $\mathbf{S}_{12}^{\Sigma}$ от частоты $f_C$ при расстоянии до отвода $\ell_2 = 200$ *м*



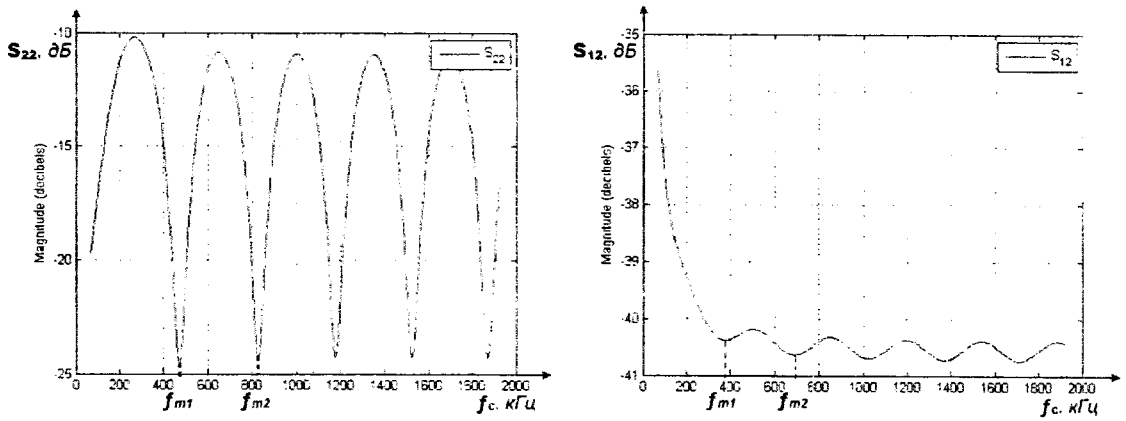

*а* *б*

Рис. 6. Графики зависимости: *а* – $\mathbf{S}_{11}^{\Sigma}$ и *б* – $\mathbf{S}_{12}^{\Sigma}$ от частоты $f_C$ при расстоянии до отвода $\ell_2 = 300$ *м*



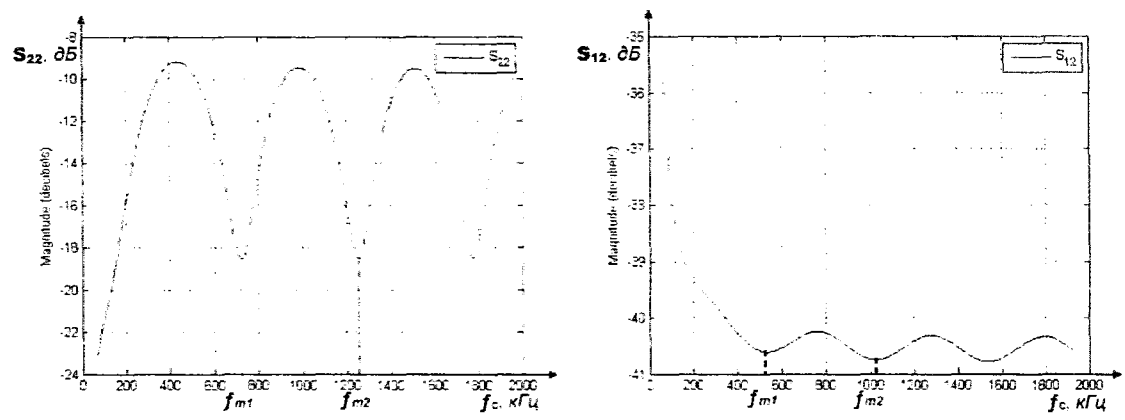

*а* *б*

Рис. 7. Графики зависимости: *а* – $\mathbf{S}_{11}^{\Sigma} = \mathbf{S}_{22}^{\Sigma}$ и *б* – $\mathbf{S}_{12}^{\Sigma}$ от частоты $f_C$ при расстоянии до отвода $\ell_2 = 1500$ *м*



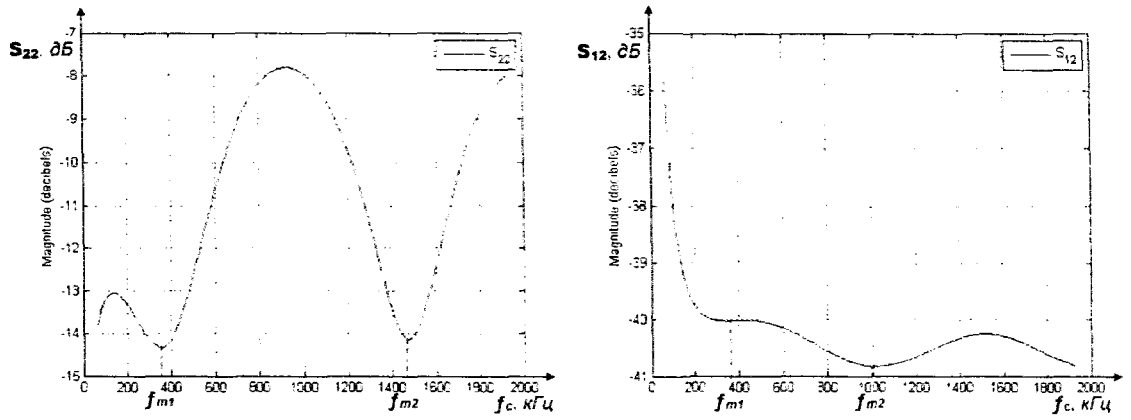

*а* *б*

Рис. 8. Графики зависимости: *а* – $\mathbf{S}_{22}^{\Sigma}$ и *б* – $\mathbf{S}_{12}^{\Sigma}$ от частоты $f_C$ при расстоянии до отвода $\ell_2 = 2700$ *м*




*а* *б*

Рис. 9. Графики зависимости : *а* – $\mathbf{S}_{22}^{\Sigma}$ и *б* – $\mathbf{S}_{12}^{\Sigma}$ от частоты $f_C$ при расстоянии до отвода $\ell_2 = 2800$ *м*




*а* *б*

Рис. 10. Графики зависимости: *а* – $\mathbf{S}_{22}^{\Sigma}$ и *б* – $\mathbf{S}_{12}^{\Sigma}$ от частоты $f_C$ при расстоянии до отвода $\ell_2 = 2900$ *м*

Результаты численных экспериментов показывают, что включение в линию отводного канала приводит к появлению рассогласования в проводном канале. Чем ближе отвод к началу или концу линии, тем больше частота первого локального минимума (спада) коэффициента отражения $\mathbf{S}_{11}^{\Sigma}(\mathbf{S}_{22}^{\Sigma})$. При отводе на середине основной линии связи характер частотных зависимостей коэффициентов отражения $\mathbf{S}_{11}^{\Sigma}$ и $\mathbf{S}_{22}^{\Sigma}$ полностью совпадает. Влияние отводного канала на частотную характеристику передачи сведено к минимуму.

За счет появления отводного канала на частотной характеристике передачи канала $\mathbf{S}_{12}^{\Sigma}$ появляются провалы, которые могут существенно снижать эффективность работы ЦСПИ на базе *xDSL* технологий. По положению локальных минимумов на частотной характеристике $\mathbf{S}_{12}^{\Sigma}$ также можно судить о месте подключения ОК по длине легитимной линии связи. Это обстоятельство может быть использовано для определения факта и места подключения ОК, так как известно, что современные ЦСПИ на базе *xDSL* технологий перед началом своей работы тестируют линию связи и определяют частотные характеристики канала для настройки входных адаптивных фильтров [14].

**Заключение**

В работе представлена модель оценки влияния отводного канала на легитимный канал связи при непосредственном подключении к линии связи аппаратуры нарушителя на основе матричного описания проводного канала с использованием *S*-параметров. Учитывая то, что

существует целый ряд измерительных приборов, которые непосредственно позволяют измерять *S*-параметры многополюсников, создается поле для сравнительного анализа теоретических и экспериментальных исследований влияния отводного канала на параметры и эффективность работы проводных ЦСПИ.

Получены зависимости коэффициента отражения $\mathbf{S}_{11}^{\Sigma}$ и затухания $\mathbf{S}_{12}^{\Sigma}$ от частоты при изменении расстояния до места подключения ОК, которые позволяют оценить влияние отводного канала как на согласование линии связи и так и на характеристики передачи системы связи.

Показано, что при введении дополнительной обработки тестового сигнала ЦСПИ на базе *xDSL* технологий можно не только обнаружить факт подключения к линии связи, но и выявить место подключения.

**Список литературы:** 1. *Цопа А.А.* Оценка защищенности проводных каналов связи с использованием *xDSL* технологий от деструктивного электромагнитного воздействия / А.А. Цопа, В.В. Маслий, А.И. Цопа // Захист інформації. – Київ : ДУІКТ, 2007. – Спец. вип. – С. 32-39. 2. *Дудка А.А.* Прогнозирование зон обнаружения для кабельных линий связи в сети абонентского доступа на основе *VDSL* технологий / А.А. Дудка, А.И. Цопа, В.М. Шокало // Сучасний захист інформації. – Київ : ДУІКТ, 2010. – Вип. 3. – С. 45-53. 3. *Шинкаренко И.В.* Экспериментальная оценка защищенности мультимедийных цифровых систем передачи информации на основе *SHDSL* технологий / И.В. Шинкаренко, А.И. Цопа // Известия вузов. Радиоэлектроника. – Київ : НТУ «КПИ», 2011. – Т. 54. – Вип. 5. – С. 30-36. 4. *Хорошко В.А., Чекатков А.А.* Методы и средства защиты информации. – К. : ЮНИОР, 2003. – 504 с. 5. *Хома В.В.* Методи і засоби технічного захисту інформації на абонентських телефонних лініях // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». Автоматика, вимірювання та керування. – 2009. – Вип. № 639. – С. 97–93. 6. *Павликевич М.Й.* Режим узгодження і перехресні зв'язки у багатопровідних лініях // Вісник Нац. ун-ту «Львівська політехніка». Автоматика, вимірювання та керування. – 2009. – Вип. № 639. – С. 3–14. 7. *Ермолаев В.Т., Хоряев А.В., Масленников Р.О.* Подавление перекрестных помех и эквавилизация в системах связи // Вестник Нижегород.о нац.о гос. ун-та. Серия «Радиофизика». – Нижний Новгород, 2004. – №2. – С. 62-71. 8. *Ginis G, Peng C. Alien* Crosstalk Cancellation for Multipair Digital Subscriber Line Systems // EURASIP Journal on Applied Signal Processing. – Hindawi Publishing Corporation, Volume 2006, Article ID 16828, Pages 1–12. 9. *Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарев Л.И.* Устройства СВЧ и антенны / под. ред. Д.И. Воскресенского. – М. : Радиотехника, 2006. – 376 с. 10. *Сазонов Д.М., Гридин Ф.Н., Мишустин Б.А.* Устройства СВЧ : учеб. пособие / под ред. Д.М. Сазонова. – М. : Высш. шк., 1981. – 295 с. 11. *Гололобов Д.В.* Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства : учеб. пособие: В 3 ч. Часть 2. Фидерные устройства / Д.Б. Гололобов, В.Б. Кирильчук. – Мн. : БГУИР, 2005. – 299 с. 12. *Брискер А.С., Руга А.Д., Шарле Д.Л.* Городские телефонные кабели: Справочник 2-е изд., переработанное и дополненное. – М. : Радио и связь, 1984. – 304 с. 13. *S. Galli and K. J. Kerpez.* Single-Ended Loop Make-Up Identification. Part I: A Method of Analyzing TDR Measurements // IEEE Transactions On Instrumentation and Measurement. – 2006. – Vol. 55. – NO. 2. – P. 528–537. 14. *Парфенов Ю. А.* Цифровые сети доступа: Медные кабели и оборудование / Ю.А. Парфенов, Д.Г. Мирошников. – М. : Эко-Трендз, 2005. – С. 288.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 17.02.2011*

УДК 621.391.7

*А.А. КУЗНЕЦОВ, А.И. ЦОПА, канд. техн. наук*

# ПРИБЛИЖЕННЫЙ АНАЛИЗ ЗАЩИЩЕННОСТИ СИСТЕМЫ *MIMO* НА ОСНОВЕ КЛАСТЕРНОЙ МОДЕЛИ ОТВОДНОГО КАНАЛА. ЧАСТЬ II: РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

## Введение

Статья является продолжением [1] и дополняет ее результатами моделирования каналов *MIMO* при наличии кластеров, представляющих собой группы отражающих объектов и создающих в канале сигнал в виде группы лучей. Каждый луч, приходящий в приемную антенну, имеет свое затухание и задержку. Такой режим работы *MIMO* системы характерен для закрытых помещений при наличии множества отражающих поверхностей [2].

**Цель работы** – верификация предложенной в [1] модели и исследование с ее помощью характеристик защищенности.

## Описание модели

Численные исследования проведены на основании схемы,представленной на рис. 1, основанной на схеме, приведенной в [1] и дополненной некоторыми вспомогательными блоками.

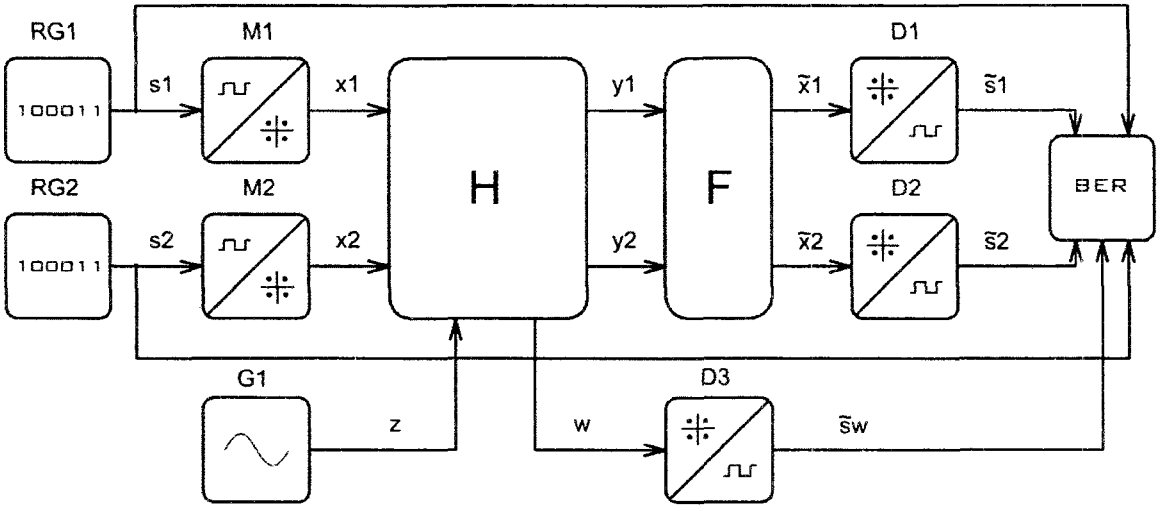



Рис. 1

Для получения характеристик защищенности канала *MIMO* в модель включены следующие основные элементы: передатчик, среда распространения, легитимный приемник, приемник отводного канала и постановщик помех. Предположим, что постановщик помех и нелегитимный приемник находятся в одном месте. Обозначим два канала передачи данных. Первым является основной канал, состоящий из модуляторов *M*1 и *M*2, среды распространения *H*, блока обработки *F*, и демодуляторов *D*1, *D*2. Качество системы связи описывается достоверностью принятых данных *BER* при заданном отношении сигнал/шум *SNR* в основном канале. Легитимный канал описывается уравнением

$$\begin{pmatrix} y1 \\ y2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h11 & h12 \\ h21 & h22 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x1 \\ x2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n \\ n \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где $y1, y2$ – сигнал на входе приемника основного канала; $h22, h21, h12, h11$ – элементы матрицы $H$; $x1, x2$ – модулированные входные сигналы; $n$ – белый гауссовский шум.

Для исследования влияния помех в модель канала включен постановщик помех G1. В этом случае качество передачи информации в легитимном канале связи определяется отношением сигнал-помеха *SIR*, а канал описывается уравнением (2).

$$\begin{pmatrix} y1 \\ y2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h11 & h12 \\ h21 & h22 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x1 \\ x2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} hz1 \\ hz2 \end{pmatrix} \cdot z + \begin{pmatrix} n \\ n \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где $z$ – помеха; $hz1$, $hz2$ – элементы матрицы $Hz$.

Отводной канал (ОК) представлен модуляторами $M1$, $M2$, средой распространения H и демодулятором D3, и описывается уравнением (3). Скрытность основного канала связи можно оценить по уровню достоверности BER информации, принятой нелегитимным приемником в ОК:

$$w = \begin{pmatrix} hw1 & hw2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x1 \\ x2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n \\ n \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где $w$ – сигнал на входе приемника отводного канала; $hw1$, $hw2$ – элементы матрицы $Hw$.

В качестве источника информации используются два независимых генератора случайных чисел $RG1$ и $RG2$. Входная последовательность, генерируемая этими блоками, $s1$ и $s2$ поступает на $BPSK$ модуляторы $M1$ и $M2$. После чего модулированные сигналы $x1$ и $x2$ поступают на вход блока имитации стационарного канала распространения, $H$. Также в блок H поступает помеха z от генератора $G1$. Выходные последовательности $y1$, $y2$ эквивалентны напряжениям на антеннах легитимного приемника. Блок $F$ решает систему линейных уравнений (1), разделяя пространственные каналы. Далее сигналы поступают на демодуляторы $BPSK$ $D1$, $D2$, после чего полученная в приемнике информация $\tilde{s}1$, $\tilde{s}2$ сверяется с переданной $s1$, $s2$ в блоке $BER$, где вычисляется количество ошибок.

Схема блока $H$ представлена на рис. 2, *а*. Фильтры, имитирующие среду распространения, являются элементами этого блока. Они имеют импульсные характеристики, полученные при помощи программы [3] для канала типа $B$ (характерного для небольших закрытых помещений), при расстоянии между приемными антеннами 0,5λ и между передающими антеннами – 1λ.

Модуль импульсной характеристики первого фильтра $h11$ для данных условий представлен на рис. 2, *б*. Как видно из рисунка, на приемную антенну приходят девять лучей с различными амплитудами. Предположив, что длительность импульса равна длительности импульсной характеристики, получим сигнал без шума, прошедший такой канал распространения, рис. 2, *в*. На рис. 2, *в* серой линией обозначен входной сигнал $x$ $(n \cdot t)$, черной линией показан сигнал на выходе блока y $(n \cdot t)$, что эквивалентно сигналу на приемной антенне в канале без шума с импульсной характеристикой $h11(n \cdot t)$, где $t$ – период выборок.

Вычисление обратной матрицы F выполняется по следующему алгоритму:

– составляется матрица канала для каждого луча $i$ – $Hi$;

– для каждой матрицы вычисляется определитель – detHi;

– если определитель $detHi$ больше порогового значения (было взято $3 \cdot 10^{-4}$ ), то матрица $Fi$ для данного луча определяется по формуле

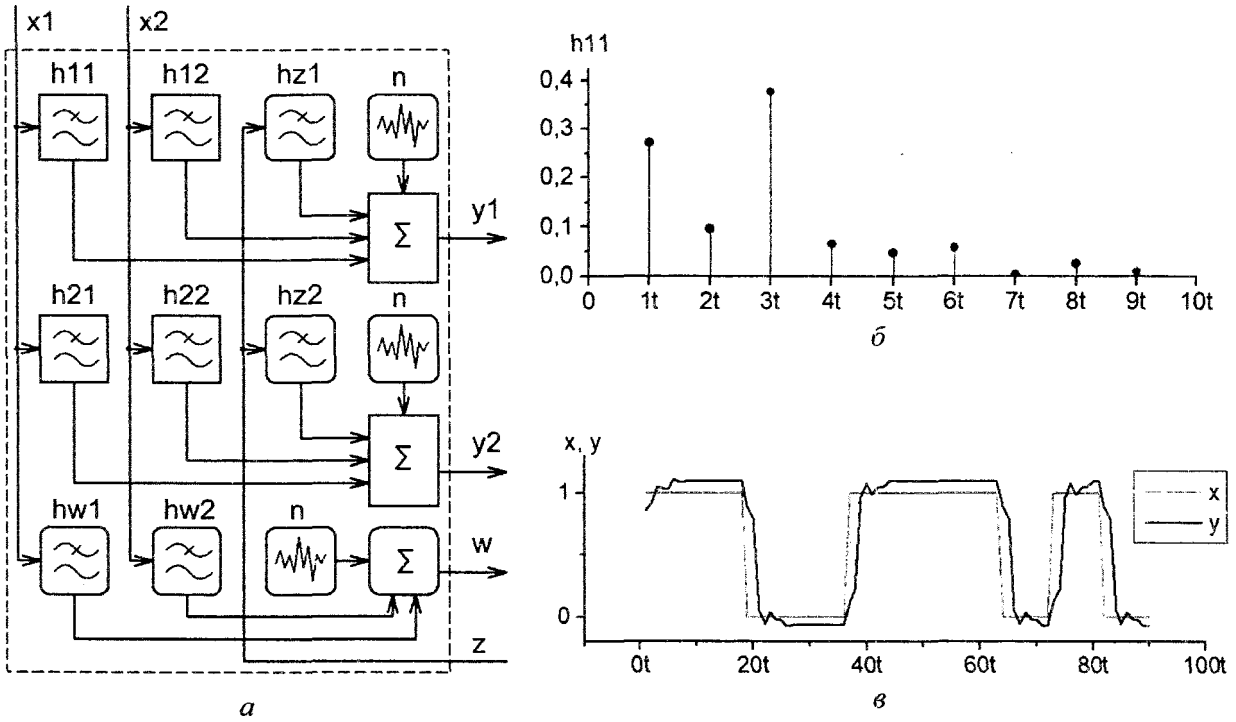
$$F_i = \frac{1}{\det H_i} \begin{pmatrix} h22_i & -h12_i \\ -h21_i & h11_i \end{pmatrix}, \quad (4)$$

где $h22i$, $h21i$, $h12i$, $h11i$ – элементы матрицы $Hi$;

– если определитель меньше порогового значения, то применяется формула

$$F_i = 0,6F_{i-1}, \quad (5)$$

– из элементов матриц $Fi$ составляется $F$.




*а* *б* *в*

Рис. 2

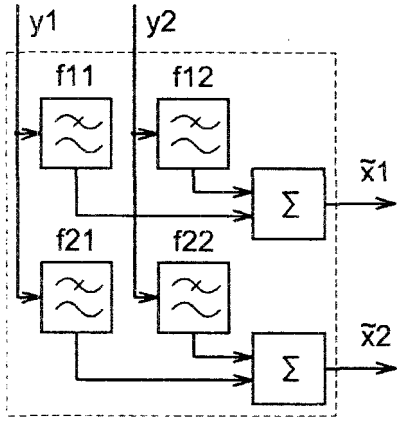



Рис. 3

Импульсные характеристики фильтров $f11, f12, f21, f22$ (рис. 3) являются элементами матрицы $F$.

Примененный подход позволяет легко моделировать системы передачи информации с технологиями *MIMO* во временной области. Также модель может быть модифицирована. Одной из возможных модификаций является внедрение фильтров, согласованных с сигналом.

Еще одним достоинством является то, что в качестве помехи может быть задан сигнал любой формы.

**Результаты моделирования**

Для верификации модели в среде Matlab проведен ряд численных экспериментов, результаты которых сравнены с теоретическими данными. На рис. 4 приведена зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для различных моделей. Серым пунктиром обозначена характеристика канала *MIMO* 2x2 с пространственно-временным кодированием Аламоути [4]. Черным пунктиром обозначена характеристика, описываемая Гауссовым интегралом ошибки для *BPSK* и являющаяся теоретическим пределом для данного вида модуляции. Сплошной черной линией обозначена зависимость качества связи в основном канале, полученная в результате моделирования MIMO канала с описанными выше условиями. Вероятность битовой ошибки *BER* вычислялась по формуле

$$BER = \frac{err1 + err2}{2 \cdot bits_total}, \qquad (6)$$

где *err*1 – количество неправильно принятых бит в первом канале; *err*2 – количество неправильно принятых бит во втором канале; *bits_total* – количество бит, переданное по одному каналу за время моделирования.

Для реализации кодирования Аламоути в модели канала *MIMO* (рис. 1) были сделаны следующие изменения: источники *RG*1 и *RG*2 объединены в один для формирования блочного кода; блок обработки *F* заменен декодером Аламоути; канал описывался импульсной характеристикой состоящей из одного отсчета. Также при моделировании не учитывалось влияние постановщика помех.

Уровни ошибок в отводном канале для каждого источника информации незначительно различаются. На графике сплошной серой линией представлена кривая вероятности ошибки принятия сигнала *s*2, поскольку в данном случае она минимальна.

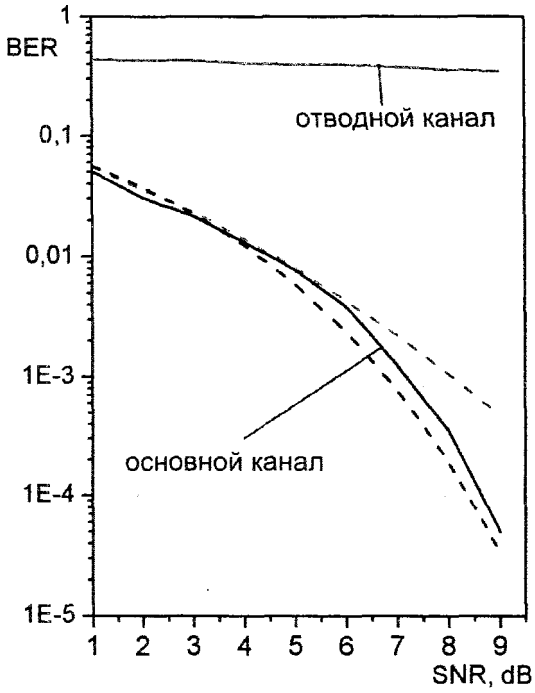



Рис. 4

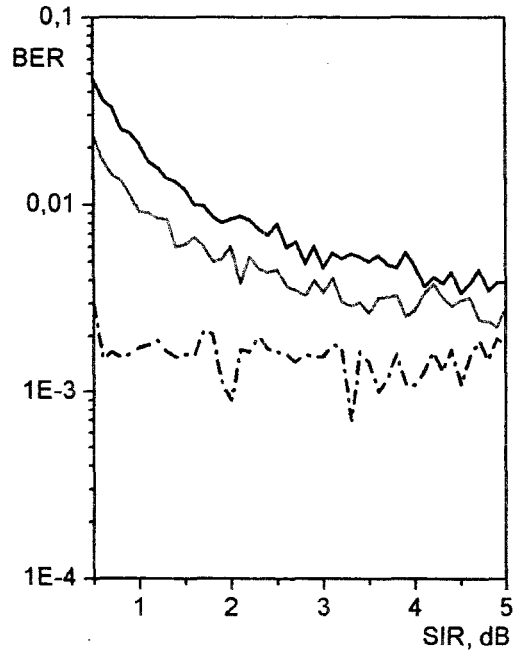



Рис. 5

Полученный результат показывает, что производительность системы *MIMO*, которая учитывает более точно характеристики среды распространения и наличие в ней отражающих объектов, выше, чем для кодирования Аламоути с узкополосным приближением. Также видно, что качество связи для такой системы близко к теоретическому пределу определенным Гауссовым интегралом ошибки [5].

На рис. 5 приведена зависимость вероятности битовой ошибки *BER* от отношения сигнал-помеха *SIR*. Помехой в данном случае выступает синусоидальный сигнал вблизи несущей частоты. Черной сплошной линией обозначена помехоустойчивость канала при одночастотной помехе на частоте $\Omega = 0{,}05$, серым – для $\Omega = 0{,}1$, пунктиром – $\Omega = 0{,}2$. Зависимости приведены для отношения сигнал-шум *SNR* = 7.

$$\Omega = t(f_i - f_0), \tag{7}$$

где $\Omega$ – нормированная разностная частота; $f_i$ – частота помехи; $f_0$ – несущая частота, $t$ – период выборок.

Зависимость вероятности битовой ошибки в основном канале связи от частоты одночастотной помехи для различных значений отношения сигнал/помеха *SIR* при *SNR* = 7 приведена на рис. 6. Черной сплошной линией обозначена помехоустойчивость канала для *SIR* = 1, черной пунктирной линией для *SIR* = 3, серой линией – *SIR* = 7.

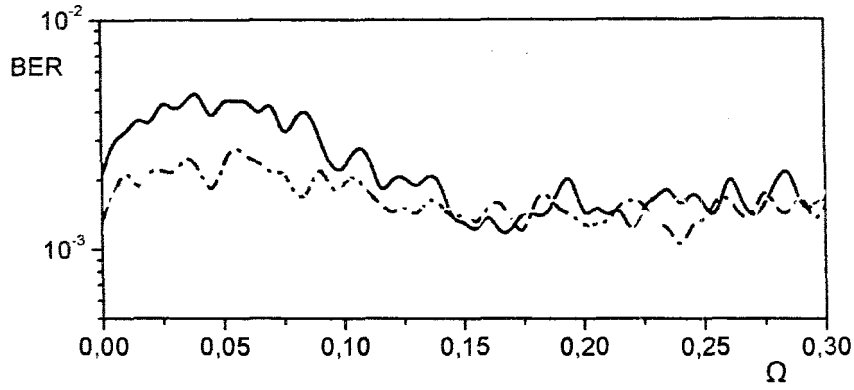



Рис. 6

Нормированная ширина спектра передаваемого сигнала составляет $\Delta\Omega = 0{,}22$, а верхняя его граница – 0,11. Как видно из рисунка, сигналы, лежащие вне спектра передаваемого сигнала, практически не влияют на качество *MIMO* канала связи.

Полученные результаты оценки защищенности MIMO канала на физическом уровне являются новыми, по сравнению с данными других авторов [6, 7], базирующихся в основном на информационных характеристиках канала.

**Заключение**

Разработана имитационная модель системы *MIMO* с отводным каналом при наличии отражающих объектов в среде распространения и получены характеристики защищенности канала с учетом физического уровня передачи сигналов. Результатами моделирования являются временные характеристики канала связи.

В дальнейшем планируется подтверждение результатов моделирования экспериментальными данными, а также усовершенствование модели для перехода от временных характеристик к геометрическим.

**Список литературы**: 1. *Кузнецов А.А. Цопа А.И.* Приближенный анализ защищенности системы MIMO на основе кластерной модели отводного канала. Ч. I. Модель // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. № 164. 2. *Erceg V.* Indoor MIMO WLAN Channel Models // IEEE 802.11–03/940r4. – 2004. 3. *Schumacher L.* WLAN MIMO Channel Matlab program. http://www.info.fundp.ac.be /~lsc/Research/ IEEE_80211_HTSG_CMSC/distribution_terms.html. 4. *Alamouti S.M.* A simple transmit diversity technique for wireless communications // IEEE J. Select. Areas Comm. – 1998. – T. № 16 (8) – P. 1451–1458. 5. *Proakis J. G.* Digital Communications. 4th ed. – McGraw-Hill, 2001. – P. 271-272. 6. *X. Li and E. P.* Ratazzi, MIMO transmissions with information-theoretic secrecy for secret-key agreement in wireless networks // IEEE Military Communications Conference (MILCOM'2005), Atlantic City, NJ. – 2005. 7. *Oggier Fr., Hassibi B.* The secrecy capacity of the MIMO wiretap channel // IEEE international symposium on information theory. – Toronto, Ontario, Canada, 2008. – P. 524-528.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 17.02.2011*

УДК 681.3.06:519.248.681

*И. Е. АНТИПОВ, д-р техн. наук, Т. А. ЯЩЕНКО, НУХ ТАХА НАСИФ*

# ПРИМЕНЕНИЕ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ СЕТЕЙ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ WI-FI

## Введение

В настоящее время беспроводные сети очень актуальны и играют важную роль в жизни людей. Многие фирмы с успехом применяют беспроводные локальные сети для управления процессом производства, больницы развертывают беспроводные сети с целью повышения эффективности эксплуатации и удобства. Базовым для беспроводных локальных сетей является стандарт IEEE 802.11, различные версии которого регламентируют передачу данных в диапазонах 2,4 и 5 *ГГц*, что рассмотрено более подробно в [1, 2]. Дальность связи, как правило, не превышает 200 *м*.

Поскольку устройства стандарта 802.11 связываются друг с другом через радиоэфир, то любая другая станция, использующая этот диапазон, тоже способна принять эти данные. Для обеспечения хотя бы минимального уровня безопасности беспроводной сети используют механизмы шифрования, основанные на алгоритмах WPA и WPA2 (Wi-Fi Protected Access) [1] и системы обнаружения вторжений IDS [3].

В статье рассмотрен алгоритм анализа состояния беспроводной Wi-Fi сети с использованием элементов нечеткой логики. Этот алгоритм позволяет принимать решение о наличии потенциальной угрозы безопасности с учетом различных или быстро меняющихся условий, которые системы обнаружения вторжений (Intrusion Detection System (IDS)) не учитывают.

## Анализ существующих систем обнаружения вторжений и их недостатков

По способам определения вредоносного трафика IDS подразделяются на: signature-based (сигнатурного метода), policy-based (метода, основанного на политике) и anomaly-based (метода аномалий), который далее и будет рассматриваться более подробно.

Системы обнаружения вторжений, 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. Речь идет о том, что на основании анализа работы сети принимается решение о блокировке работы всей сети, или отдельных пользователей. На основе нормального описания состояния сети устанавливаются четкие границы аномальности, при переходе которых определяется вторжение.

Однако данные системы имеют ряд недостатков, существенно ухудшающих качество работы беспроводной сети. Во-первых, установление четкой границы между нормальным и ненормальным поведением системы приводит к большому количеству ложных сигналов. Реагирование системы безопасности на ложный сигнал об аномальности путем ограничения доступа пользователя к ресурсам сети может ухудшить работу организации, эксплуатирующей сеть. Во-вторых, вышеуказанная система не является адаптивной к изменению условий функционирования сети (так, например, ночью условия функционирования сети существенно отличаются от дневного времени и т. д.). Поэтому актуальной задачей является усовершенствование систем обнаружения вторжений в направлении принятия решения относительно аномальности сети в изменяющихся условиях ее функционирования.

## Нечеткая логика для анализа состояния сети

Нечеткая логика – раздел математики, являющийся обобщением классической логики и теории множеств. В основе нечеткой логики лежит теория нечетких множеств, где функция принадлежности элемента множеству не бинарная (да/нет), а может принимать любое значение в диапазоне 0...1. Четкая логика манипулирует результатами, которые могут быть или

истиной, или ложью. Нечеткая логика применяется в тех случаях, когда для описания состояния системы в дополнение к «да» и «нет» могут применяться описания «скорее да, чем нет», «может быть», «скорее нет, чем да» и т. д.

Идея состоит в том, чтобы на первом этапе количественные оценки параметров (скорость, количество абонентов и др.) преобразовать в величины нечеткой логики путем их сравнения с типовыми параметрами, а затем принимать решение о вмешательстве в работу сети путем комплексной оценки совокупности величин нечеткой логики.

Сложность первого этапа состоит в том, что для различного времени суток, разных дней недели и разных сезонов типовые параметры могут существенно отличаться. Поэтому для корректного преобразования необходимо иметь базу данных, вариант структуры которой изображена на рис. 1

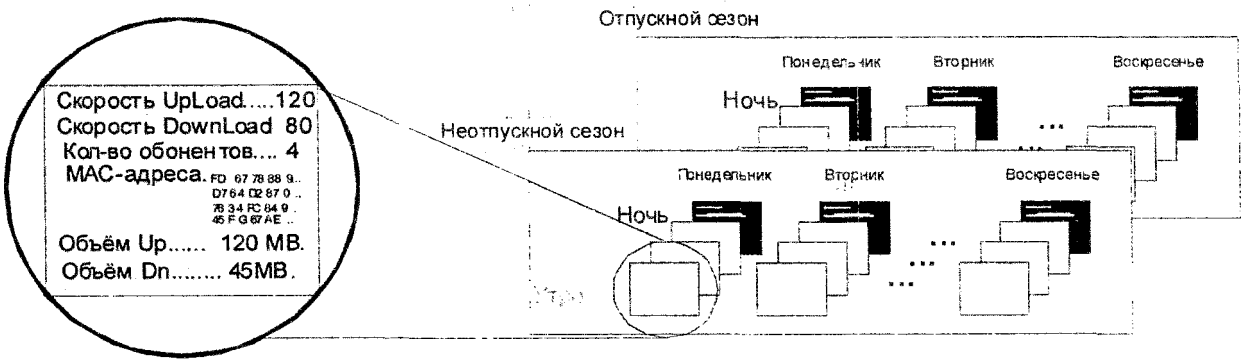



Рис. 1

Преобразование параметров в величины нечеткой логики происходит с помощью оценочных шкал и лингвистических переменных [4]. В зависимости от времени суток, типовых параметров, кривая, по которой оценивается степень аномальности сети, изменяет свой вид. На рис. 2 показаны оценочные кривые в разные периоды времени, характеризующие скорость передачи данных. Для примера покажем, что если для второй кривой типовая скорость передачи должна быть 100 *Мбит/с*, то если в сети скорость передачи 125 *Мбит/с*, то будет принято решение – «повышенная аномальность сети». Аналогичные кривые составляются для всех типовых параметров.

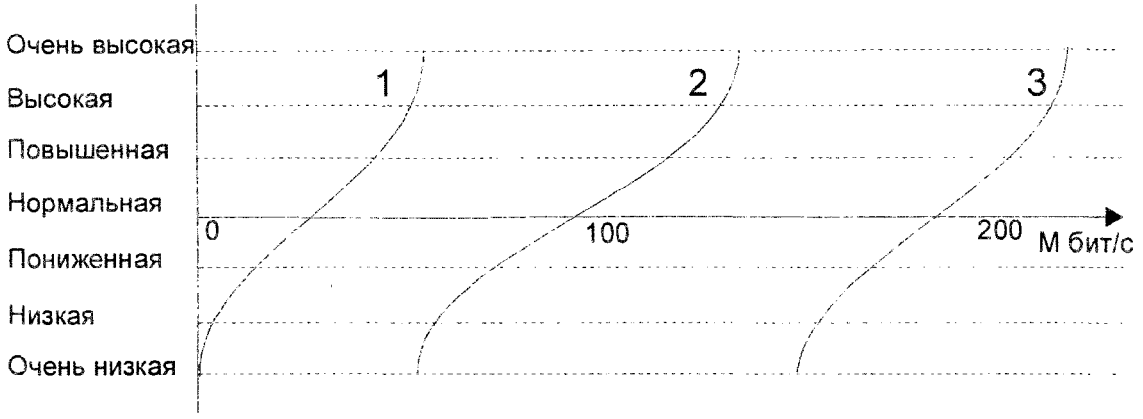



Рис. 2

После преобразования признаков в нечеткие лингвистические переменные проводится комплексная оценка всех параметров с учетом весовых коэффициентов, погодных условий, уровня помех и базы данных по предыдущим вторжениям, для принятия решения о состоянии аномальности всей сети. Сначала оценивается общая картинна для всех типовых параметров, полученных ранее. После этого полученная картина сравнивается с базой данных и производит поиск похожего результата.

**Структура модели**

В общем виде модель принятия решения (об аномальности сети), с использованием нечеткой логики, можно представить в виде алгоритма, рис. 3.

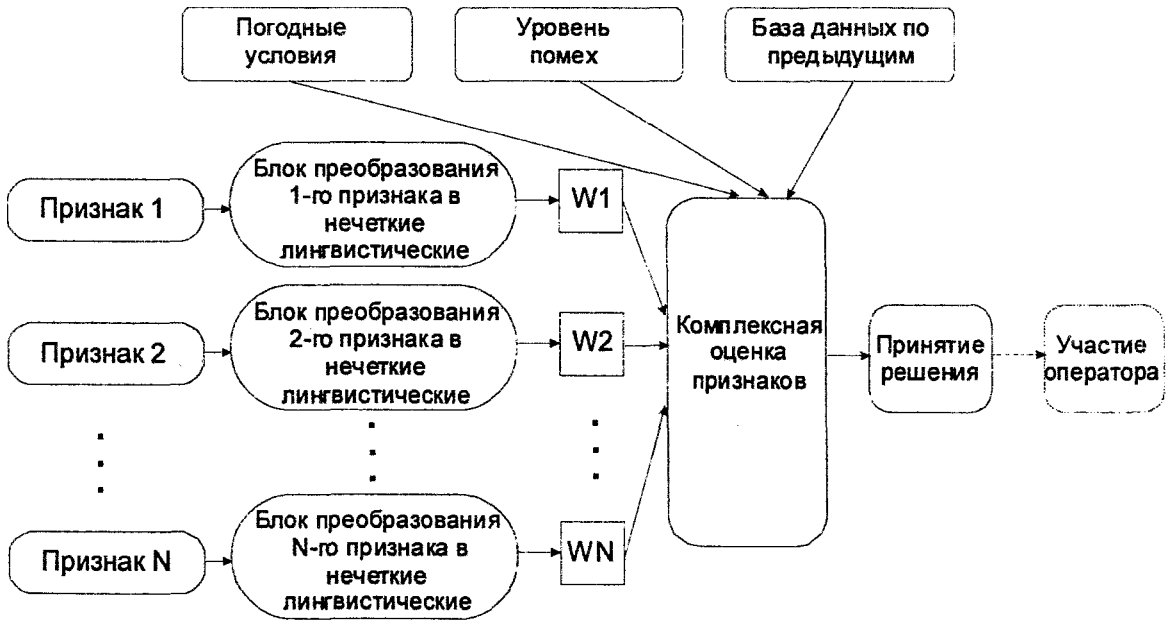



Рис. 3

Программы анализа сети позволяют получать многообразную информацию о ее состоянии. Можно выделить, например, четыре параметра.

1. Объем переданной и принятой информации (в виде пакетов в единицу времени или бит в единицу времени). Масштаб отображения можно менять от долей секунд до 10 минут. Пример графического представления показан на рис. 4.

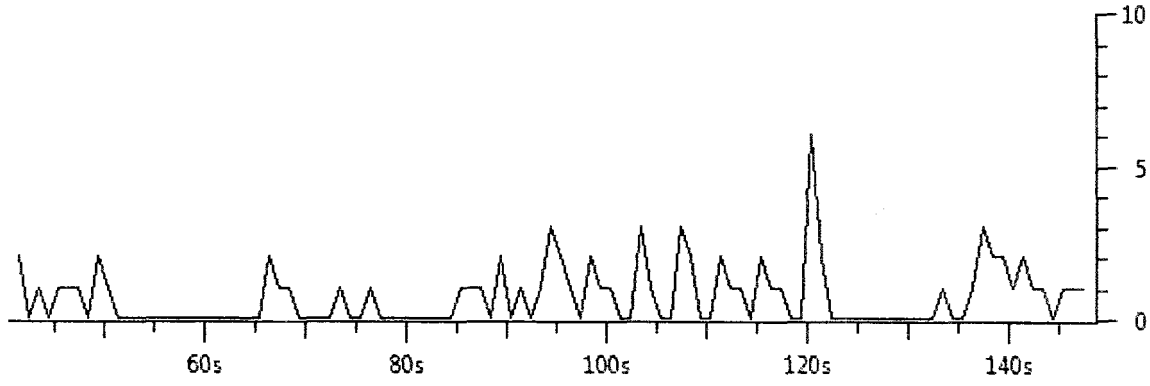



Рис. 4

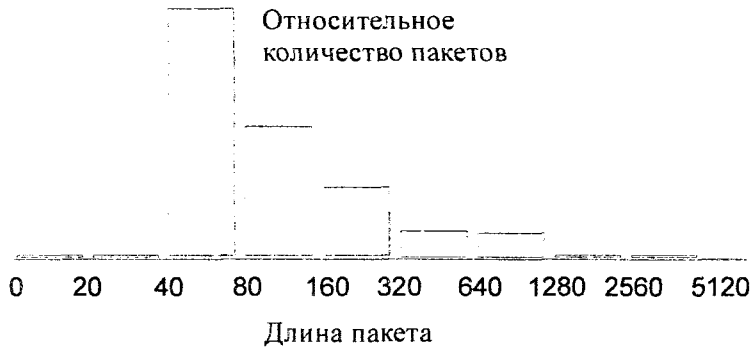



Рис. 5

2. Количество пакетов того или иного размера, которое может быть получено как в абсолютных цифрах, так и в относительных значениях. Данная информация может свидетельствовать о характере передаваемого трафика (http-пакеты, VoIP, служебные, UDP и др.) рис. 5. Степень опасности определяется с помощью сравнения

шаблона с реальной картиной передаваемых пакетов, их разность определяет опасность вторжения и может определяться по формуле

$$\varepsilon = \sqrt{\sum_{i=1}^{10} (\Delta N_i)^2}, \qquad (1)$$

где $\varepsilon$ – величина пропорциональная ошибке; $\Delta N_i$ – разность шаблона и измеряемого значения.

3. MAC-адреса пользователей, находящиеся в радиусе действия сети, рис. 6.

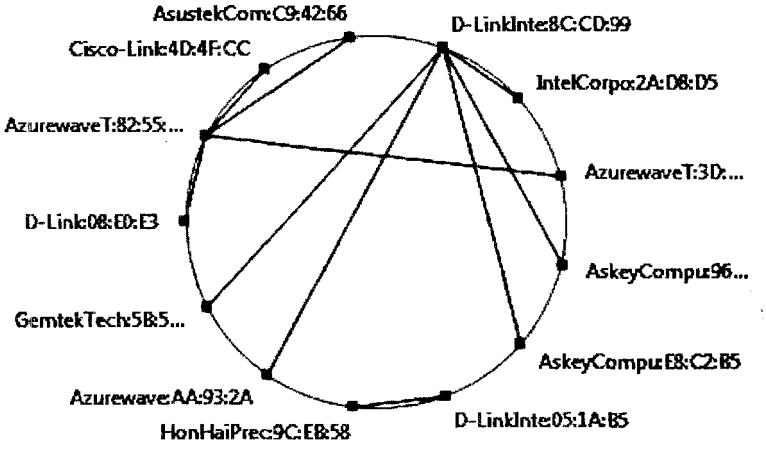



Рис. 6

4. Уровень сигнала для каждого пользователя, подключенного к сети (в процентах от максимального или в децибелах).Задача повышения безопасности Wi-Fi сетей является актуальной и ее актуальность будет возрастать по мере увеличения количества Wi-Fi оборудования у пользователей и существующих точек доступа. 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.

## Выводы

Существующие методы анализа работы сетей не полностью удовлетворяют существующим требования. Четкие границы определения аномальности приводят к большому количеству ложных сигналов, что значительно ухудшает работу сети. Также существующие системы защиты не учитывают условия функционирования сети (день недели, время суток и т. д.)

Предложенный в работе алгоритм анализа состояния Wi-Fi сети на основе нечеткой логики позволяет более адекватно принимать решения об аномальности сети. Применение нечеткой логики дает возможность корректировать решения в зависимости от изменения условий функционирования сети. Система может работать как в автоматическом режиме (сама принимает решение), так и с помощью оператора (эксперт, проанализировав полученные результаты, в зависимости от ситуации сам принимает решение).

**Список литературы:** 1. *Пролетарский А. В., Баскаков И. В., Чирков Д. Н.* Беспроводные сети Wi-Fi. БИНОМ // Лаборатория знаний. – 2007. – 178 с. 2. *Щербаков В.Б., Ермаков С.А.* Безопасность беспроводных сетей: стандарт IEEE 802.11. – М., 2010. – 256 с. 3. *Системы* обнаружения вторжений. [электронный ресурс] http://www.icmm.ru/~masich/win/lexion/ids/ids.html. 4. *Мусийченко В.А.* Моделирование и алгоритмизация интеллектуальной системы, стимулирующей продуктивное мышление (на примере медицинской диагностики) : Дис... канд. техн. наук. – Харьков, 1999.- 122 с

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 17.02.2011*

УДК 621.396.74

*М.К. АБДУЛ-ХУССЕЙН, А.А. СТРЕЛЬНИЦКИЙ, канд. техн. наук,*
*А.Е. СТРЕЛЬНИЦКИЙ, канд. техн. наук, В.М. ШОКАЛО, д-р. техн. наук, Е.В. ЯГУДИНА*

# МЕТОД РАСЧЕТА РАДИОКАНАЛА ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ЗАДАННОЙ ВЕРОЯТНОСТЬЮ ОБНАРУЖЕНИЯ

## Введение

Одним из основных показателей качества работы цифровых систем передачи информации (ЦСПИ) является вероятность обнаружения их сигналов с помощью отводного канала $P_{об}$. В работах [1, 2] приведены зависимости $P_{об}$ от соотношений сигнал/шум $(S/N)$ в легитимном и отводном каналах, а также от секретной скорости передачи информации $R_s$, при которой работа ЦСПИ еще не обнаруживается.

На практике часто требуется знать область пространства (зону обнаружения), в пределах которой $P_{об} \geq 0,7$, что соответствует отсутствию условий безопасной работы канала связи.

Цель работы – изложение предложенного авторами метода расчета зоны обнаружения радиоканала ЦСПИ с вероятностью $P_{об}$ не меньше заданной величины.

## Идея метода. Основные приближения

В статье [1] приведена зависимость для расчета величины $P_{об}$:

$$P_{об} = 1 - \frac{(S/N)_л}{(S/N)_л + 2^{R_s} \cdot (S/N)_o} \cdot e^{\left[-\frac{2^{R_s}-1}{(S/N)_л}\right]}, \quad (1)$$

где $(S/N)_л$ и $(S/N)_o$ – отношение сигнал/шум в легитимном и отводном каналах соответственно, $R_s$ – скорость передачи информации при которой ЦСПИ считается секретной (не обнаруживается).

Представим соотношения сигнал/шум в следующем виде:

$$(S/N)_л = \frac{S(r_л, \theta_1, \theta_2)}{N(r_л, \theta_2)}, \quad (2)$$

$$(S/N)_o = \frac{S(r_o, \theta_1, \theta_3)}{N(r_o, \theta_3)}, \quad (3)$$

где $r_л$, $r_o$ – расстояние от антенны передатчика до антенн приемников легитимного и отводного каналов соответственно, $\theta_1$, $\theta_2$, $\theta_3$ – углы направления максимумов угловой интенсивности напряженности поля (УЗИП) передающей антенны $F_П(r_л, \theta_1)$ и приемных антенн легитимного $F_л(r_л, \theta_2)$ и отводного $F_o(r_o, \theta_3)$ каналов в местной системе координат.

Тогда выражения (2) и (3) можно записать так:

$$\frac{S(r_л, \theta_1, \theta_2)}{N(r_л, \theta_2)} = \frac{S(r_э)}{N(r_э)} \cdot \alpha\left(\frac{r_н}{r_л}\right) \cdot F_П^2(r_л, \theta_1) \cdot F_л^2(r_л, \theta_2), \quad (4)$$

$$\frac{S(r_o, \theta_1, \theta_3)}{N(r_o, \theta_3)} = \frac{S(r_э)}{N(r_э)} \cdot \alpha\left(\frac{r_н}{r_o}\right) \cdot F_П^2(r_o, \theta_1) \cdot F_o^2(r_o, \theta_3), \quad (5)$$

где $S(r_э)/N(r_э)$ – экспериментально измеренное на эталонном расстоянии $r_э$ [3] соотношение сигнал/шум в максимуме интенсивности излучения; $\alpha(r_н/r_л)$, $\alpha(r_н/r_o)$ – функциональные зависимости затухания сигнала в легитимном и отводном каналах: через $r_н$ в выражениях (4),

(5) обозначено расстояние $r_э$ если $r < r_б$, или $r_б$ если $r_б \le r \le r_в$ и $r_п = r_в$ если $r \ge r_в$; $r_б$ – расстояние до дальней границы ближней зоны ($r_б \approx 10L$, $L = 2h$, $h$ – высота антенны над отражающей поверхностью); $r_в$ – расстояние, с которого начинает выполняться формула Введенского.

Выражения (4), (5) записаны с учетом упрощающего предположения, что при всех значениях $r$ и $\theta_2$, $\theta_3$ шумовая температура антенн не изменяется и примерно равна $290^{\circ} K$, т.е.

$$N(r_i, \theta_i) \approx N(r_э) \approx const. \qquad (6)$$

Известно, что при изменении расстояния $r$ в пределах ближней зоны и зоны Френеля изменяются и угловые зависимости интенсивностей полей (УЗИП) $F_л^2(r_л, \theta_2)$, $F_о^2(r_о, \theta_3)$. Это обстоятельство существенно усложняет процесс определения отношения $S/N$. Для его упрощения предлагается применить еще одно приближение, суть которого состоит в том, что в пределах каждой из зон излучения угловые зависимости интенсивностей принимаются постоянными. Т.е. при изменении $r$ от начала ближней $r_б$ до конца дальней $r_д$ зон используются всего три функциональные зависимости интенсивностей $F_{л,о}^2 = (r_э, \theta_{2,3})$, где $r_э$ – усредненное расстояние зоны распространения радиоволн:

$$\left\{\begin{array}{lll} при & r < r_б & r_э = r_б / 2 = 5L; \\ при & r_б < r < r_д & r_э = 0{,}5(r_д - r_б) = L(L/\lambda - 5); \\ при & r \ge r_д & r_э = r_д = 2L^2/\lambda. \end{array}\right\} \qquad (7)$$

Введенное приближение (7) позволяет значительно упростить выражения (4), (5). Одно из них, например, для случая легитимного канала запишется так:

$$\frac{S(r, \theta_1, \theta_2)}{N(r_э)} = \left(S(r_э)/N(r_э)\right) \cdot \alpha\left(r_п / r_л\right) \cdot F_П^2(r_э, \theta_1) \cdot F_л^2(r_э, \theta_2). \qquad (8)$$

С учетом сделанных приближений окончательное выражение для расчета вероятности обнаружения принимает такой вид:

$$P_{об} = 1 - \left( \exp\left[ -\frac{2^{R_э} - 1}{(S/N)_л} \right] \Big/ \left( 1 + 2^{R_э} \cdot \frac{\alpha_д}{\alpha_л} \cdot \frac{F_д^2(r_д, \theta_3)}{F_л^2(r_л, \theta_2)} \right) \right). \qquad (9)$$

Применяя выражение (9), можно построить зону обнаружения ЦСПИ, воспользовавшись понятием кривых постоянной вероятности обнаружения $P_{об}(r, \theta) = const$. Они ограничивают двухмерное пространство на плоскости $(r, \theta)$, внутри и на границе которого $P_{об}(r, \theta) \ge 0{,}7$. Строятся кривые постоянной вероятности обнаружения таким образом. Вначале по формуле (9) рассчитываются кривые $P_{об} = f(r)$ при различных углах $\theta_2$. Рассчитанные кривые аппроксимируются полиномами, которые приравниваются к заданному значению $P_{об} = 0{,}7$. Для каждого из этих уравнений находятся корни $r_1, r_2, r_3, \ldots r_n$. Кривая, проходящая через точки $(r_1, \theta_{21})$, $(r_2, \theta_{22})$, ... $(r_n, \theta_{2n})$, и является кривой постоянной вероятности обнаружения.

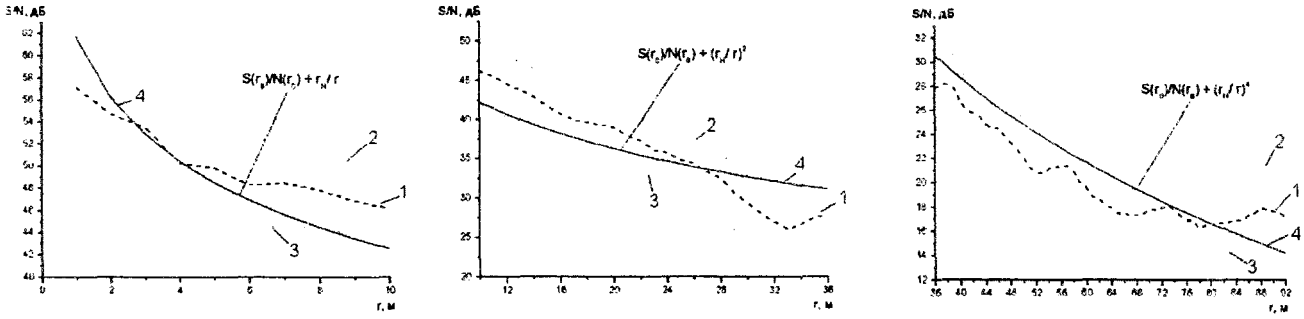
**Результаты экспериментов и расчетов**

Вначале были проведены экспериментальные исследования, направленные на изучение возможности применения приближения (6) при определении величины $P_{об}$. Для этого предполагалось, что антенны радиоканала направлены друг на друга так, что достигаются макси-

мальные интенсивности приема и передачи, т.е. в случае легитимного канала $F_{П}^{2}(r_3,\theta_1)=1$ и $F_{д}^{2}(r_3,\theta_2)=1$. Тогда (8) запишется в виде

$$\frac{S(r)}{N(r_0)}=\frac{S(r_0)}{N(r_0)}\cdot\alpha\left(\frac{r_{д}}{r_{д}}\right). \qquad (10)$$

На рис. 1 изображены зависимости $S/N$ от расстояния, измеренные на открытой местности и рассчитанные по соотношению (10).




*а* - ближняя зона *б* - промежуточная зона *в* - дальняя зона

Рис. 1

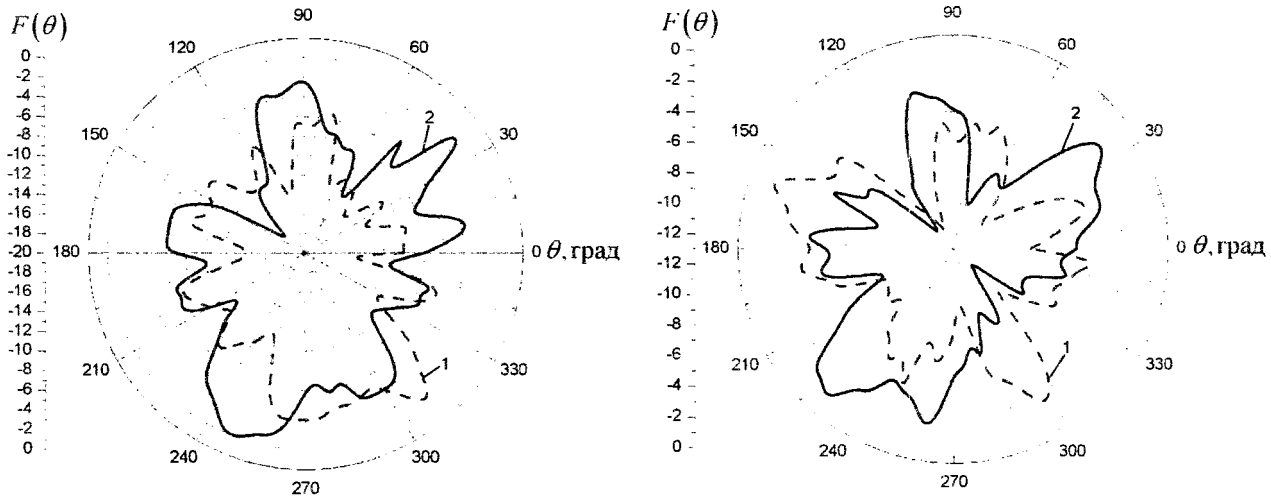
Измерения уровня сигнал/шум проводилось для радиолинии, состоящей из двух клиентских адаптеров ЦСПИ с протоколом *IEEE* 802.11*b*. Кривые 1 на рис. 1 – это среднее значение измеренной величины $S/N$; кривые 2, 3 ограничивают верхний и нижний доверительный интервал при вероятности 0,95 (обработка результатов опытов велась по данным десяти измерений с помощью распределения Стьюдента); кривые 4 – расчетные по предложенной в [4] модели. Наблюдается хорошее совпадение расчетных и экспериментальных кривых. Таким образом, возможность применения условия (6) при расчете отношения $S/N$ в локальных ЦСПИ доказана.

Дальнейшие исследования состояли в экспериментальном определении УЗИП точек доступа и терминалов ЦСПИ. Значение УЗИП входят в выражение (9), однако определены они могут быть только экспериментально. Покажем это на примере УЗИП оборудования *Wi-Fi* радиоканала.

Измерения проводились в ближней зоне на частоте 2,45 *ГГц* и на расстоянии 5 *м* между точкой передачи и точкой приема. Приемное устройство располагалось на поворотном столе, проградуированном по углу, а передатчик был неподвижным. Опыты выполнялись в помещении антенной лаборатории. При этом ставилась задача выявить (качественно) степень неравномерности угловой зависимости интенсивности поля, т.е. и возможность произвольного расположения терминалов при организации радиосети. Исследовались точки доступа типа *D-Link DWL-900 AP+*, радиокарты типа *Orinoco PC CART(5B)*, ноутбук со встроенной антенной *ASUS M 50SV* и коммуникатор типа *Sony-Ericsson P990 I*.

Результаты измерений занесены в таблицу и показаны на рис. 2.

| Тип оборудования | Количество лепестков УЗИП | Неравномерность УЗИП, дБ | Абсолютный уровень сигнала, дБ |
|---|---|---|---|
| Точка доступа | 7 | -18 | -40 |
| Ноутбук *ASUS* | 8 | -16 | -42 |
| Радиокарта | 5 | -12 | -50 |
| Коммуникатор | 5 | -12 | -54 |




*а* - 1 – ноутбук ASUS, 2 – точка доступа

*б* - 1– коммуникатор, 2 – радиокарта

Рис. 2

В результате измерений можно сделать следующие выводы: все измеренные УЗИП сильно отличаются от всенаправленных; УЗИП точки доступа и ноутбука похожи по строению, имеют почти равное количество лепестков и «провалов»; ноутбук обеспечивает большую чувствительность по сравнению с коммуникатором и радиокартой.

Проведенные эксперименты подтверждают, что УЗИП оборудования *Wi-Fi* канала имеют сложную конфигурацию и теоретически рассчитаны быть не могут.

Полученные экспериментальные результаты были использованы при оценке вероятности обнаружения легитимного *Wi-Fi* канала, образованного точкой доступа (ТД) *D-Link DWL-900 AP+* и ноутбуком *ASUS M 50SV*, с помощью отводного канала, образованного ТД и коммуникатором *Sony-Ericsson P990 I*. При расчетах принималось, что максимумы УЗИП ТД и ноутбука, а также ТД и коммуникатора направлены друг на друга; другие данные были выбраны следующими: $(S/N)_д = 20$ *дБ*, $R_S = 2$ *бит/с*, $r_д = 12$ *м*.

Результаты расчетов по предложенному методу зоны обнаружения *Wi-Fi* канала представлены на рис. 3.

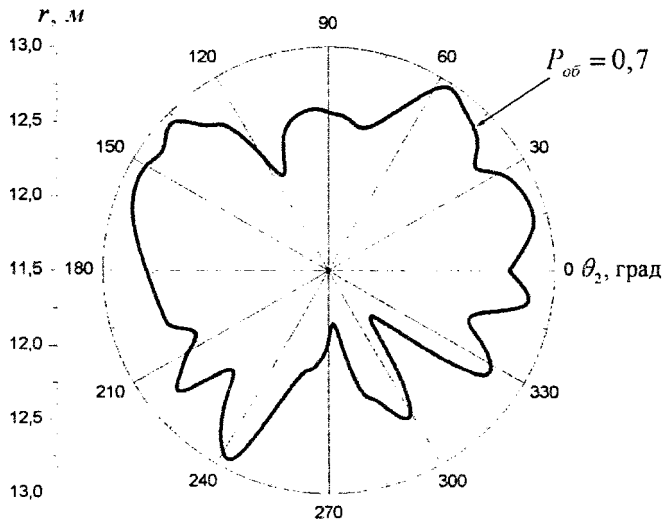



Рис. 3

В силу неравномерности УЗИП граница зоны обнаружения имеет сложную конфигурацию. В среднем же *Wi-Fi* канал с вероятностью $P_{об} = 0,7$ может быть обнаружен при удале-

нии приемника отводного канала на расстояние $r_{o_{CP}} = 12$ м. При этом минимальное и максимальное расстояние $r_o$ составляет величины 11,7 и 12,8 *м* соответственно.

Для расчета зоны обнаружения по предложенному выше методу тратится значительное время. Поэтому немаловажным является вопрос о снижении вычислительных затрат при оценке величины $P_{об}$. В рассматриваемом примере (рис. 3) неравномерность границы зоны обнаружения колеблется всего в пределах ~1,1 *м*. Это обстоятельство дает право предложить более простую методику расчетов. На заданном удалении $r_д$ и при $r_o = const$ строятся кривые $P_{об}(\theta_2)$ (рис. 4). Затем зона обнаружения определяется приближенно по критерию $P_{об} \geq 0,7$. Как видно из рис. 4, этот критерий выполняется при $r_o \approx 12$ *м*, что соответствует ранее полученному результату, изображенному на рис. 3.

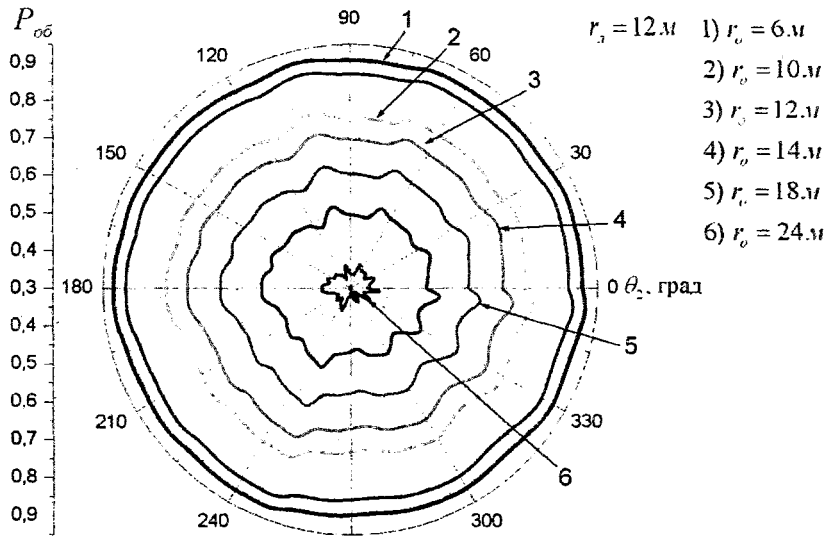



Рис. 4

**Выводы**

1. Предложен метод расчета радиоканала ЦСПИ с заданной вероятностью обнаружения, основанный на построении зоны обнаружения по критерию $P_{об} \geq 0,7$.

2. Показано, что при расчетах возникает необходимость использовать экспериментальные УЗИП.

3. Выяснено, что при слабой неравномерности границы зоны обнаружения расчеты можно упростить, не прибегая к поиску корней уравнений $P_{об} = f(r)$ при $\theta_{2i} = const$, а построив семейство кривых $P_{об}(\theta_2)$ при различных значениях $r_o$.

**Список литературы:** 1. *Barros J., Rodrigues M.R.D.* Secrecy capacity of wireless channels // In: 2006 IEEE International Symposium on Information Theory // IEEE Press, New York. – P. 356–360. 2. *Chrysikos T., Dagiuklas T., Kotsopoulos S.* A Closed-Form Expression for Outage Secrecy Capacity in Wireless Information-Theoretic Security // Proceedings of Security in Emerging Wireless Communication and Networking Systems (*SEWCN'09*). – Springer, 2010. – Vol. 42 of Lecture Notes in Computer Science. – P 3–12. 3. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е изд. : пер. с англ. – М. : Изд. дом «Вильямс», 2003. – С. 1104. 4. *Shokalo V.M., Strelnitskiy O.O., Tsopa O.I.* Approximate Model for Estimation of Efficiency and Noise Immunity of Branched Street and Corridor *Wi-Fi* and *WiMAX* Communication Channels // International journal «Telecommunication and Radio Engineering». – Begell House, 2009. – Vol. 68(17). – P. 1511–1528.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 25.02.2011*

# ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА АНТЕНН И МИКРОВОЛНОВЫХ УСТРОЙСТВ

**УДК 621.396.67:621.314.6**

*А.В. ГОМОЗОВ, канд. техн. наук, В.И. ГОМОЗОВ, д-р техн. наук,*
*В.М.ШОКАЛО, д-р техн. наук, Д.В. ГРЕЦКИХ, канд. техн. наук, Ш.Ф.А. АЛЬ–САМАРАЙ*

## ПЕРЕДАЮЩАЯ ПОДСИСТЕМА БЕСПРОВОДНОЙ ПЕРЕДАЧИ ЭНЕРГИИ К ТРУДНОДОСТУПНЫМ ОБЪЕКТАМ НА ОСНОВЕ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ С ФОКУСИРОВКОЙ ИЗЛУЧЕНИЯ. ЧАСТЬ 1

### Введение

Передающая подсистема беспроводной передачи энергии (БПЭ) преобразует энергию первичного источника в направленное излучение, которое приемной подсистемой преобразуется в постоянный ток, поступающий к потребителю.

Еще на начальном этапе становления электротехники идею БПЭ в США высказал Н. Тесла, получив в 1891 г. патент на изобретение "БПЭ (эффект Тесла)". Система БПЭ малой дальности при использовании переменного тока низкой частоты носителем излучаемой энергии по этому патенту была реализована при создании освещения Всемирной выставки в г. Чикаго 1 мая 1893 г. [1,2].

В начале 60-х годов XX века с созданием мощных генераторов сверхвысокой частоты (СВЧ) [3, 4 и др.] начался новый виток интереса к системам БПЭ. В первой половине XX века в СССР с учетом состояния и перспектив развития мощных СВЧ генераторов П.Л. Капица рассмотрел их применение при создании наземных систем БПЭ дальнего действия [5]. В Украине исследования по вопросам БПЭ начали проводиться в Киевском политехническом институте под руководством С.И. Тетельбаума [2]. Теоретические и экспериментальные исследования с переменным успехом продолжаются по настоящее время в экономически развитых странах мира: США, Канаде, Франции, СССР, Великобритании, Японии, России и др. [2, 6–14]. Обусловлено это тем, что развитие промышленности и индустриализация сельского хозяйства приводят к существенному увеличению потребления основных земных источников энергии и обостряют необходимость поиска альтернативных внеземных источников энергии. С последней четверти XX века главное внимание уделялось возможностям создания ректенн с размерами до 10×13 *км* и крупномасштабных мощных солнечных космических электростанций с дальностями передачи и приема СВЧ энергии до $4 \cdot 10^3$ *км* [2,15,16].

Среднемасштабные натурные демонстрационные эксперименты с поверхности Земли на летательные аппараты и между наземными объектами показали осуществимость систем БПЭ малой дальности. Для создания мощных солнечных космических электростанций необходимы крупномасштабные демонстрационные эксперименты по приему солнечной энергии и ее преобразованию в постоянный ток и энергию СВЧ излучения в крупноапертурных ректеннах космического базирования. Для подготовки и проведения таких экспериментов по оценке специалистов требовались бы десятки лет и сотни миллиардов долларов [2, 15, 16 и др.].

Однако выявилась принципиальная возможность создания систем БПЭ между наземными объектами на дальностях прямой видимости. Это достаточно для наземных систем БПЭ к труднодоступным объектам. К ним могут относиться объекты, размещаемые высоко в горах, на островах морей и крупных озер, а также в других местах, к которым по техническим, экономическим и другим причинам создание воздушных, надводных, подземных и подводных линий передачи электроэнергии невозможно или нецелесообразно.

Для таких систем БПЭ в известных работах не рассматривались целесообразные принципы работы, структуры излучаемых сигналов, варианты построения, обеспечение биологической безопасности операторов и населения, возможная производительность. Целью данной статьи является устранение этих пробелов.

## Целесообразность применения многопозиционной системы излучателей с фокусировкой одноступенчатых дискретных V-образных многочастотных импульсов

Для сокращения сеансов работы подсистем БПЭ нужны высокие энергетические характеристики электромагнитных излучений (ЭМИ). Это можно реализовать в многопозиционной системе излучателей (МСИ) с фокусировкой ЭМИ [17 - 20]. За последние два десятилетия опубликованы разработанные методы фокусировки ЭМИ с комбинированными способами управления сигналами излучателей вдоль апертур МСИ, плоских и выпуклых фазированных антенных решеток (ФАР). Эти методы имеют достоинства и недостатки. Рациональное сочетание их достоинств выявило новые возможности создания радиоэлектронных средств (РЭС) радиолокации и радиосвязи ближнего действия, скрытой связи между объектами в локальных областях пространства, средств функционального подавления и поражения (ФПП) РЭС радиолокации и радиосвязи, систем БПЭ и, в частности, систем БПЭ лучом СВЧ к труднодоступным объектам, размещаемых высоко в горах, на островах морей и крупных озер.

Обобщение и классификация с единых позиций методов фокусировки ЭМИ, рассматриваемых до этого разными авторами в силу объективных и субъективных причин независимо друг от друга, впервые были предприняты в 1985–1987 гг. с учетом принципов функционирования по используемым степеням свободы при управлении параметрами сигналов излучателей МСИ и ФАР [21, 22]. Известные в данное время методы фокусировки ЭМИ в монографии [23] предложено, как и ранее, классифицировать по используемым *многомерным* степеням свободы при управлении параметрами сигналов излучателей МСИ и ФАР. При этом известные методы фокусировки ЭМИ классифицируются на основе следующих *видов управлений*: **двухстепенных** пространственных временного (ПВ), фазового (ПФ) и частотного (ПЧ); **многостепенных взаимосогласованных** пространственных фазово-временного (ПФВ), частотно-временного (ПЧВ), фазово-частотного (ПФЧ), амплитудно-временного (ПАВ), амплитудно-фазового (ПАФ), амплитудно-частотного (ПАЧ), амплитудно-фазово-частотного (ПАФЧ), амплитудно-фазово-временного (ПАФВ), амплитудно-частотно-временного (ПАЧВ), фазово-частотно-временного (ПФЧВ), амплитудно-фазово-частотно-временного (ПАФЧВ).

Системы БПЭ к труднодоступным объектам должны обладать, наряду с высокими энергетическими характеристиками и производительностью, простотой реализации. В них заранее известны положения и центральные рабочие частоты передающей и приемной подсистем. Поэтому для снижения энергетических и временных потерь в них не должно быть сканирования СВЧ излучения. Компромиссное и наиболее эффективное решение этих требований возможно при использовании в их передающих подсистемах МСИ с ПФЧ фокусировкой одноступенчатых дискретных (ОСД) V-образных многочастотных (МЧ) радиоимпульсов [23, 24]. Такие МСИ создают большую спектральную плотность в максимумах ЭМИ без сканирования при обеспечении требуемых временных параметров пачек сфокусированных импульсов.

## Энергетические и временные характеристики МСИ с фокусировкой ОСД V-образных МЧ импульсов

В МСИ с фокусировкой ОСД V-образных МЧ сигналов за счет увеличения числа излучателей и снижения их мощностей можно обеспечить повышение общей мощности передающей подсистемы БПЭ и улучшение решения задачи биологической защиты операторов и местного населения на заданной дальности от МСИ. Система координат и положение излучателей в круге с радиусом $r_M$, равным полбазы МСИ($0{,}5L_{Y,Z} = r_M$, где $L_{Y,Z}$ – база апертуры МСИ по осям OX и OZ соответственно), с фокусировкой ЭМИ в точке $P_F(x_F,y_F,z_F)$ приведены на рис. 1.

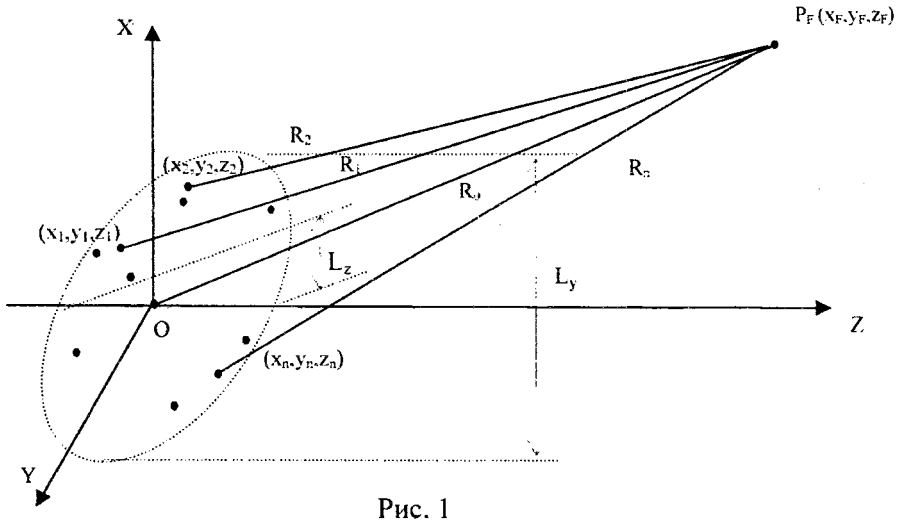



Рис. 1

Для указанных выше условий и типа МСИ можно записать [18 – 20, 23]:

$$E_{(2)}^{P,1}(x,y,z,t)=\left|\sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}}\frac{\sqrt{60\,P_n G_n}}{R_n}\exp\left\{-j\left[2\pi f_{0n(2)}^{P,1}\left(t-\frac{R_n}{c}\right)+\varphi_{0n(2)}^{P,1}\right]\right\}\right| ; \quad (1)$$

$$S_{(2)}^{P,1}(x,y,z,t)=\left|\sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}}\sqrt{\frac{P_n G_n}{4\pi R_n^2}}\exp\left\{-j\left[2\pi f_{0n(2)}^{P,1}\left(t-\frac{R_n}{c}\right)+\varphi_{0n(2)}^{P,1}\right]\right\}\right|^2, \quad (2)$$

где соответственно $E_{(2)}^{P,1}(x,y,x,t)$ и $S_{(2)}^{P,1}(x,y,z,t)$ – напряженность и спектральная плотность потока мощности ЭМИ в момент времени t; N – количество излучателей в МСИ; $P_n$ и $G_n$ – мощность и коэффициент усиления $n$-го излучателя; $R_n=[(x-x_n)^2+(y-y_n)^2+(z-z_n)^2]^{1/2}$ – расстояние до точки наблюдения от $n$-го излучателя; c – скорость света; $f_{0n(2)}^{P,1}$ и $\varphi_{0n(2)}^{P,1}$ – начальные частоты и фазы $n$-го излучателя. При этом индексы в обозначениях параметров формул (1) и (2) означают следующее: нижний индекс "2"–фокусируются V-образные МЧ радиоимпульсы; верхний индекс "P" – фокусировка осуществляется разнесенной МСИ; верхний индекс "1" – осуществляется внутриполосное воздействие на приемную подсистему БПЭ.

Распределение начальных частот источников излучения в МСИ с фокусировкой ОСД V-образных МЧ сигналов при небольшом числе источников излучения можно записать в упрощенном виде [23, 24]:

$$f_{0n(2)}^{P,1}=f_0+|n|\Delta F_n, \quad (3)$$

где $n \in \left[-\frac{N-1}{2},\ldots,0;\ 0,\ldots,\frac{N-1}{2}\right]$.

При этом же условии распределение начальных фаз излучателей для когерентного сложения электромагнитных полей (ЭМП) в точке фокусировки также можно записать в упрощенном виде [23, 24]:

$$\varphi_{0n(2)}^{P,1}=-2\pi f_{0n(2)}^{P,1}\left(\frac{z_F}{c}-\frac{R_{Fn}}{c}\right), \quad (4)$$

где $R_{Fn}=[(x_F-x_n)^2+(y_F-y_n)^2+(z_F-z_n)^2]^{1/2}$ – расстояние между точкой фокусировки и центром $n$-го излучателя с координатами $P_F(x_F,y_F,z_F)$ и $(x_n,y_n,z_n)$.

Без ущерба для основных закономерностей расчеты по (1) – (4) в [19, 23] выполнены для МСИ при следующих параметрах: N=33, $P_п$=10 *кВт*, $P_{ИЗЛ}=P_пN$=330 *кВт* и $L_{Y,Z}=2r_M=10^3$ *м*, где $P_{ИЗЛ}$ – мощность излучения МСИ.

Полученные при этом распределения начальных частот и фаз по апертуре МСИ с такими параметрами для случая равномерного размещения ее излучателей по оси 0X, рассчитанные по соотношениям (3) и (4), приведены на рис. 2 и 3.

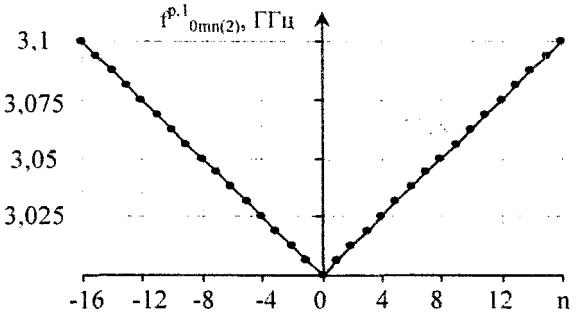



Рис. 2

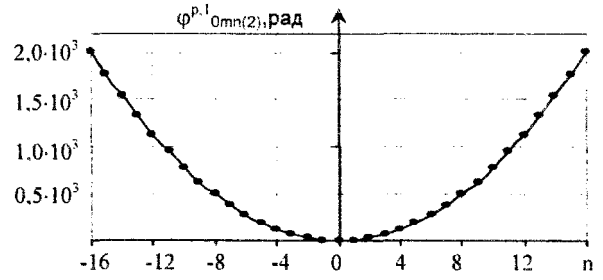



Рис.3

При расчетах сфокусированных ЭМИ введены приведенные координаты: $x^M= x/L_X$, $y^M=y/L_Y$ и $z^M=z/L_Z$. Результаты расчетов $S^{p,1}_{(2)}$ по (2) при принятых исходных параметрах МСИ в точках $z_F^M$=14 и 24 приведены на рис. 4 и 5 [23, 26].

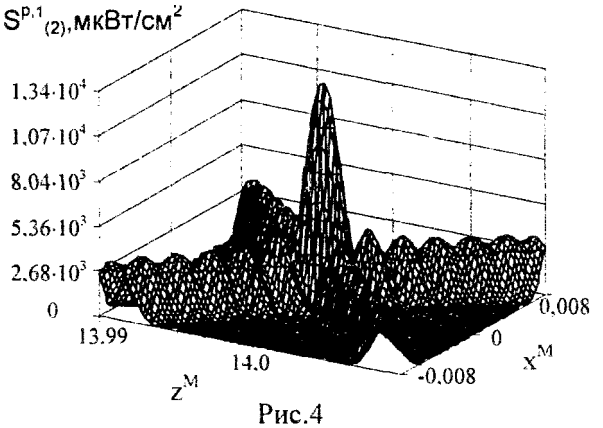



Рис.4

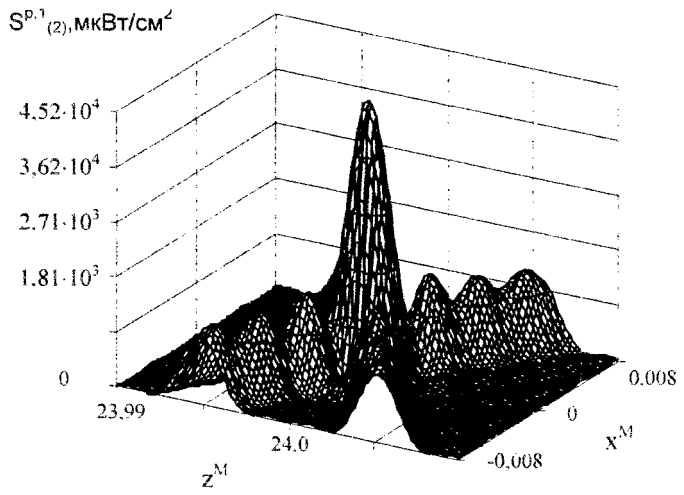



Рис.5

Распределения нормированных значений плотности потока мощности излучения ЭМИ $S_{H(2)}$ по оси OZ (где $S_{H(2)} = S^{p.1}{}_{(2)} / S^{p.1}{}_{(2)}$ max) в МСИ для аналогичных условий в окрестности точек $z_F^M=4$, $z_F^M=14$ и $z_F^M=24$ приведены на рис. 6 – 8.

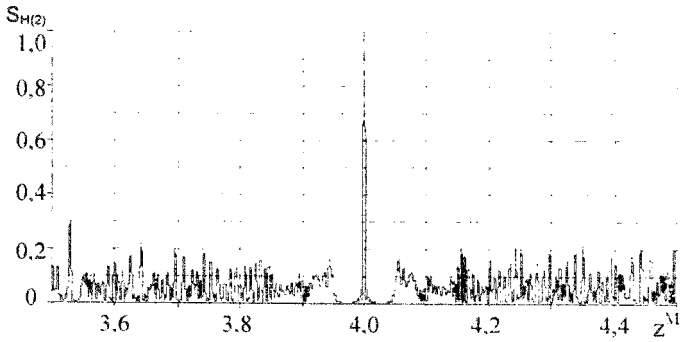



Рис. 6

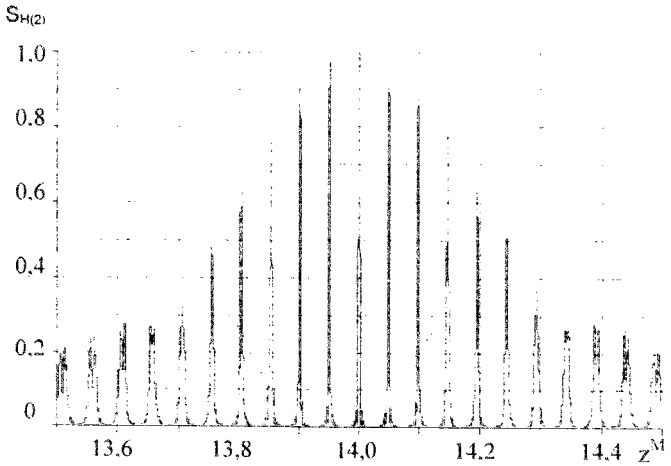



Рис. 7

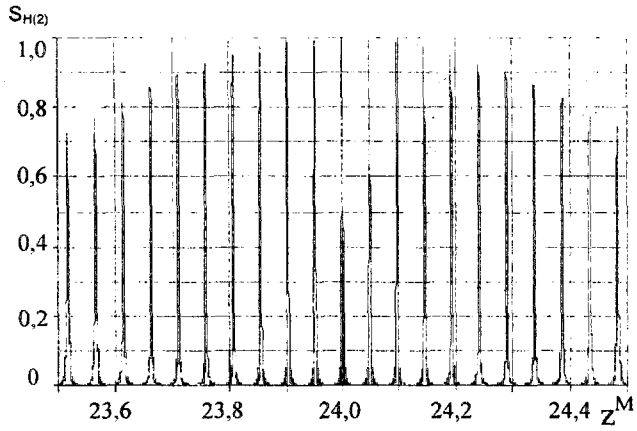



Рис. 8

Анализ результатов подробного моделирования, полученных в [23–26] и в качестве характерных примеров, представленных на рис. 6–8, показывает, что при выборе точки фокусировки на дальности $z_F^M \leq 4$ и использовании в МСИ ПФЧ фокусировки ОСД V-образных МЧ сигналов с распределениями их частот и фаз вида (3) и (4) формируется только одиночный ПВИ (рис. 6) так же, как и в плоской ФАР [25], без углового сканирования.

Сравнительно большие получаемые в этом случае боковые лепестки в окрестности центрального пика при его расположении на расстоянии до $z_F^M=4$ могут существенно уменьшаться за счет увеличения числа излучателей в МСИ до $N \geq 100...300$ [23, 25].

С увеличением дальности до точки фокусировки в пространстве создается последовательность ПВИ (рис.7 и 8), длительность, период следования и скважность которых равны $\tau_{ПВИ(2)} \approx 1/\Delta F_{max}$, $T_{ПВИ(2)}=1/\Delta F_n$, $Q_{ПВИ(2)}=T_{ПВИ(2)}/\tau_{ПВИ(2)}$ и $Q_{ПВИ(2)}=\Delta F_{max}/\Delta F_n$, а число сфокусированных импульсов в периодических последовательностях растет с увеличением $z_F$.

В [23–26] вариационным способом получено эмпирическое выражение для определения требуемого количества k сфокусированных ПВИ в МСИ с фокусировкой ОСД V-образных МЧ сигналов:

$$[kcQ_{ПВИ(2)} /\Delta F_{max(2)}] \leq [K^2_{qF(2)} \lambda z^2_F /K_{Иа(2)} (2r_M)^2], \quad (5)$$

где k – число импульсов в последовательности ПВИ; q=2-индекс, указывающий на использование V-образных МЧ сигналов; $K_{1F(2)}=3,5...1,2$-коэффициенты расширения по времени и линейной протяженности ПВИ, если $z_F^M=2...4$, или $K_{2F(2)}=1$, если $z_F^M \geq 5$; $K_{иа(2)} \approx 0,8$-коэффициент использования эквивалентной геометрической площади апертуры МСИ.

Выше приведены историческая справка и результаты теоретического анализа целесообразности создания передающих подсистем БПЭ к труднодоступным объектам на основе МСИ с фокусировкой ОСД V-образных МЧ сигналов.

Возможности реализации таких систем БПЭ излагаются в последующей части 2 данной статьи.

**Список литературы**: 1. *Никола Тесла* // 100 человек, которые изменили ход истории. – М. : ООО « Де Агостини», 2009. – Вып. № 93. 31 с. 2. *Шокало В.М., Лучанинов А.И., Рыбалко А.М., Грецких Д.В.* Крупноапертурные антенны - выпрямители систем БПЭ микроволновым лучом – Харьков : Коллегиум, 2006. – 308 с. 3. *Boot H.A.* Магнетроны с длинным анодом // Электронные СВЧ приборы со скрещенными полями / под общей ред. М.М. Федорова. – М. : ИИЛ, 1961. – Т. 2.–С. 236–248. 4. *Гарбер И.С., Давыдов С.Д., Ерган А.И., Колпаков Н.Д.* Проектирование радиолокационных передатчиков / под ред. А.И. Ергана. – Харьков : АРТА СА им. Говорова Л.А., 1961. – 278 с. 5. *Капица П.Л.* Эксперимент. Теория. Практика. – М. : Наука, 1977. – 352 с. 6. *Brown W.C.* Experimental involving a microwave beam to powe and position a helicopter // IEEE Trans. V. AES–5. – 1969. – № 9. – 692 p. 7. *Грилихес В.А.* Солнечные космические электростанции. – Л. : Наука, 1977. – 186 с. 8. *Нейлос Э. Дж.* Новые разработки в области направленной передачи электромагнитной энергии // ТИИЭИР. – 1978. – Т.66,

№ 3. – С. 5-22. 9. *Gutmann R.J., Borrego J.M.* Power combining in an array of microwave power rectifiers // IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 1979. – V. MTT–27. № 12. – P. 958–968. 10. *Ремезов Б.А., Классен В.И., Шишлов А.В.* Выпрямительные антенны // Зарубежная радиоэлектроника. – 1980. – №5. – С. 79-89. 11. *Brown W.C.* The history of power transmssion by radio waves // IEEE Trans. – 1984. – V. MTT–32. № 9. – P. 1230–1242. 12. *Егоров А.Н., Каямыков А.И.* и др. Экспериментальное исследование эффективности элементов антенны-выпрямителя (ректенны) // Радиотехника и электроника. – 1983. – №3. – С. 613-615. 13. *Книжник Р.С., Кочубей А.Н.* Передача энергии пучком СВЧ радиоволн и солнечные космические электростанции // Зарубежная радиоэлектроника. – 1983. – № 7. – С. 75-84. 14. *Егоров А.Н.* Об эффективности передачи энергии электромагнитным пучком и преобразования ее в ректенне // Радиотехника и радиоэлектроника. – 1985. – №. 4. –С. 805–811. 15. *Шифрин Я.С., Шокало В.М., Лучанинов А.И* .и др. Исследования по беспроводной передаче энергии в Харьковском национальном университете радиоэлектроники // Сб. науч. трудов по материалам 1-го Междунар. радиоэлектронного Форума "Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития", МРФ-2002, Ч.1. – Харьков : ХНУРЭ, АН ПРЭ, 2002. – С. 236-239. 16. *Ванке В.А., Лопухин В.М., Саввин В.Л.* Проблемы солнечных космических электростанций // Успехи физических наук. – 1977. – Т. 123, вып. 4. –С. 633–657. 17. *Александров В.А., Бабков Ю.П., Гомозов А.В,* и др. Формирование мощных радиоимпульсов в заданном объеме пространства при совместной работе нескольких РЛС для ФПП РЭС // Сб. науч. тр. – Харьков : ВИРТА ПВО, 1992. – Вып. 31. – С. 180–191. 18. *Гомозов В.И., Гомозов А.В., Титов С.В.* ПФЧ фокусировка сигналов в плоских ФАР при V-образной дискретизации частот // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2001. – Вып. 122. – С. 201-207. 19. *Гомозов В.И., Гомозов А.В., Титов С.В.* Фокусировка ЭМИ на основе ПФЧВ управления сигналами в ФАР и разнесенных системах излучателей // Сб. науч. трудов по материалам 1-го Междунар. радиоэлектронного Форума "Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития". МРФ-2002 (8-10 октября 2002 г.). Ч.2. – Харьков : ХНУРЭ, 2002. – С. 435-438. 20. *Гомозов В.И., Гомозов А.В., Титов С.В.* ПАФЧ фокусировка излучения при многоступенчатом V-образном распределении частот по апертурам МСИ // Прикладная радиоэлектроника. – Харьков : АН ПРЭ, ХНУРЭ. – 2006. – Т. 5, № 4 – С. 477-480. 21. *Gomozov V.I.* Spatial–Frequency–Phase–Time Modulation of radio Pulses in transmitting PPA // Тез. докл. Междунар. конф. "Теория и техника антенн " (МКТТА–95), г. Харьков, Украина, ноябрь, 1995. 22. *Gomozov V.I.* Technology of Mikrowave Radiation Focusing // 6-th International Symposium on Recent Advances in Microwave Technoogy (SRAMT-97). Beijing, China, A1-6, 1997. 23. *Гомозов А.В., Гомозов В.И., Ермаков Г.В., Титов С.В.* Фокусировка электромагнитного излучения и ее применение в радиоэлектронных средствах СВЧ / под ред. В.И. Гомозова.-Харьков : КП «Городская типография», 2011. – 330 с. 24. *Гомозов В.И., Гомозов А.В., Титов С.В.* и др. ПФЧ фокусировка сигналов в цилиндрических ФАР при V-образной дискретизации частот // Радиотхника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2002. – Вып. 127. – С. 42-49. 25. *Гомозов В.И., Гомозов А.В.* Новый метод фокусировки электромагнитных излучений // Антенны. – 2001. – № 3 (49). – С. 54-60. 26. *Гомозов В.И., Гомозов А.В., Титов С.В.* ПАФЧ фокусировка излучения при многоступенчатом V-образном распределении частот по апертурам МСИ // Прикладная радиоэлектроника. –Харьков : АН ПРЭ, ХНУРЭ, 2006. – Т. 5, № 4. – С. 477–480.

*Харьковский национальный*
*университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 14.03.2001*

УДК 621.396.67

*В.В. ДОЛЖИКОВ, д-р физ.-мат. наук*

# КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЯ НА ФОКАЛЬНОЙ СФЕРЕ КРУГЛОЙ СФОКУСИРОВАННОЙ АПЕРТУРЫ

## 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 настоящей 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 радиуса $R$, сфокусированную в зону Френеля. Как показано в [2], поле данной антенны в приближении Френеля можно представить в виде

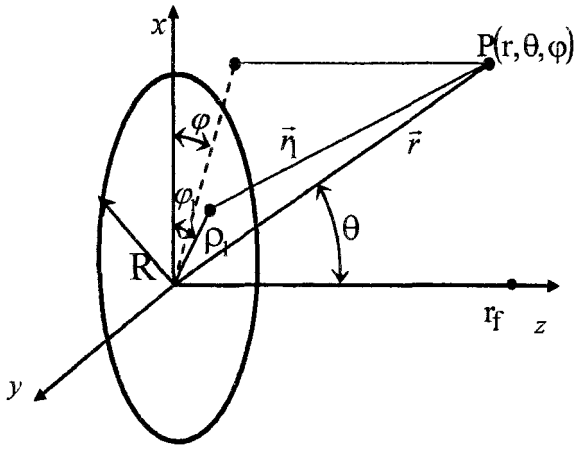



Рис.1

$$E_0(\zeta,\psi)=\frac{2}{\chi_0}\int_0^1 e^{i2\zeta u^2}J_0(u\psi)u\,du. \quad (1)$$

Входящие в (1) безразмерные переменные $\psi, u, \chi$ и $\zeta$ связаны с реальными координатами системы (см. рис.1) следующими соотношениями: $\psi = kR\sin\theta$, $u=\rho_1/R$, $\chi = r/r_{\text{äç}}$ и $\zeta=\frac{\pi}{16\chi_0}\left(1-\frac{\chi_0}{\chi}\right)$. Здесь $k=2\pi/\lambda$ – волновое число; $\lambda$ – длина волны в свободном пространстве, $r_{\text{ä.ç}}=8R^2/\lambda$ – расстояние до границы дальней зоны, $\chi_0$ – нормированное значение фокусного расстояния.

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

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

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

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

где числитель дроби в показателе экспоненты – квадрат расстояния между точками с координатами $u,\varphi_1$ и $u',\varphi_1'$, а знаменатель – квадрат радиуса корреляции $c$ в относительных единицах, связанный с радиусом корреляции фазовых флуктуаций $\rho_0$ соотношением $c=\rho_0/R$.

Тогда усредняя соотношение (2) получим [2]:

$$\overline{E(\zeta,\psi,\varphi)}=\frac{1}{\chi}e^{-\frac{\alpha}{2}}F_0(\zeta,\psi), \qquad (3)$$

где $F_0(\zeta,\psi)=2\int_0^1 e^{i2\zeta u^2}J_0(\psi u)udu$.

Соотношения (2) и (3) являются исходными для определения корреляционных характеристик поля антенны с круглой апертурой.

## 2. Корреляция компонент комплексного поля

### 2.1. Общие соотношения

В рамках корреляционной теории флуктуации поля с точностью до множителя $\left(i\pi E_A e^{-ikr}/8\right)$

$$\begin{aligned}\delta E(\zeta,\psi,\varphi)&=E(\zeta,\psi,\varphi)-\overline{E(\zeta,\psi,\varphi)}=\\&=\frac{1}{\pi\chi_0}\left(1-\frac{16\chi_0}{\pi}\zeta\right)\int_0^{2\pi}\int_0^{2\pi}e^{i\left[2\zeta u^2+u\psi\cos(\varphi-\varphi_1)\right]}\left[e^{i\Phi(u,\varphi_1)}-e^{-\frac{\alpha}{2}}\right]d\varphi_1 udu=,\\&=A(\zeta,\psi,\varphi)+iB(\zeta,\psi,\varphi),\end{aligned} \qquad (4)$$

где

$$A(\zeta,\psi,\varphi)=\mathrm{Re}\,\delta E(\zeta,\psi,\varphi),\ B(\zeta,\psi,\varphi)=\mathrm{Im}\,\delta E(\zeta,\psi,\varphi) \qquad (5)$$

- реальная и мнимая части флуктуаций поля, описываются корреляционной матрицей второго порядка [4]

$$\mathbf{K}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)=\begin{pmatrix}K_{AA_1}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1) & K_{AB_1}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)\\ K_{BA_1}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1) & K_{BB_1}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)\end{pmatrix}, \qquad (6)$$

где $K_{AA_1}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)$ и $K_{BB_1}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)$ – корреляционные функции, а $K_{AB_1}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)$ и $K_{BA_1}(\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)$ – взаимные корреляционные функции реальной и мнимой частей (компонент) флуктуаций поля.

В случае, когда $\psi \neq \psi_1$, $\zeta \neq \zeta_1$, $\varphi \neq \varphi_1$, корреляционная матрица (6) характеризует корреляционную связь между флуктуациями поля в произвольных точках $(\zeta, \psi, \varphi)$ и $(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)$. Эта же матрица **K** при $\zeta = \zeta_1$, но $\varphi \neq \varphi_1$, $\psi \neq \psi_1$ будет характеризовать корреляцию между флуктуациями поля в поперечном направлении (в точках, лежащих на сфере радиуса $\zeta$, а при $\zeta = \zeta_1 = 0$ на фокальной сфере). При $\psi = \psi_1 = 0$ – она характеризует корреляционную связь флуктуаций поля в продольном направлении (вдоль фокальной оси). Если же $\psi = \psi_1$, $\zeta = \zeta_1$, $\varphi = \varphi_1$, то диагональные элементы матрицы **K** определяют дисперсию $\sigma_A^2(\zeta, \psi, \varphi)$, $\sigma_B^2(\zeta, \psi, \varphi)$, а недиагональные – взаимную корреляционную функцию $K_{AB}(\zeta, \psi, \varphi)$ реальной и мнимой компонент флуктуаций поля в точке с координатами $\zeta, \psi, \varphi$.

Отметим, что если флуктуации поля ИС распределены по нормальному закону, то статистическое описание функции $\delta E(\zeta, \psi, \varphi)$ с помощью матрицы **K** будет исчерпывающим. Нормальный закон распределения флуктуаций поля будет иметь место в случае малых фазовых флуктуаций в апертуре или в случае, когда радиус корреляции этих флуктуаций много меньше размера ИС [4].

Введем, следуя [4], вспомогательные корреляционные функции

$$K_1(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = \overline{\delta E(\zeta, \psi, \varphi) \cdot \delta E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} = \\ = \overline{E(\zeta, \psi, \varphi) \cdot F^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} - \overline{E(\zeta, \psi, \varphi)} \cdot \overline{E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)}, \tag{7}$$

$$K_2(\zeta, \psi, \varphi, \zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = \delta E(\zeta, \psi, \varphi) \cdot \delta E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1) = \\ = \overline{E(\zeta, \psi, \varphi) \cdot E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} - \overline{E(\zeta, \psi, \varphi)} \cdot \overline{E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)}, \tag{8}$$

где * – 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 поля:

$$K_1(\zeta, \psi, \varphi) = \overline{|\delta E(\zeta, \psi, \varphi)|^2} = \overline{|F(\zeta, \psi, \varphi)|^2} - |\overline{F(\zeta, \psi, \varphi)}|^2, \tag{9}$$

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

При принятой в данной работе статистике фазовых флуктуаций первые слагаемые в правой части (7) и (8) имеют вид:

$$\overline{E(\zeta, \psi, \varphi) \cdot E^*(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} = \frac{e^{-\alpha}}{\chi(\zeta)\chi_1(\zeta_1)} \times \\ \times \left\{ E_0(\zeta, \psi) \cdot E_0^*(\zeta_1, \psi_1) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(+1)^n \alpha^n}{n!} T_n^{(1)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) \right\}, \tag{10}$$

$$\overline{E(\zeta, \psi, \varphi) \cdot E(\zeta_1, \psi_1, \varphi_1)} = \frac{e^{-\alpha}}{\chi(\zeta)\chi_1(\zeta_1)} \cdot \times \\ \times \left\{ E_0(\zeta, \psi) \cdot E_0(\zeta_1, \psi_1) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n \alpha^n}{n!} T_n^{(2)}(c_n, \zeta, \psi, \zeta_1, \psi_1, \Delta\varphi) \right\} \tag{11}$$

Здесь $c_n = c/\sqrt{n}$, $\Delta\varphi = \varphi - \varphi_1$, $\chi(\zeta) = \frac{1}{\chi_0}\left(1 - \frac{16\pi}{\pi}\zeta\right)$ и согласно (П.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

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

Подставляя (10), (11) в (7), (8) и учитывая (3), получаем

$$K_{1,2}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi) = \frac{1}{\chi(\zeta)\chi_1(\zeta_1)} e^{-\alpha}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(\pm 1)^n \alpha^n}{n!} T_n^{(1),(2)}(c_n,\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi). \quad (13)$$

В общем случае, как следует из (12) и (13), $K_1$ и $K_2$ – комплексные функции. Следовательно, в зоне Френеля вещественная и мнимая части флуктуаций поля коррелированны, в отличие от дальней зоны, где они не коррелированны [4].

Определим элементы корреляционной матрицы через введенные корреляционные функции $K_{1,2}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)$. При этом далее аргументы у $K_{1,2}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)$ и $K_{AA,BB,AB,BA}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)$ для краткости будут опускаться. Так как

$$K_1 = \overline{\delta E(\zeta,\psi,\varphi)\cdot\delta E^*(\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)} = \overline{\left[(A+iB)\cdot(A_1+iB_1)^*\right]} =$$

$$= \overline{\left[(AA_1+BB_1)+i(BA_1-AB_1)\right]} = \left(K_{AA_1}+K_{BB_1}\right)+i\left(K_{BA_1}-K_{AB_1}\right) \quad (14)$$

и аналогично

$$K_2 = \overline{\delta F(\zeta,\psi,\varphi)\cdot\delta F(\zeta,\psi,\varphi)} = \left(K_{AA_1}+K_{BB_1}\right)+i\left(K_{BA_1}+K_{AB_1}\right), \quad (15)$$

то

$$K_{AA_1,BB_1} = \frac{\mathrm{Re}\,K_1 \pm \mathrm{Re}\,K_2}{2}, \quad K_{BA_1,AB_1} = \frac{\mathrm{Im}\,K_2 \pm \mathrm{Im}\,K_1}{2} \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (16)$$

Нормированные корреляционные функции флуктуаций комплексного поля и его компонент определяются выражениями:

$$R(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi) = \frac{K_1(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)}{\sigma_1(\zeta,\psi)\sigma_1(\zeta_1,\psi_1)},$$

$$R_{AA_1,BB_1}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi) = \frac{K_{AA_1,BB_1}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)}{\sigma_{A,B}(\zeta,\psi)\sigma_{A_1,B_1}(\zeta_1,\psi_1)}, \quad (17)$$

$$R_{AB_1,BA_1}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi) = \frac{K_{AB_1,BA_1}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)}{\sigma_{A,B}(\zeta,\psi)\sigma_{B_1,A_1}(\zeta_1,\psi_1)},$$

где

$$\sigma_1(\zeta,\psi) = \sqrt{K_1(\zeta,\psi,\zeta,\psi,\Delta\varphi=0)}, \quad \sigma_{A,B}(\zeta,\psi) = \sqrt{K_{AA,BB}(\zeta,\psi,\zeta,\psi,\Delta\varphi=0)}.$$

Полученные соотношения справедливы при произвольной величине фазовых флуктуаций на апертуре и любом соотношении между их радиусом корреляции и размером ИС. Рассмотрим ряд частных случаев.

### 2.2. Корреляция компонент поля на фокальной сфере

Для точек на фокальной сфере корреляционные функции будем записывать с верхним индексом "$\perp$" – например, $K^{\perp}_{1,2}$, $K^{\perp}_{AA_1}$, $K^{\perp}_{BB_1}$, $K^{\perp}_{AB_1}$ и т.д.

Полагая $\zeta = \zeta_1 = 0$ и опуская в перечне аргументов нули, для $T_n^{(1),(2)}(c_n, \psi, \psi_1, \Delta\varphi)$ получим из (12):

$$T_n^{(1),(2)}(c_n, \psi, \psi_1, \Delta\varphi) = 4 \sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m})(\pm 1)^m \cos(m\Delta\varphi) S_m(c_n, \psi, \psi_1), \quad (18)$$

где $S_m(c_n, \psi, \psi_1) = S_m^{(1),(2)}(c_n, 0, \psi, 0, \psi_1)$ и равна

$$S_m(c_n, \psi, \psi_1) = \int_0^1 \int_0^1 e^{-\frac{u^2+u_1^2}{c_n^2}} I_m\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right) J_m(\psi u) J_m(\psi_1 u_1) uu_1 du du_1. \quad (19)$$

Так как $S_m(c_n, \psi, \psi_1)$ – вещественные функции, то и $K^{\perp}_{1,2}(\psi, \psi_1, \Delta\varphi)$ – также вещественная функция. Тогда из (14) и (15) следует, что взаимные поперечные[1] корреляционные функции

$$K^{\perp}_{BA_1, AB_1} = 0. \quad (20)$$

Таким образом, вещественные и мнимые части флуктуаций поля на фокальной сфере не коррелированны при любых значениях $\alpha$, $c$ и фокусного расстояния. Аналогичным свойством обладают флуктуации поля в дальней зоне ЛИС [4].

Поперечные (угловые) корреляционные функции вещественных и мнимых компонент флуктуаций поля при этом равны:

$$K^{\perp}_{AA_1, BB_1}(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = \left[K_1^{\perp}(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) \pm K_2^{\perp}(\psi, \psi_1, \Delta\varphi)\right]/2. \quad (21)$$

Нормированные корреляционные функции для реальной и мнимой частей поля имеют вид

$$R^{\perp}_{AA_1, BB_1}(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = \frac{K_1^{\perp}(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) \pm K_2^{\perp}(\psi, \psi_1, \Delta\varphi)}{\sqrt{\left[K_1^{\perp}(\psi, \psi) \pm K_2^{\perp}(\psi, \psi)\right] \cdot \left[K_1^{\perp}(\psi_1, \psi_1) \pm K_2(\psi_1, \psi_1)\right]}}, \quad (22)$$

где

$$K_1^{\perp}(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) \pm K_2(\psi, \psi_1, \Delta\varphi) = \frac{4}{\chi_0^2} e^{-\alpha} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\alpha^n}{n!} \sum_{m=0}^{\infty} (2 - \delta_{0m}) \left[1 \pm (-1)^{m+n}\right] \times \cos(m\Delta\varphi) S_m(c_n, \psi, \psi_1) \quad (23)$$

и $S_m(c_n, \psi, \psi_1)$, определено в (19).

Положение точки наблюдения на фокальной сфере определяется двумя координатами $\theta$ и $\varphi$ ($\psi$ и $\varphi$). При изучении зависимости корреляционных свойств поля от обобщенной угловой координаты $\psi$ будем рассматривать точки, для которых $\Delta\varphi = 0$ (точки расположены по одну сторону от фокальной оси) или $\Delta\varphi = \pi$ (точки расположены симметрично по разные

[1] Здесь и далее вместо термина «корреляционные функции в поперечном направлении» будем использовать менее корректный, но более краткий термин – «поперечные корреляционные функции» и вместо «корреляционные функции в радиальном направлении» - «радиальные» корреляционные функции.

стороны фокальной оси). Проведем анализ корреляционных свойств поля на фокальной сфере для ряда частных случаев.

***Радиусы корреляции малы.*** В случае малых радиусов корреляции ($c<<1$) для $S_m(c_n,\psi,\psi_1)$, определенного формулой (19), согласно приложению (П.10), имеет место представление:

$$S_m(c_n,\psi,\psi_1)=\frac{c_n^2}{2}S_m^{(0)}(\psi,\psi_1), \tag{24}$$

где

$$S_m^{(0)}(\psi,\psi_1)=\frac{\psi J_{m+1}(\psi)J_m(\psi_1)-\psi_1 J_m(\psi)J_{m+1}(\psi_1)}{\psi^2-\psi_1^2}.$$

Корреляционные функции $K_{1,2}^{\perp}(\psi,\psi_1,\Delta\varphi)$ тогда принимают вид

$$K_{1,2}^{\perp}(\psi,\psi_1,\Delta\varphi)=\frac{2c^2}{\chi_0^2}e^{-\alpha}M_{1,2}(\alpha)\sum_{m=0}^{\infty}(\pm1)^m(2-\delta_{0m})\cos(m\Delta\varphi)S_m^{(0)}(\psi,\psi_1), \tag{25}$$

где верхний знак относится к $K_1^{\perp}(\psi,\psi_1,\Delta\varphi)$, а нижний – к $K_2^{\perp}(\psi,\psi_1,\Delta\varphi)$,

$$M_{1,2}(\alpha)=\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(\pm1)^n\alpha^n}{n!n}=\begin{cases}Ei(\alpha)-\ln\alpha-\gamma\\ \Gamma(0,\alpha)-\ln\alpha-\gamma\end{cases}. \tag{26}$$

В (26) $Ei(\alpha)$ – интегральная показательная функция, $\Gamma(0,\alpha)=\int_{\alpha}^{\infty}\left(e^{-t}/t\right)dt$ - неполная гамма-функция [6], $\gamma$ – постоянная Эйлера.

Рассмотрим флуктуации в точках главного сечения пространственного распределения поля, лежащих по одну сторону от фокальной оси $(\Delta\varphi=0)$.

Учитывая, что

$$\sum_{m=0}^{\infty}(2-\delta_{om})S_m^{(0)}(\psi,\psi_1)=\frac{J_1(\psi-\psi_1)}{\psi-\psi_1},\quad \sum_{m=0}^{\infty}(-1)^m(2-\delta_{om})S_m^{(0)}(\psi,\psi_1)=\frac{J_1(\psi+\psi_1)}{\psi+\psi_1}$$

из (25) находим

$$K_{1,2}^{\perp}(\psi,\psi_1,0)=\frac{2c^2}{\chi_0^2}e^{-\alpha}M_{1,2}(\alpha)\frac{J_1(\psi\mp\psi_1)}{(\psi\mp\psi_1)},\quad \sigma^{\perp 2}(\psi,\psi,0)=\frac{c^2}{\chi_0^2}e^{-\alpha}M_1(\alpha). \tag{27}$$

Последнее выражение определяет дисперсию флуктуаций комплексного поля, из которого следует, что эти флуктуации при малых радиусах корреляции фазовых ошибок статистически однородны (дисперсия не зависит от координат).

Из (27) и (26) для корреляционных функций вещественной и мнимой компонент флуктуаций поля и их дисперсий получим:

$$K_{AA_1,BB_1}^{\perp}(\psi,\psi_1,0)=\frac{1}{2\chi_0^2}c^2e^{-\alpha}M_1(\alpha)\left[\frac{J_1(\psi-\psi_1)}{\psi-\psi_1}\pm M_0(\alpha)\frac{J_1(\psi+\psi_1)}{\psi+\psi_1}\right], \tag{28}$$

$$\sigma_{A,B}^{\perp\,2}(\psi,\psi)=\frac{1}{4\chi_0^2}c^2e^{-\alpha}M_1(\alpha)\left[1\pm M_0(\alpha)\frac{J_1(2\psi)}{\psi}\right]. \tag{29}$$

Величина $M_0(\alpha)$, определенная соотношением

$$M_0(\alpha)=\sum_{n=1}^{\infty}(-1)^n\frac{\alpha^n}{n!n}\Big/\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\alpha^n}{n!n}=\frac{M_2(\alpha)}{M_1(\alpha)}, \tag{30}$$

отрицательна и модуль её монотонно уменьшается с ростом $\alpha$. Для малых $\alpha$ это следует из асимптотического разложения $M_0(\alpha)$ при $\alpha << 1$:

$$M_0(\alpha) \approx -(1-0.5\alpha).$$

Для более широкого интервала значений $\alpha$ график $|M_0(\alpha)|$ представлен на рис. 2.

Нормированные корреляционные функции флуктуаций комплексного поля и их компонент при этом имеют вид:

$$R^{\perp}(\psi,\psi_1,0) = \frac{2J_1(\psi-\psi_1)}{\psi-\psi_1}, \tag{31}$$

$$R^{\perp}_{AA_1,BB_1}(\psi,\psi_1,0) = \frac{2\{J_1(\psi-\psi_1)/(\psi-\psi_1) \pm M_0(\alpha)[J_1(\psi+\psi_1)/\psi+\psi_1]\}}{\sqrt{1\pm M_0(\alpha)J_1(2\psi)/\psi}\sqrt{1\pm M_0(\alpha)J_1(2\psi_1)/\psi_1}}. \tag{32}$$

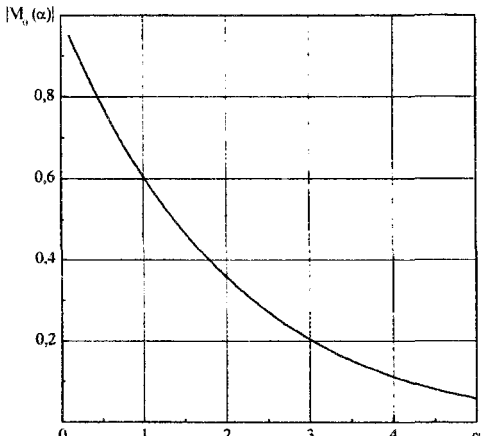



Рис. 2.

Если точки $\psi$ и $\psi_1$ разнесены более чем на 3.82, независимо от их абсолютных значений, то флуктуации комплексного поля в них практически не коррелированны, поскольку $R^{\perp}(\psi,\psi_1,0) < 0.1$ (рис. 3). Так как при $c << 1$ поле распределено нормально, это означает, что флуктуации поля в этих точках статистически независимы.

При расположении точек $\psi$ и $\psi_1$ вне главного лепестка (фокального пятна) $(\psi \grave{e} \psi_1 > 3.82)$ корреляционные функции вещественной и мнимой компо-

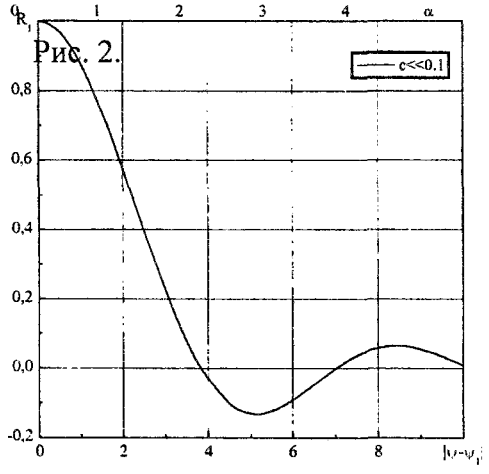



Рис. 3

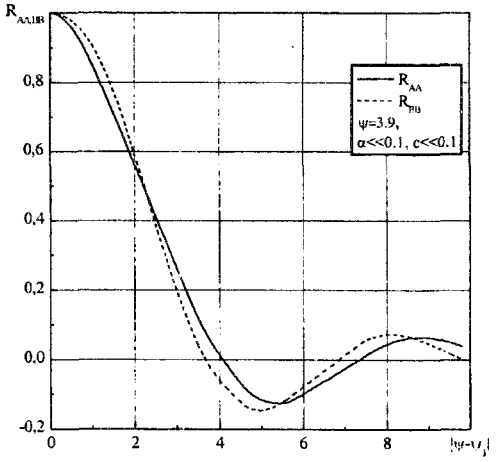



Рис. 4

нент флуктуаций поля в них имеют близкие значения (рис. 4). Их близость тем больше, чем больше дисперсия флуктуаций фазы в раскрыве. Так как с ростом $\alpha$ величина $M_0(\alpha)$ монотонно уменьшается (рис.2),то $R^{\perp}_{AA_1}(\psi,\psi_1,0) \approx \approx R^{\perp}_{BB_1}(\psi,\psi_1,0) = 0.5R^{\perp}(\psi,\psi_1,0)$.

Заметим, что такими же свойствами обладают корреляционные функции для линейных ИС [4].

Случай симметричного относительно фокуса расположения точек наблюдения рассмотрен ниже.

***Флуктуации малы*** ($\alpha << 1$). В этом случае в выражениях для корреляционных функций $K^{\perp}_{1,2}(\psi,\psi_1,\Delta\varphi)$ на плоскости $\Delta\varphi = 0$ достаточно ограничиться членами первого порядка малости по $\alpha$:

$$K^{\perp}_{1,2}(\psi,\psi_1,0) = \pm\frac{4}{\chi_0^2}\alpha\sum_{m=0}^{\infty}(\pm 1)^m(2-\delta_{0m})S_m(c,\psi,\psi_1), \tag{33}$$

где $S_m(c,\psi,\psi_1)$ для произвольных $c$ определено в (19).

Корреляционные функции вещественных и мнимых частей при этом примут вид:

$$K^{\perp}_{AA_1}(\psi,\psi_1,0) = \frac{4}{\chi_0^2}\alpha\sum_{m=0}^{\infty}S_{2m+1}(c,\psi,\psi_1), \tag{34}$$

$$K^{\perp}_{BB_1}(\psi,\psi_1,0) = \frac{4}{\chi_0^2}\alpha\sum_{m=0}^{\infty}(2-\delta_{0m})S_{2m}(c,\psi,\psi_1), \tag{35}$$

Для дисперсий $\sigma_A^2$, $\sigma_B^2$ имеем следующие выражения:

$$\sigma_A^{\perp 2}(\psi) = \frac{4}{\chi_0^2}\alpha\sum_{m=0}^{\infty}S_{2m+1}(c,\psi,\psi),\ \ \sigma_B^{\perp 2}(\psi) = \frac{4}{\chi_0^2}\alpha\sum_{m=0}^{\infty}(2-\delta_{0m})S_{2m}(c,\psi,\psi).$$

Нормированные корреляционные функции для флуктуаций комплексного поля $R^{\perp}(\psi,\psi_1,0)$ и мнимых их частей $R^{\perp}_{BB_1}(\psi,\psi_1,0)$ при этом определяются соотношениями (17).

Выясним характер изменения корреляционных функций по мере изменения параметра $c$.

Для малых и больших радиусов корреляции $S_m(c,\psi,\psi_1,)$ определяются соответственно выражениями (24) и П.12 для $n=1$:

при $c >> 1$

$$S_m(c,\psi,\psi_1) = \frac{J_{m+1}(\psi)J_{m+1}(\psi_1)}{c^{2m}\psi\psi_1}\sum_{k=0}^{\infty}\frac{(m+1)^2}{k!(m+k)!}\frac{1}{c^{2k}}\left\{\sum_{p=0}^{\infty}\frac{(-1)^p}{p!(m+k+p+1)c^{2p}}\right\}^2.$$

Будем полагать $\psi_1 = 0$, что не снижает общности выводов, но упрощает все вычисления. Согласно (19) все $S_m(c,\psi,\psi_1)$, кроме $m=0$, при $\psi_1 = 0$ обращаются и в нуль и

$$K_1^{\perp}(\psi,0,0) = \frac{4}{\chi_0^2}\alpha S_0(c,\psi,0),\ K_2^{\perp}(\psi,0,0) = -\frac{4}{\chi_0^2}\alpha S_0(c,\psi,0) = -K_1^{\perp}(\psi,0,0). \tag{36}$$

Следовательно,

$$K^{\perp}_{AA_1}(\psi,0,0) = 0, K^{\perp}_{BB_1}(\psi,0,0) = \frac{4}{\chi_0^2}\alpha S_0(c,\psi,0). \tag{37}$$

Равенство нулю величины $K^{\perp}_{AA_1}$ отражает тот факт, что в рассматриваемом приближении реальная часть флуктуаций поля в направлении главного максимума равна нулю.

Корреляционная функция $K^{\perp}_{BB_1}$ мнимых частей флуктуаций поля с учетом явного вида $S_0(c,\psi,0)$ определяется следующими выражениями:

для $c << 1$

$$K^{\perp}_{BB_1}(\psi,0,0)=\frac{2}{\chi_0{}^2}\alpha c^2\cdot\frac{J_1(\psi)}{\psi}, \tag{38}$$

и для $c>>1$

$$K^{\perp}_{BB_1}(\psi,0,0)=\frac{2}{\chi_0{}^2}\alpha\frac{J_1(\psi)}{\psi}\left\{1-\frac{1}{c^2}\left[1-\frac{1}{2}\frac{J_3(\psi)}{\psi}\right]\right\}. \tag{39}$$

Соответственно нормированные корреляционные функции
для $c<<1$

$$R^{\perp}(\psi,0,0)=\frac{2}{\psi}J_1(\psi),\quad R^{\perp}_{BB_1}(\psi,0,0)=\frac{4}{\psi}J_1(\psi)\frac{1}{\sqrt{2\left(1+J_1(2\psi)/\psi\right)}}, \tag{40}$$

и для $c>>1$

$$R^{\perp}(\psi,0,0)=sign\left(J_1(\psi)\right)\left[1-\frac{1}{c^2}\frac{J_2^2(\psi)}{J_1^2(\psi}\right],\quad R^{\perp}_{BB_1}(\psi,0,0)=sign\left(J_1(\psi)\right)\left(1+O\left(\frac{1}{c^3}\right)\right). \tag{41}$$

Результаты расчета величин $R^{\perp}(\psi,0,0)$ и $R^{\perp}_{BB_1}(\psi,0,0)$ для ряда значений параметра $c$ приведены на рис. 5 и 6. Из этих рисунков видно, что по мере увеличения параметра $c$ корреляционное расстояние увеличивается.

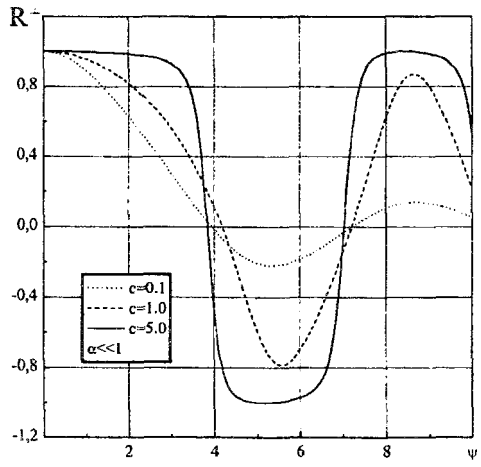



Рис. 5

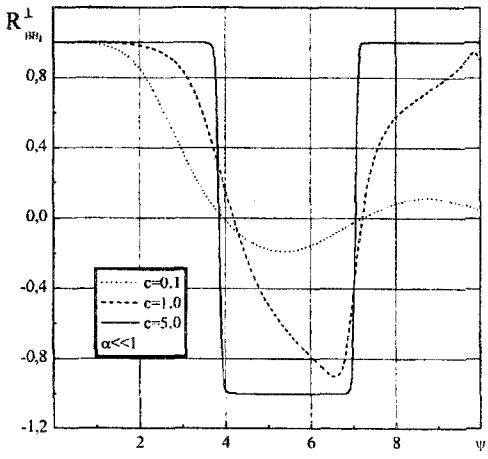



Рис. 6

***Корреляция поля в симметричных точках.*** В этом случае $\psi=\psi_1$, $\Delta\varphi=\pi$ и из (22) имеем:

$$R^{\perp}_{AA_1,BB_1}(\psi,\psi,\pi)=\frac{\sum\limits_{n=1}^{\infty}\sum\limits_{m=0}^{\infty}(-1)^n\frac{\alpha^n}{n!}(2-\delta_{0m})\left[(-1)^{m+n}\pm1\right]S_m(c_n,\psi,\psi)}{\sum\limits_{n=1}^{\infty}\sum\limits_{m=0}^{\infty}\frac{\alpha^n}{n!}(2-\delta_{0m})\left[1\pm(-1)^{m+n}\right]S_m(c_n,\psi,\psi)}. \tag{42}$$

Используя формулу (19), можно по соотношению (42) рассчитать $R^{\perp}_{AA_1,BB_1}(\psi,\psi,\pi)$ при любых значениях дисперсии $\alpha$ и радиусов корреляции $c$ флуктуаций.

При $c<<1$ имеем для произвольных значений дисперсии:

$$K_1^{\perp}(\psi,\psi,\pi)=\frac{1}{\chi_0^2}c^2e^{-\alpha}M_1(\alpha)\frac{J_1(2\psi)}{\psi},\quad K_2^{\perp}(\psi,\psi,\pi)=\frac{1}{\chi_0^2}c^2e^{-\alpha}M_2(\alpha)$$

и, соответственно:

$$K^{\perp}_{AA_1,BB_1}(\psi,\psi,\pi)=\frac{1}{2\chi_0^2}c^2e^{-\alpha}M_1(\alpha)\left[\frac{J_1(2\psi)}{\psi}\pm M_0(\alpha)\right].$$

При $\alpha<<1$, ограничиваясь в (42) слагаемыми с $n=1$, получим:

$$R^{\perp}_{AA_1}(\psi,\psi,\pi)=-1;\qquad R^{\perp}_{BB_1}(\psi,\psi,\pi)=1. \tag{43}$$

Соотношение (43) означает, что при малых флуктуациях фазы источников флуктуации поля в симметричных точках на фокальной сфере связаны линейной зависимостью. Аналогичный результат имеет место и для ЛИС для дальней зоны.

По мере увеличения флуктуаций источников связь флуктуаций поля в симметричных точках на фокальной сфере ослабевает. Покажем это для случая, когда $c<<1$. Из выражения (42) для $S_m(c,\psi,\psi)$, опуская промежуточные преобразования, имеем

$$R^{\perp}_{AA_1,BB_1}(\psi,\psi,\pi)=\left[\frac{J_1(2\psi)}{\psi}\pm M_0(\alpha)\right]\Bigg/\left[1\pm\frac{J_1(2\psi)}{\psi}M_0(\alpha)\right], \tag{44}$$

где $M_0(\alpha)$ определена соотношением (28) и ее график представлен на рис.2.

Поскольку модуль $M_0(\alpha)$ с ростом $\alpha$ стремится к нулю, то очевидно, что $\left|R^{\perp}_{AA_1,BB_1}\right|$ меняется от 1 при $\alpha=0$ и до $\frac{J_1(2\psi)}{\psi}$ при $\alpha>1$.

### 3. Корреляция амплитуд и фаз поля

При изучении этого вопроса ограничимся случаем малых фазовых флуктуаций в апертуре. При этом флуктуации амплитуды $\delta P$ и фазы $\delta\Psi$ комплексного поля сфокусированной в зону Френеля круглой апертуры описываются следующими выражениями согласно [3]:

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

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

где величины с нулевым индексом относятся к случаю, когда флуктуации отсутствуют.

С учетом обозначений (5), имеем:

$$\delta P(\zeta,\psi,\varphi)=A(\zeta,\psi,\varphi)\cos\Psi_0+B(\zeta,\psi,\varphi)\sin\Psi_0,$$

$$\delta\Psi(\zeta,\psi,\varphi)=\frac{1}{\left|E_0(\zeta,\psi)\right|}B(\zeta,\psi,\varphi)\cos\Psi_0-A(\zeta,\psi,\varphi)\sin\Psi_0.$$

Если учесть, что

$$\cos\Psi_0=\frac{A_0(\zeta,\psi)}{\left|E_0(\zeta,\psi)\right|},\qquad \sin\Psi_0=\frac{B_0(\zeta,\psi)}{\left|E_0(\zeta,\psi)\right|},$$

то получим:

$$\delta P(\zeta,\psi,\varphi)=\frac{1}{\left|E_0(\zeta,\psi)\right|}\left[A_0(\zeta,\psi)A(\zeta,\psi,\varphi)+B_0(\zeta,\psi)B(\zeta,\psi,\varphi)\right], \tag{45}$$

$$\delta\Psi(\zeta,\psi,\varphi)=\frac{1}{\left|E_0(\zeta,\psi)\right|^2}\left[A_0(\zeta,\psi)B(\zeta,\psi,\varphi)-B_0(\zeta,\psi)A(\zeta,\psi,\varphi)\right]. \tag{46}$$

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

$$K_{PP_1}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)=\overline{\delta P(\zeta,\psi,\varphi)\delta P(\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)}=$$

$$=\frac{1}{|E_0(\zeta,\psi)||E_{01}(\zeta_1,\psi_1)|}\left[A_0A_{01}K_{AA_1}+B_0B_{01}K_{BB_1}+A_0A_{01}K_{AB_1}+B_0A_{01}K_{BA_1}\right], \quad (47)$$

$$K_{\Psi\Psi_1}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)=\overline{\delta\Psi(\zeta,\psi,\varphi)\delta\Psi(\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)}=$$

$$=\frac{1}{|E_0(\zeta,\psi)|^2|E_{01}(\zeta_1,\psi_1,)|^2}\left[A_0A_{01}K_{BB_1}+B_0B_{01}K_{AA_1}-A_0B_{01}K_{BA_1}-B_0A_{01}K_{AB_1}\right], \quad (48)$$

$$K_{P\Psi_1}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)=\overline{\delta P(\zeta,\psi,\varphi)\delta\Psi(\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)}=$$

$$=\frac{1}{|E_0(\zeta,\psi)||E_{01}(\zeta_1,\psi_1)|^2}\left[A_0A_{01}K_{AB_1}-B_0B_{01}K_{BA_1}-A_0B_{01}K_{AA_1}+B_0A_{01}K_{BB_1}\right], \quad (49)$$

$$K_{\Psi P_1}(\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)=\overline{\delta\Psi(\zeta,\psi,\varphi)\delta P(\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)}=$$

$$=\frac{1}{|E_0(\zeta,\psi)|^2|E_{01}(\zeta_1,\psi_1)|}\left[A_0A_{01}K_{BA_1}-B_0B_{01}K_{AB_1}+A_0B_{01}K_{BB_1}-B_0A_{01}K_{AA_1}\right]. \quad (50)$$

Следует отметить, что выражения (45), (46) при $\zeta_1=\zeta$, $\psi_1=\psi$ преобразуются в полученные ранее выражения [2, 3] для дисперсий амплитуды и фазы поля $\sigma_P^2(\zeta,\psi)$, $\sigma_\psi^2(\zeta,\psi)$.

Нормированные корреляционные функции $R_{PP_1}$, $R_{\Psi\Psi_1}$, $R_{P\Psi_1}$, $R_{\Psi P_1}$ определяются соотношениями:

$$R_{PP_1}(\zeta,\psi;\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)=\frac{K_{PP_1}(\zeta,\psi;\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)}{\sigma_P(\zeta,\psi)\sigma_{P_1}(\zeta_1,\psi_1)},\ R_{\Psi\Psi_1}(\zeta,\psi;\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)=\frac{K_{\Psi\Psi_1}(\zeta,\psi;\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)}{\sigma_\Psi(\zeta,\psi)\sigma_{\Psi_1}(\zeta_1,\psi_1)}, \quad (51)$$

$$R_{P\Psi_1}(\zeta,\psi;\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)=\frac{K_{P\Psi_1}(\zeta,\psi;\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)}{\sigma_P(\zeta,\psi)\sigma_{\Psi_1}(\zeta_1,\psi_1)},\ R_{\Psi P_1}(\zeta,\psi;\zeta_1,\psi_1),\Delta\varphi=\frac{K_{\Psi P_1}(\zeta,\psi;\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)}{\sigma_\Psi(\zeta,\psi)\sigma_{P_1}(\zeta_1,\psi_1)}. \quad (52)$$

Формулы (45) – (50) позволяют рассчитать корреляционные характеристики флуктуаций амплитуды и фазы поля для круглой апертуры, сфокусированной в зону Френеля при малых фазовых флуктуаций поля возбуждения с произвольными значениями радиуса корреляции $c$.

Учитывая, что на фокальной сфере ($\zeta=\zeta_1=0$), получим:

$$F_0(0,\psi)=\frac{2J_1(\psi)}{\psi},\qquad A_0(0,\psi)=\frac{2J_1(\psi)}{\psi},\qquad B_0(0,\psi)=0$$

и для корреляционных функций амплитуды и фазы из (78) и (79) имеем:

$$K^{\perp}_{PP_1}(\psi,\psi_1)=sign\left[J_1(\psi)\cdot J_1(\psi_1)/\psi\psi_1\right]K^{\perp}_{AA_1}(c,\psi_1),$$

$$K^{\perp}_{\Psi\Psi_1}(c,\psi,\psi_1)=\frac{\psi\psi_1}{4J_1(\psi)\cdot J_1(\psi_1)}K^{\perp}_{BB_1}(c,\psi,\psi_1), \quad (53)$$

$$K^{\perp}_{P\Psi_1}(\psi,\psi_1)=K^{\perp}_{\Psi P_1}(\psi,\psi_1)=sign\left[J_1(\psi)/\psi\right]\frac{\psi_1}{J_1(\psi_1)}A_0A_{0_1}K^{\perp}_{AB_1}(\psi,\psi_1).$$

Соответственно нормированные корреляционные и взаимные корреляционные функции описываются следующими выражениями:

$$R^{\perp}_{PP_1,\Psi\Psi_1}(\psi,\psi_1)=R^{\perp}_{AA_1,BB_1}(\psi,\psi_1),\quad R^{\perp}_{P\Psi_1,\Psi P_1}(\psi,\psi_1)=R^{\perp}_{AB_1,BA_1}(\psi,\psi_1)$$

Ранее было показано, что на фокальной сфере $K^{\perp}_{AB_1}=0$ и $K^{\perp}_{BA_1}=0$ в силу вещественности $K^{\perp}_{1,2}(\psi,\psi_1)$. Следовательно, взаимные корреляционные функции $K^{\perp}_{P\Psi_1}$, $K^{\perp}_{\Psi P_1}$ также равны нулю и флуктуации амплитуд и фаз не коррелированны. Отметим, что корреляционная функция флуктуаций амплитуды поля определяется только корреляционной функцией флуктуаций вещественной компоненты поля $K^{\perp}_{AA_1}$, а фазы – мнимой компоненты $K^{\perp}_{BB_1}$. Поэтому характер изменения $K^{\perp}_{PP_1}$ и $K^{\perp}_{\Psi\Psi_1}$ от радиуса корреляции флуктуаций фазы источников такой же, как и у $K^{\perp}_{AA_1}$ и $K^{\perp}_{BB_1}$ соответственно и описывается выражениями (32), (33)

**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 и т.д.

**Приложение**

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

П.1 Общий случай

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

$$T^{(1),(2)}(c_n,\zeta,\psi,\varphi,\zeta_1,\psi_1,\varphi_1)=\iint_{S\,S'}e^{-\frac{u^2+u_1^2}{c_n^2}}e^{i2\left(\zeta u^2\mp\zeta_1 u_1^2\right)}J^{(1),(2)}(u,u_1,\psi,\varphi,\psi_1,\varphi_1)uu_1dudu_1,\quad(\text{П.1})$$

где $c_n=c/\sqrt{n}$ и

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

Введем ряд переменных:

$\eta'=\varphi-\varphi'$, $\eta_1'=\varphi-\varphi_1'$, $\theta=\varphi_1'-\varphi'$, $\Delta\varphi=\varphi_1-\varphi$,

и заметим, что $\eta_1'-\eta_1=\theta+\Delta\varphi$.

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

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

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

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

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

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

$$e^{i\psi u\cos\eta'}=\sum_{n=-\infty}^{\infty}i^nJ_n(\psi u),\ e^{\mp i\psi_1u_1\cos\eta_1'}=\sum_{n=-\infty}^{\infty}(\mp1)^ni^ne^{in\eta_1'}J_n(\psi_1u_1),$$

$$e^{i[\psi u\cos(\varphi-\varphi_1')\mp\psi_1u_1\cos(\varphi_1-\varphi_1')]}=\sum_{n,m=-\infty}^{\infty}(\mp1)^ni^{n+m}e^{i(n\eta'+m\eta_1')}J_n(\psi u)J_m(\psi_1u_1),\ e^{\frac{2uu_1}{c_n^2}\cos(\varphi'-\varphi_1')}=\sum_{k=-\infty}^{\infty}e^{ik\theta}I_k\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right).$$

Тогда (П.2) принимает вид:

$$J^{(1),(2)}(u,u_1,\psi,\varphi,\psi_1,\varphi_1)=\sum_{n,m,k=-\infty}^{\infty}(\mp1)^mi^{n+m}I_k\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right)J_n(\psi u)J_m(\psi_1u_1)\int_0^{2\pi}\int_0^{2\pi}e^{ik\theta}e^{i(n\eta'+m\eta_1')}d\eta'd\eta_1'. \quad (П.4)$$

Интегрирование по $\eta'$ и $\eta_1'$ дает следующий результат:

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

где $\delta_{n,k}$ символ Кронекера.

Подставив (П.5) в (П.6), после ряда преобразований получим:

$$J^{(1),(2)}(u,u_1,\psi,\psi_1,\Delta\varphi)=4\sum_{m=-\infty}^{\infty}(2-\delta_{0m})(\mp1)^m\cos(m\Delta\varphi)I_m\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right)J_m(\psi u)J_m(\psi_1u_1), \quad (П.6)$$

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

$$T_n^{(1),(2)}(c,\zeta,\psi,\zeta_1,\psi_1,\Delta\varphi)=4\sum_{m=-\infty}^{\infty}(2-\delta_{0m})(\mp1)^m\cos(m\Delta\varphi)\times$$
$$\times\int_0^1\int_0^1e^{-\frac{u^2+u_1^2}{c_n^2}}e^{i2(\zeta u^2\mp\zeta_1u_1^2)}I_m\left(\frac{2uu_1}{c_n^2}\right)J_m(\psi u)J_m(\psi_1u_1)uu_1dudu_1 \quad (П.7)$$

П.2 Асимптотические выражения для $T_n^{(1),(2)}(c,\psi,\psi_1,\Delta\varphi)$ при $c<<1$ и $c>>1$

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

$$T_n^{(1),(2)}(c,\psi,\psi_1,\Delta\varphi)=4\sum_{m=0}^{\infty}(2-\delta_{0m})(\pm1)^m\cos(m\Delta\varphi)S_m(c_n,\psi,\psi_1) \quad (П.8)$$

где

$$S_m(c_n,\psi,\psi_1)=\int_0^1\int_0^1e^{-\frac{u^2+u_1^2}{c_n^2}}I_m(\frac{2uu_1}{c_n^2})J_m(\psi u)J_m(\psi_1u_1)uu_1dudu_1$$

Рассмотрим случай $c<<1$. Введем следующие обозначения:

$$f_m(u,u_1)=e^{-\frac{2uu_1}{c_n^2}}I_m(\frac{2uu_1}{c_n^2})J_m(\psi u)J_m(\psi_1u_1)uu_1,\ s(u_1)=-(u-u_1)^2$$

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

$$S_m(c_n,\psi,\psi_1)=\int_0^1\int_0^1e^{\frac{s(u_1)}{c_n^2}}f_m(u,u_1)du_1du \quad (П.9)$$

Внутренний интеграл по $u_1$ в (П.9) является интегралом Лапласа и для вычисления его асимптотического (при $c\to0$) значения воспользуемся следующим разложением [7]:

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

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 (П.9) 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 $c \to 0$, используем асимптотическое разложение $\exp\left(-2u^2/c_n^2\right) I_m\left(-2u^2/c_n^2\right)$ при больших значениях аргумента [6] и, ограничившись в нем членами первого порядка малости по $c_n$, для $S_m(c_n,\psi,\psi_1)$ имеем:

$$S_m(c_n,\psi,\psi_1) = \frac{c_n^2}{2}\frac{\psi J_{m+1}(\psi) J_m(\psi_1) - \psi_1 J_m(\psi) J_{m+1}(\psi_1)}{\psi^2-\psi_1^2}. \qquad (П.10)$$

Подставив (П.10) в (П.8) получим окончательное выражение при $c << 1$

$$T_n^{(1),(2)}(c_n,\psi,\psi_1,\Delta\varphi) = 2c_n^2\sum_{m=0}^{\infty}(2-\delta_{0m})(\pm 1)^m \cos(m\Delta\phi)\frac{\psi J_{m+1}(\psi u) J_m(\psi_1) - \psi J_m(\psi) J_{m+1}(\psi_1)}{\psi^2-\psi_1^2}. \qquad (П.11)$$

Рассмотрим теперь случай $c >> 1$. Для получения асимптотического выражения для $T_n^{(1),(2)}(c,0,\psi,0,\psi_1,\Delta\varphi)$ при $c >> 1$ воспользуемся разложением $I_m\left(2uu_1/c_n^2\right)$ [6]:

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

Тогда $S_m(c_n,\psi,\psi_1)$ в (П.8) запишется в следующем 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:

$$S_m(c_n,\psi,\psi_1) = \sum_{k=0}^{\infty}\frac{1}{k!(m+k)!}\frac{1}{c_n^{2(m+2k)}} F_{m,k}(\psi) F_{m,k}(\psi_1), \qquad (П.12)$$

где

$$F_{m,k}(\psi) = \sum_{p=0}^{\infty}(-1)^p\frac{(m+p+k)!(p+k)!}{p!c_n^{2p}}\sum_{t=0}^{p+k}(-1)^t\frac{(m+2t+1)}{(m+p+k+t)!(p+k-t)!}\frac{J_{m+2t+1}(\psi)}{\psi}. \qquad (П.13)$$

Из выражений (П.12) и (П.13) видно, что если ограничиваться членами не выше второго порядка малости по $(1/\tilde{n}_n)$, то необходимо найти только $S_0(c_n,\psi,\psi_1)$ и $S_1(c_n,\psi,\psi_1)$. Соответствующие выражения имеют вид

$$S_0(c_n,\psi,\psi_1) = \frac{J_1(\psi)J_1(\psi_1)}{\psi\psi_1}\left\{1-\frac{1}{c_n^2}\left[1-\frac{1}{2}\frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)}-\frac{1}{2}\frac{J_3(\psi_1)}{J_1(\psi_1)}\right]\right\}, \qquad (П.14)$$

$$S_1(c_n,\psi,\psi_1) = \frac{1}{c_n^2}\frac{J_2(\psi)J_2(\psi_1)}{\psi\psi_1}. \qquad (П.15)$$

Выражения (П.8), (П.14) и (П.15) позволяют получить в явном виде $T_n^{(1),(2)}$ при $c >> 1$:

$$T_n^{(1),(2)}(c,\psi,\psi_1,\Delta\varphi) = 4\left\{\frac{J_1(\psi)J_2(\psi_1)}{\psi\psi_1}\left[1-\frac{1}{c_n^2}\left(1-\frac{1}{2}\frac{J_3(\psi)}{J_1(\psi)}-\frac{1}{2}\frac{J_3(\psi_1)}{J_1(\psi_1)}\right)\right]\pm\right.$$
$$\left.\pm\frac{2}{c_n^2}\cos(\Delta\varphi)\frac{J_2(\psi)J_2(\psi_1)}{\psi-\psi_1}\right\}. \qquad (П.16)$$

**Список литературы:** 1. *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. Английский перевод (дополненное издание) Y.S. Shifrin. Statistical Antenna Theory (Theory Foundation, State-of-the-Art, Basic Applications) // Telecommunications and RadioEngineering. – 2001. – vol. 55, N 6–7. – P 1– 68. 2. *Шифрин Я.С., Должиков В.В.* Статистика поля антенны с круглой апертурой, сфокусированной в зону Френеля. Ч. 1. Средние характеристики поля // Электромагнитные волны и электронные системы: – 2010. – Т.15. – № 9. – С. 15-31. 3. *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.- 2010. – Т.15. № 10. – С. 6-23. 4. *Шифрин Я.С.* Вопросы статистической теории антенн – М. : Сов. радио, 1970. Английский перевод Y.S. Shifrin. Statistical Antenna Theory. Golem Press, 1971. – 370 p. 5. *Ватсон Г.Н.* Теория бесселевых функций – М. : ИЛ, 1949. 6. *Абрамовиц А., Стиган И.* Справочник по специальным функциям. – М.: Наука, 1979. 7. *Федорюк М.В.* Метод перевала – М. : Наука, 1977.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 23.02.2011*

УДК 621.396.67

*В.А. УСИН, д-р техн. наук, В.И. МАРКОВ, С.В. ПОМАЗАНОВ,*
*А.В. УСИНА, канд. физ.-мат. наук, А.Б. ФИЛОНЕНКО*

# ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ В ЗАДАЧАХ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ФАР

## Введение. Постановка задачи

Вследствие высокой стоимости больших фазированных антенных решеток (ФАР) особое значение приобретает поиск путей снижения затрат на их разработку за счет замены физического (натурные испытания) на математическое моделирование. Это позволяет по заданным требованиям найти оптимальный вариант антенной системы, выбрать форму апертуры, ее структуру, тип излучающих элементов, их размещение и амплитудно-фазовое распределение (АФР) поля на апертуре, оценить параметры и энергетическую эффективность антенн. Такой подход позволяет на этапе проектирования оценить интегральные характеристики ФАР в секторе сканирования и выдвинуть требования к допускам на изготовление излучающей, распределительной, управляющей систем и их элементам (фазовращателям, усилителям, переключателям, элементам защиты и т.д.) [1 – 3]. Не менее важной задачей моделирования является обоснование требований к техническим характеристикам и составу автоматизированных измерительных комплексов (АИК), предназначенных для контроля технического состояния, измерения характеристик и проведения настройки ФАР. Использование моделирования позволяет выбрать параметры входящей в АИК измерительной аппаратуры, предложить алгоритмы обработки данных и обосновать выбор технологии проведения настройки и приемно-сдаточных испытаний (ПСИ) с учетом конструктивных особенностей конкретных образцов ФАР [4].

Следует отметить, что для автоматизации процесса настройки в конструкции ФАР должны быть предусмотрены соответствующие технологические возможности, а алгоритмы настройки должны учитывать особенности построения и элементную базу приемопередающих каналов (в частности, дискретность и амплитудно-фазовые характеристики аттенюаторов и фазовращателей в диапазоне частот при переключении состояний), реализующих требуемое АФР на апертуре [5 – 7].

Математическое моделирование антенных решеток, базирующееся на строгих электродинамических методах, позволяет решать круг задач при разработке ФАР. В процессе математического моделирования либо полностью решается задача синтеза ФАР, либо вырабатывается перечень рекомендаций для экспериментальной доводки конструкции ФАР [8].

Подчеркнем, что даже при наличии высокопроизводительных компьютеров и быстром развитии строгих численных методов расчета, таких как Numerical Electromagnetics Code (1980-е годы), Sonnet (1989 г.), High Frequency Structure Simulator (HFSS), и последовавшими за ними Zeland's IE3D, Remcom's XFDTD, Agilent's ADS/Momentum, CST's Microwave Studio, EMPIRE (IMST GmbH), 4NEC2, FEKO от EM Software & Systems, Concept II и других [9 – 18] широко используются инженерные методики расчета характеристик ФАР. На их основе разработаны специализированные программы, в которых использован ряд физически обоснованных допущений для упрощения моделей антенных систем ФАР и АФАР [19 - 24].

Последнее обусловлено как высокой стоимостью, так и сравнительно высокой сложностью перечисленных программ, использующих строгие численные методы расчета. Более того, для получения корректных результатов при проведении строгого моделирования антенных устройств в ряде случаев необходимо использовать минимум два различных пакета программ [25, 26], что приводит к существенному увеличению затрат на разработку ФАР.

Относительно простые программы моделирования характеристик антенн широко используются в учебном процессе, например программно-методический комплекс AntMaster (Д.М. Сазонов), программа Fazar (О.Г. Вендик) [27] и др.

В статье рассмотрены основные вопросы создания специализированного программного обеспечения для решения задач проектирования, настройки и измерения параметров ФАР.

**1. Технические требования к программному обеспечению**

*Минимальные требования к аппаратуре и программному обеспечению:*

- операционная система – Microsoft Windows 98/ME/XP;
- процессор – Intel Pentium 300 *МГц* или выше;
- оперативная память – 64 *Мб*;
- монитор – SVGA 800*600 пикселей с цветовой палитрой Hi-Color или True-Color;
- наличие 100 *Мб* свободного пространства на диске, где расположена программа;
- наличие в системе пакета электронных таблиц Excel для редактирования АФР, представленного в виде таблиц.

В состав программного обеспечения (ПО) входят программные модули (ПМ), предназначенные:

- для формирования математической модели АФР на апертуре ФАР по требованиям к параметрам ДН и для статистического анализа устойчивости параметров ФАР к ошибкам реализации АФР;
- ввода библиотек данных с характеристиками стандартных излучающих элементов;
- ввода параметров при проведении измерений АФР;
- управления процессом измерения АФР, контроля технического состояния ФАР и тестирования аппаратуры измерительного комплекса;
- обработки данных измерений с представлением полученных результатов в графической и табличной формах и выдачей рекомендаций по настройке.

**2. Основные программные модули ПО**

*Модуль формирования математической модели* АФР должен обеспечивать:

- синтез амплитудно-фазового распределения (АФР) на апертуре ФАР по требованиям к параметрам диаграммы направленности (ДН), заданной геометрии ФАР и характеристикам управляющих элементов (фазовращателей и аттенюаторов);
- расчет АФР на планарной, цилиндрической и сферической поверхностях по распределению, синтезированному на апертуре ФАР в соответствии с заданными параметрами излучающих элементов (в аналитическом или табличном виде), положением луча в пространстве и режимом измерения;
- введение случайных фазовых и амплитудных ошибок в АФР на апертуре или моделируемой поверхности сканирования при заданном в меню значении среднеквадратичного отклонения фазы и амплитуды от требуемого распределения на апертуре. Закон распределения вносимых ошибок может быть равномерным или квазигауссовым;
- имитацию сосредоточенных и распределенных отказов приемо-передающих модулей;
- работу с моделями АФР и ДН (сложение, вычитание, умножение);
- имитацию ошибок АФР, вносимых измерительным оборудованием;
- определение ДН и интегральных параметров ФАР в соответствии с выбранным методом измерения АФР и способом расчета АФР на апертуре;
- сравнительную оценку эффективности применения различных методов измерения и обработки полученных данных для настройки и проведения приемо-сдаточных испытаний конкретных ФАР, выбор метода измерений и аппаратурной реализации АИК;
- выработку требований к стенду, измерительной аппаратуре, метрологическому обеспечению, методикам и программно-алгоритмическому обеспечению (ПАО) испытаний;
- оценку погрешностей определения характеристик ФАР в зависимости от характеристик АИК и используемых методов измерения и расчета параметров;
- имитацию всех режимов работы аппаратуры АИК и ФАР, выдаваемых ими сигналов для проверки предлагаемых технических решений и алгоритмов управления;
- имитацию работы АИК при отладке ПАО.

*Модуль ввода параметров для проведения измерения АФР.* Для проведения измерений (или их имитации) необходимо определить начальные условия измерения АФР поля с помощью АИК и режимы работы ФАР в данном цикле измерений, которые сохраняются в файле справки и используются при обработке. При измерении АФР задаются следующие данные:

- тип и заводской номер измеряемого изделия, ответственный регулировщик;
- код режима измерения – прием/передача;
- вид сканирования – плоскость, цилиндр, сфера;
- тип сканирования – вертикальное/горизонтальное, старт-стопное/непрерывное;
- тип измерителя параметров электромагнитного поля (ФК2-33, Е8362В и др.);
- размер измеряемой матрицы АФР (при сканировании по плоскости – число точек измерения по X, Y);
- шаги между точками измерения АФР в заданной системе координат;
- начальные координаты первой точки измерений АФР в заданной системе координат;
- количество рабочих частот;
- значения рабочих частот;
- центр антенного устройства по X, Y, Z – координаты центра испытуемой антенны в системе координат сканера;
- количество измеряемых каналов ФАР;
- количество лучей;
- угловое положение лучей.

*Модуль управления процессом измерения АФР.* Программное обеспечение управления процессом измерения должно (согласно заданным в файле справки параметрам) обеспечивать:

- управление перемещением зондовой системы сканера по двум координатам с учетом разгона и торможения;
- контроль технического состояния ФАР;
- управление состоянием ФАР (каналы, лучи, частоты);
- управление измерительной аппаратурой (генератором СВЧ сигналов, амплифазометром или анализатором цепей);
- сбор и сохранения данных измерения АФР поля;
- сохранение при сбое в процессе измерения АФР массивов уже измеренных данных и продолжение по указанию оператора измерения с места сбоя;
- ввод в файл справки даты и времени проведения измерений (которые поступают от операционной системы);
- сортировку измеренных данных по каналам, лучам и частотам;
- запись измеренного АФР на магнитный диск с присвоением индивидуального имени.

*Модуль расчета параметров ФАР* должен обеспечивать:

- расчет объемной диаграммы направленности по измеренному АФР;
- компенсацию влияния диаграммы направленности измерительного зонда на расчетную ДН;
- определение ориентации главного луча ДН в пространстве;
- определение ширины ДН на заданных уровнях;
- определение координат и уровней заданного количества боковых лепестков;
- определение координат и уровней заданного количества нулей ДН;
- вычисление КНД (по сечениям и объемной ДН);
- вычисление интегрального фона боковых лепестков в заданном пространственном секторе (по сечениям ДН и в пространственном секторе углов);
- расчет пеленгационных характеристик;
- расчет амплитудно-фазовых поправок для оптимизации параметров ФАР. С этой целью выполняют:
- расчет АФР на элементах АУ;

- расчет комплексных весовых коэффициентов, минимизирующих отклонение АФР от теоретического (требуемого) по группе каналов или лучей;

- кодировку амплитуд и фаз для формирования матриц поправок, записываемых в программируемое запоминающее устройство ФАР.

*Модуль представления результатов моделирования и измерений.* Модуль должен обеспечивать вывод:

- параметров ФАР – в табличной форме;

- графиков:

- главных сечений ДН в декартовой и полярной системах координат;

- эквивалентных сечений АФР поля;

- изображений:

- топограммы и аксонометрические проекции ДН;

- топограмм АФР поля и амплитудных и фазовых аксонометрических проекций на апертуре;

- вывод полученных результатов на печать или дисплей;

- архивирование результатов измерений в виде протоколов, графиков, файлов электронных таблиц и изображений.

Для проведения детального анализа результатов моделирования и измерений должно быть предусмотрено:

- выделение и масштабирование участков ДН или эквивалентных АФР, представляющих интерес для разработчика с помощью мыши;

- экспорт и импорт результатов расчетов из различных реализаций измерений АФР;

- возможность индивидуального масштабирования в группе ДН в соответствии с поставленными задачами;

- смещение и наложение графиков ДН и АФР для различных положений лучей, каналов, частот и экземпляров испытуемых изделий.

### 3. Программа "Моделирование и расчет параметров ФАР"

Программа *"Моделирование и расчет параметров ФАР"* обеспечивает:

- синтез амплитудно-фазового распределения поля на апертуре ФАР в соответствии с предполагаемыми конструктивными размерами, конфигурацией апертуры антенны и характеристиками ее возбуждения;

- расчет пространственных характеристик ДН, соответствующих заданному АФР на апертуре с учетом индивидуальных и коррелированных строчно-столбцевых ошибок реализации и дискретности управляющих элементов. Для суммарного канала амплитуда поля на апертуре может быть распределена по законам Тейлора, Блэкмана, Кайзера, Бесселя, косинус на пьедестале и др. ДН излучающих элементов может быть принята изотропной, в виде $\cos^N \vartheta$ или задана пользователем в табличном или аналитическом виде. Для разностных каналов амплитуда поля на апертуре может быть распределена по закону Бейлиса, нечетному закону Тейлора, нечетному треугольному или другим законам;

- расчет АФР на заданной измерительной поверхности;

- оценку влияния искажений АФР на измерительной поверхности и в апертуре на пространственные характеристики ДН. Искажения АФР могут вводиться как в ручном режиме путем редактирования таблиц исходного АФР, так и заданием возможных законов распределения ошибок возбуждения и радиусов их корреляции.

Рассмотрим описание основных пунктов меню программы. Многооконный графический интерфейс программы *"Моделирование и расчет параметров ФАР"* с вложенной системой меню и диалоговых окон обеспечивает эффективное интерактивное взаимодействие с пользователем и осуществляет взаимодействие между всеми подсистемами программного комплекса.

***Основное меню программы*** представлено на рис. 1. Рассмотрим основные пункты, которые включает основное меню:

***Файл*** – *открыть файл* – открытие файла из папки **Afr**, где хранятся файлы АФР рассчитанных ранее моделей. Наименование файла содержит дату и время создания модели.

***Файл*** – *экспорт таблицы* – выполняет сохранение в папке **Csv** текущей директории файла открытой таблицы АФР в формате **.csv** или **.xls**.

***Файл*** – *импорт АФР* – производится запись в открытую таблицу данных файла из папки **Csv**.

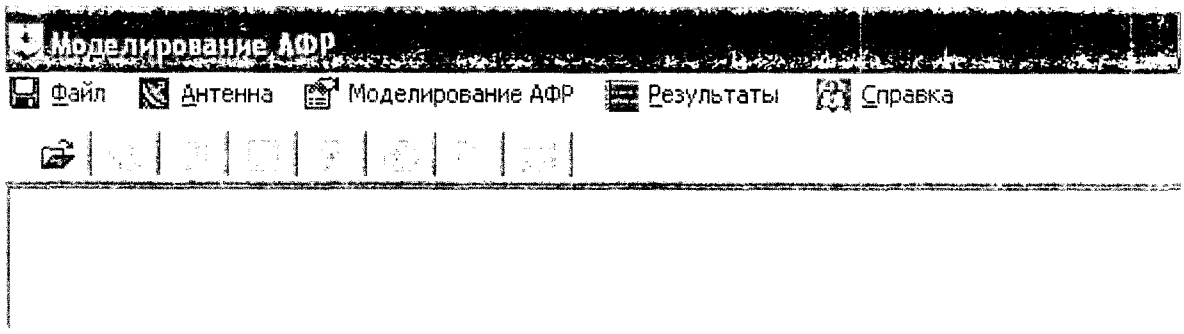



Рис. 1. Фрагмент главного окна многоцелевого моделирующего комплекса
***"Моделирование и расчет параметров ФАР"***

***Антенна*** – *параметры АУ* – предназначен для ввода структуры модулей, конфигурации апертуры антенны и характеристик возбуждения. При выборе этого пункта меню открывается окно, вид которого показан на рис. 2.

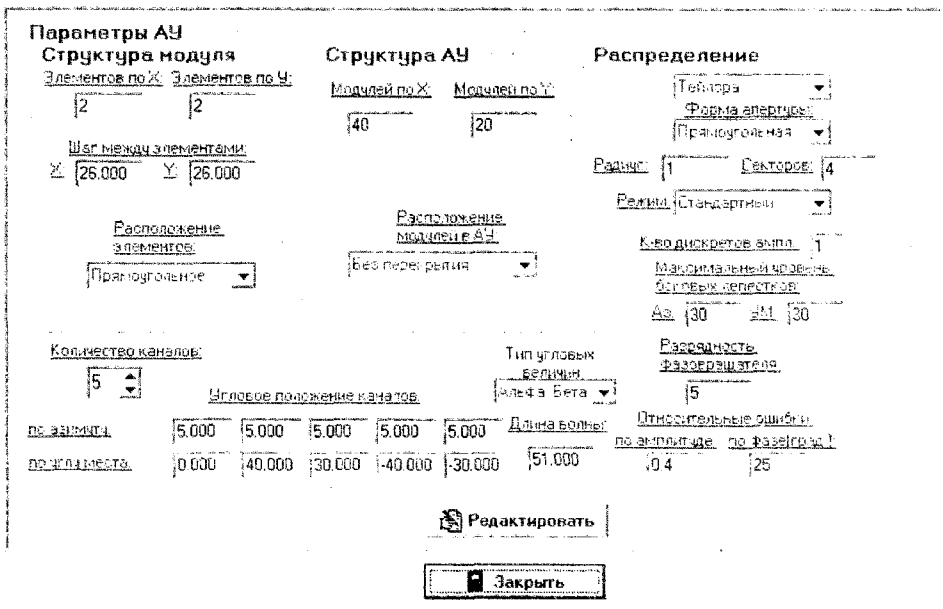



Рис. 2. Окно пункта меню "***Антенна*** – *параметры АУ*"

В этом окне задаются параметры апертуры антенного устройства (АУ) (количество излучающих элементов и расстояния между ними в модуле, форма апертуры, количество модулей и их взаимное расположение), закон амплитудного возбуждения (тип распределения, уровни боковых лепестков, разрядность фазовращателя), количество каналов (лучей) и рабочая частота (длина волны). Возможное число каналов – до пяти с заданным пространственным положением лучей по азимуту и углу места в пределах ±60°. Относительные ошибки амплитуды и фазы, устанавливаемые в этом окне, представляют поэлементные амплитудные и фазовые ошибки, общие для всех каналов анализируемой антенны, обусловленные конструктивными особенностями изготовления (деформациями) апертуры антенны.

***Антенна** – рассчитать модель АУ* – проводится расчет исходных АФР для лучей (каналов) ФАР.

***Антенна** – просмотреть* – рассчитанные данные можно просмотреть в *табличном* и в *графическом* видах. В табличном виде доступно редактирование исходных АФР на апертуре.

***Антенна** – работа с АФР* (окно пункта приведено на рис. 3). В этом режиме доступна модификация исходных АФР рассчитанных ДН: может проводиться суммирование и вычитание выбранных амплитудно-фазовых распределений.

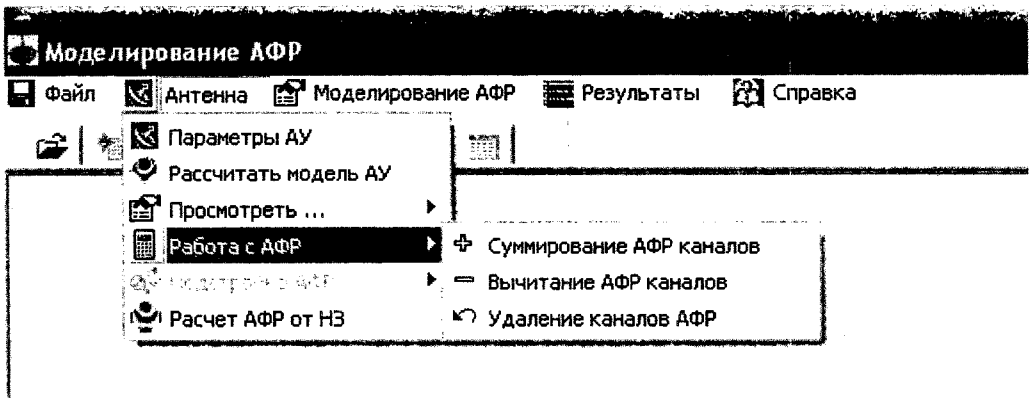



Рис. 3. Окно пункта " Антенна – работа с АФР"

***Антенна** – подстройка АФР* – моделируется процесс настройки (коррекции) АФР с ошибками и отказами, введенными в канале 2, с целью приближения его к параметрам заданной ДН (АФР в канале 1 задано без ошибок). АФР, рассчитанное в результате подстройки, записывается в канал 3. В этом режиме в окне пункта меню **Антенна** – *параметры АУ* следует задавать только два канала, канал 3 формируется автоматически.

***Моделирование АФР** – моделирование на апертуре – параметры.* Возможен ввод случайных независимых ошибок возбуждения с различными радиусами корреляции, ввод дополнительного отклонения положения луча для всех каналов в пространстве на заданную величину. Отклонение может задаваться в угловых градусах и в градусах дифференциального фазового сдвига. При этом открывается окно, вид которого показан на рис. 4. В этом окне вводят параметры для моделирования АФР с ошибками, которые задают в области окна, – *относительные ошибки*. Число реализаций этих ошибок лежит в пределах от 1 до 16.

***Моделирование АФР** – моделирование на апертуре – рассчитать модель.* При этом рассчитываются АФР для всех лучей (каналов) и заданного числа реализаций ошибок. Результаты автоматически записываются в файл с расширением **AFR** и файл помещается в папку **Afr.**

***Моделирование АФР** – просмотреть* – рассчитанные АФР можно проанализировать в табличном и в графическом виде. В табличном виде доступно редактирование исходных АФР.

***Результаты*** – представляются в виде протокола и в графическом виде. Протокол содержит отчет об основных параметрах диаграммы направленности. В графическом виде предоставляется возможность просмотра и анализа *графиков ДН* (главные сечения) для каждого выбранного канала и его реализации, совмещенные графики ДН всех каналов (лучей) для выбранной реализации или всех реализаций для выбранного канала, статистически обработанные графики (средняя ДН и среднеквадратическое отклонение ДН выбранного канала).

В графическом виде предоставляется возможность просмотра и анализа *графиков амплитудно-фазовых распределений, топограмм* и *амплитудно-фазовых распределений* выбранных каналов и их реализаций.

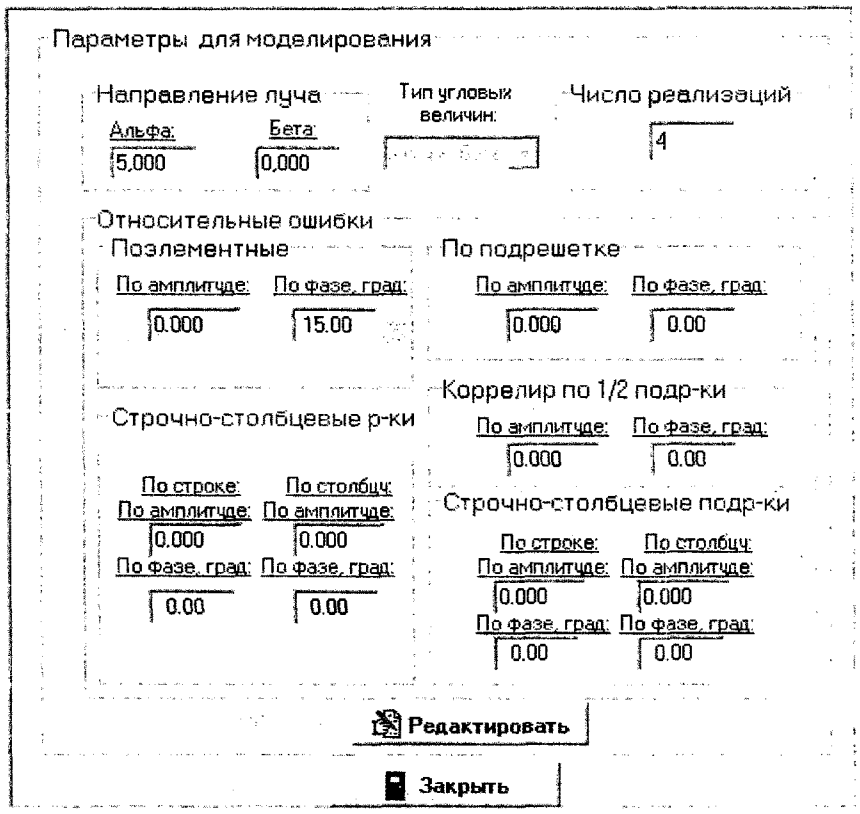



Рис. 4. Окно пункта меню "***Моделирование АФР*** *– моделирование на апертуре – параметры*"

## 4. Работа с программой "Моделирование и расчет параметров ФАР"

Работа с программой "Моделирование и расчет параметров ФАР" начинается с задания параметров антенного устройства (АУ), необходимых для проведения моделирования (верхнее меню "***Антенна***", подменю "*Параметры АУ*").

Модель АФР рассчитывается по заданным параметрам АУ.

Пункт меню *Параметры АУ* включает в себя данные о структуре АУ, структуре модулей, законе распределения и некоторые другие данные.

Для расчета АФР необходимо задать:

- расположение излучающих элементов в модуле АУ;
- тип излучающих элементов (для учета диаграмм излучателей, данных в аналитическом или табличном виде);
- количество модулей;
- взаимное расположение модулей в апертуре АУ.

Расположение элементов в модуле может быть прямоугольным, треугольным по горизонтали или треугольным по вертикали.

*Структура модуля включает в себя:*

- *количество излучающих элементов* по горизонтальной и по вертикальной оси (может принимать значение от 1 до 254);
- *шаг между элементами* – расстояние между двумя соседними элементами (задается в миллиметрах и принимает значение от 1 до 1000).

*Структура АУ включает в себя:*

- количество модулей от 1 до 254;
- расположение модулей в АУ:
- без смещения;
- со смещением по горизонтали;
- со смещением по вертикали.

Смещение реализуется путем сдвига соседних строк (столбцов) друг относительно друга на половину шага между излучателями.

*Форма апертуры* – в программе предусмотрена реализация прямоугольной или эллиптической формы апертуры.

*Распределение* – АР задается по закону Тейлора или Чебышева. В программе есть возможность изменения значения *максимального уровня боковых лепестков в пределах от минус 13 до минус 99 дБ.*

*Прореживание* – применяется для расчета координат элементов, которые должны находиться в активном состоянии с целью получения ДН с заданным уровнем боковых лепестков, и может использоваться для изменения формы диаграммы направленности или снижения излучаемой мощности.

Параметры, необходимые для расчета амплитудно-фазового распределения:

– *количество каналов* (меняется в пределах от 1 до 5);

– *угловое положение луча* для каждого канала как по *азимуту,* так и по *углу места* (можно задавать в пределах от минус 60 градусов до 60 градусов для каждого канала);

*длина волны* (может принимать значения от 15 до 200 *мм*);

*разрядность фазовращателя* (в пределах от 2 до 12 *бит*).

В программе предусмотрена возможность наложения случайных ошибок с равномерным законом распределения на заданное амплитудно-фазовое распределение с разбросом *относительных ошибок* по *амплитуде* (диапазон от 0 до 2) и по *фазе* (в градусах от 0 до 90).

По заданным параметрам АУ рассчитывается модель АУ (меню ***Антенна***, подменю *Расчет модели АУ*).

***Просмотреть...*** – следующий пункт меню ***Антенна.*** Данный пункт меню позволяет просмотреть результаты расчетов (моделирования), в *табличном* (Таблица АФР) или в *графическом* (Изображение АФР) виде для каждого канала соответственно.

В *табличном виде* данные представлены в виде значений амплитуд и фаз, в соответствии с числом реализаций для каждого канала. Предусмотрена возможность модификации табличных данных в электронных таблицах.

В *табличном виде* есть возможность просмотра *амплитудного (в линейном* и в *логарифмическом масштабе)* и *фазового распределения.*

*Примеры изображения амплитудно-фазового распределения* в графическом виде приведены на рис. 5 (амплитудное распределение) и рис. 6 (фазовое распределение).

Данные рисунки показывают амплитудное и фазовое распределения на апертуре только для луча в первом канале. В зависимости от количества каналов и положений луча в пространстве для каждого из них рассчитывается свое амплитудно-фазовое распределение. При моделировании амплитудно-фазового распределения учитываются все данные, определенные на панели ***Моделирование на апертуре*** – *параметры.*

***Параметрами для моделирования*** являются направление луча и число реализаций.

Предел изменения направлений луча ***по азимуту*** и ***по углу места*** составляет 45 – 50 градусов. ***Число реализаций*** может быть до 16.

Программа позволяет рассчитывать модель амплитудно-фазового распределения при учете следующих типов ошибок:

– поэлементные (ошибки, индивидуальные для каждого элемента АУ). Разброс множителей мультипликативных ошибок по амплитуде – от 0 до 1, по фазе – от 0 до 180 градусов;

– строчно-столбцевые ошибки индивидуальные для строки и столбца: *по строкам* множители мультипликативных ошибок по амплитуде могут принимать значения от 0 до 1, по фазе – 0 – 180 градусов; *по столбцам* ошибки могут изменяться по амплитуде – от 0 до 1, по фазе – 0 – 180 градусов;

– коррелированные по половинам подрешетки (разные реализации ошибок для верхней и нижней половины подрешетки): по амплитуде 0 – 1, по фазе $0 - 180^0$;

– строчно-столбцевые подрешетки (ошибки индивидуальные для строки и столбца мо-

дуля): *по строке*: по амплитуде могут принимать значения от 0 до 1, по фазе – 0 – 180 градусов; *по столбцу*: по амплитуде – от 0 до 1, по фазе – 0 – 180 градусов;

В соответствии с этими данными рассчитывается модель амплитудно-фазового распределения (второй пункт меню ***Моделирование АФР/Рассчитать модель)***. Результирующие файлы имеют расширение ***.AFR** и хранятся в папке **Afr**.

Рассчитанные данные можно проанализировать в табличном и в графическом виде. В табличном виде данные представляются в виде значений амплитуд и фаз в соответствии с числом реализаций для каждого канала.

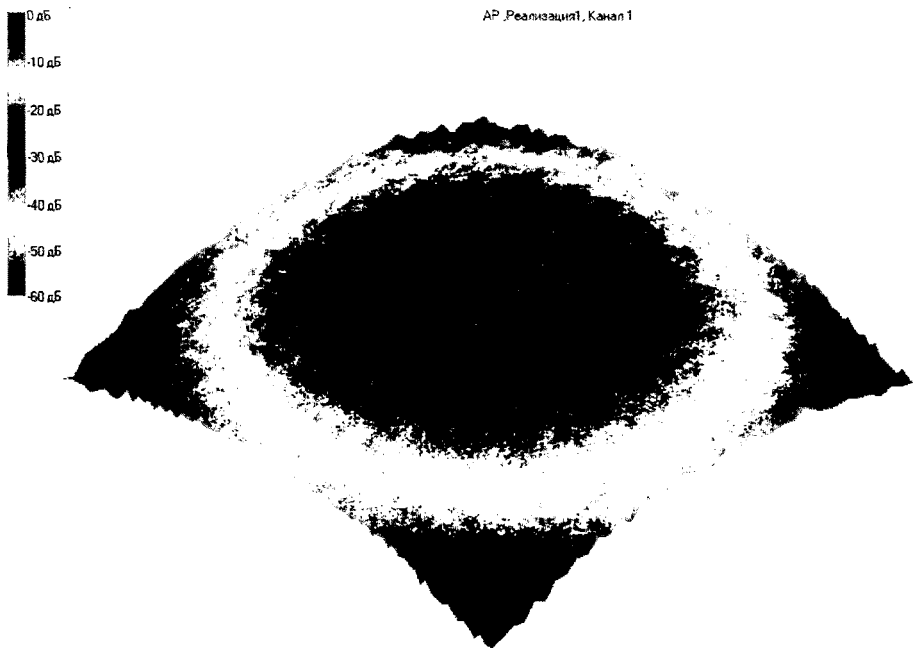



Рис. 5. Амплитудное распределение на апертуре

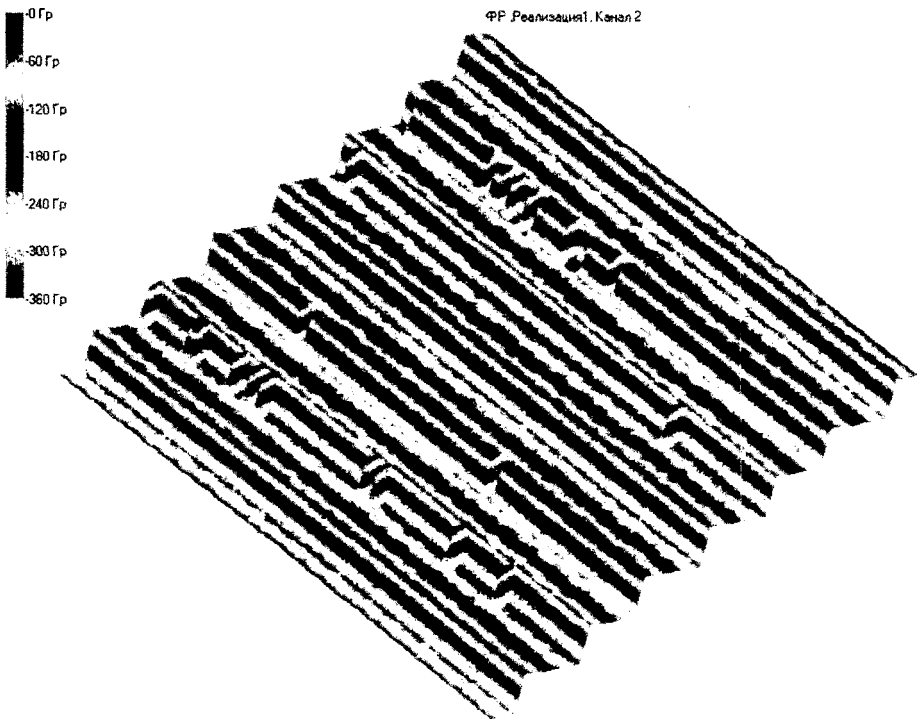



Рис. 6. Фазовое распределение на апертуре

При моделировании количество реализаций АФР может быть до 16 для каждого канала. Таким образом, для одного и того же канала можно моделировать до 16 амплитудно-фазовых распределений с различными реализациями ошибок.

Результаты выполнения программы приведены в пункте меню ***Результаты***, которые представляются в протоколе и в графическом виде.

Протокол содержит отчет об основных параметрах диаграммы направленности. Одна из возможных форм протокола приведена на рис. 7.

```
**********************************************
*        РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ             *
**********************************************
Дата моделирования:                    25.06.2002
Время моделирования:                   9:24:00
Частота:                               3000
Число матриц:                          7
**********************************************
                ПАРАМЕТРЫ ДН: 1
**********************************************
Ширина ДН,АЗ (гр.):                      2.22
Ширина ДН,УМ (гр.):                      2.22
Коорд.максимума по азимуту    (гр.):     1.10
Коорд.максимума по углу места (гр.):     0.00
Значение КНД (Дб.):                     38.92
УБЛ   (левый)(Дб.):                    -30.84
Коорд. (лев.)(гр.):                    -27.26
УБЛ  (правый)(Дб.):                    -31.04
Коорд.  (пр.)(гр.):                     29.74
УБЛ  (нижний)(Дб.):                    -30.94
Коорд. (ниж.)(гр.):                    -28.46
УБЛ (верхний)(Дб.):                    -30.94
Коорд.(верх.)(гр.):                     28.46
Макс. сигнал (Дб.):                     63.01
```

Рис. 7. Форма протокола

При проведении приемосдаточных испытаний ФАР в диапазоне частот и широкоугольном сканировании ряд параметров (например, ширина луча, КНД) изменяются в соответствии с рабочей частотой и положением луча в пространстве. Для автоматической оценки соответствия параметров заданным в ТУ удобнее воспользоваться данными, нормированными (приведенными) к центральной частоте и нормальному положению луча.

Например, нормированная ширина ДН по уровню минус 3 *дБ* определяется по формуле

$$\theta_{норм}(\alpha,\beta) = \theta_{изм}(\alpha,\beta)*[(\lambda н/\lambda р) *\cos\alpha(\cos\beta)],$$

где $\theta_{норм}(\alpha,\beta)$ – нормированное значение ширины ДН по уровню минус 3 *дБ* в горизонтальной $\theta_{норм\ \alpha}$ или вертикальной $\theta_{норм\ \beta}$ плоскости, $\theta_{изм}(\alpha,\beta)$ – измеренное значение ширины ДН по уровню минус 3 *дБ* в горизонтальной $\theta_{изм\ \alpha}$ или вертикальной $\theta_{изм\ \beta}$ плоскости; $\lambda н$ – значение рабочей длины волны, к которой осуществляется нормировка; $\lambda р$ – значение рабочей длины волны, на которой проводится измерение; $\alpha$ ($\beta$) – угол отклонения ДН в горизонтальной $\alpha$ или в вертикальной $\beta$ плоскости.

Примеры представления результатов в графическом виде приведены на рис. 8 - 12.

Графики ДН представлены на рисунках в декартовой (рис. 8) и полярной (рис. 9) системе координат соответственно.

Графики эквивалентных амплитудно-фазовых распределений в апертуре приведены на рис. 10, 11.

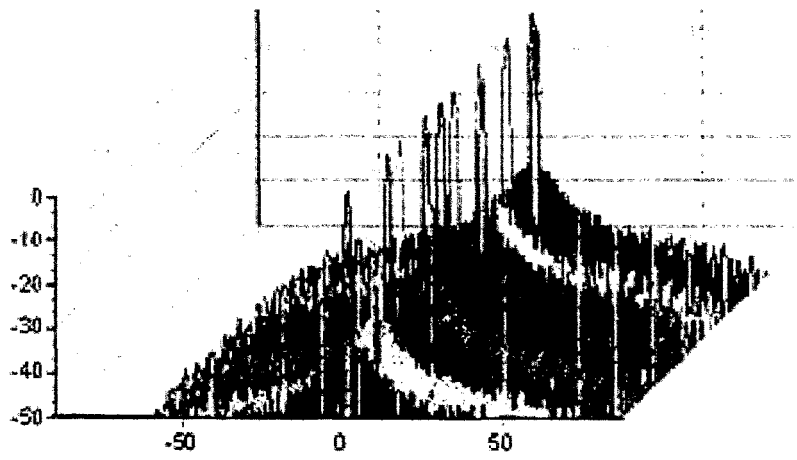



Рис. 8. Графики ДН по азимуту (количество каналов 1, количество реализаций 16)

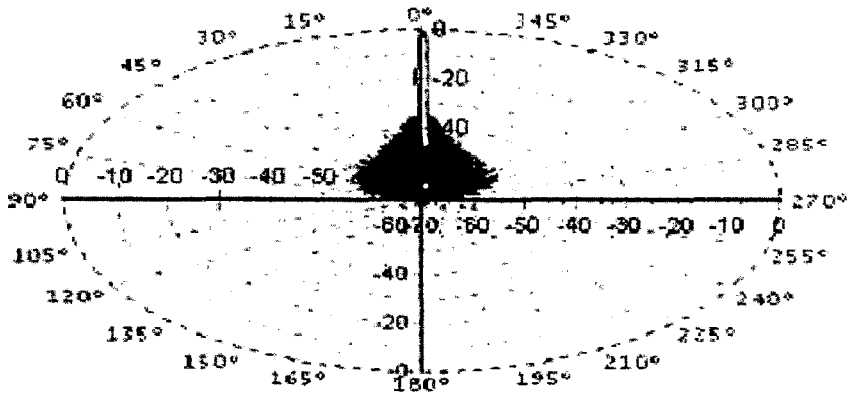



Рис. 9. График ДН в полярной системе координат
(количество каналов 1, количество реализаций 1)

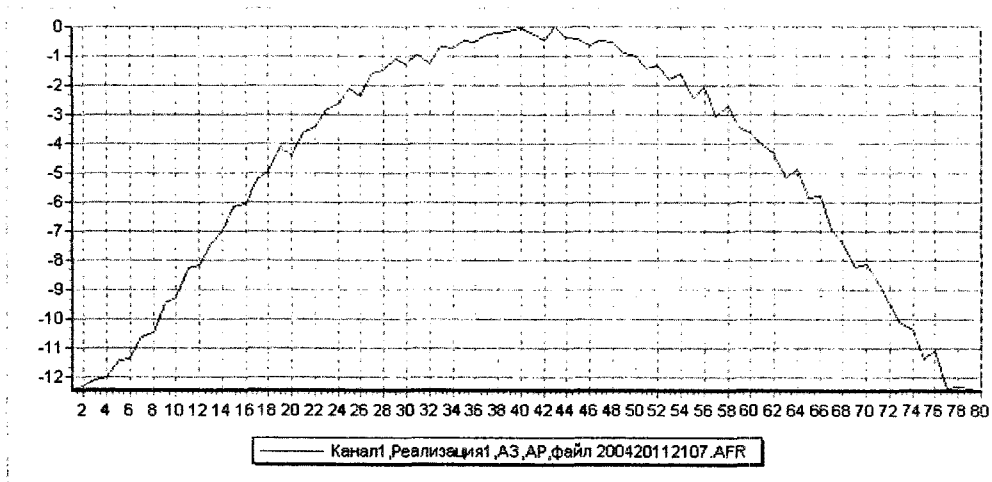



Рис. 10. Эквивалентное амплитудное распределение на апертуре в горизонтальной плоскости
(единицы измерения по оси ординат, *дБ*, по оси абсцисс – номер излучателя)

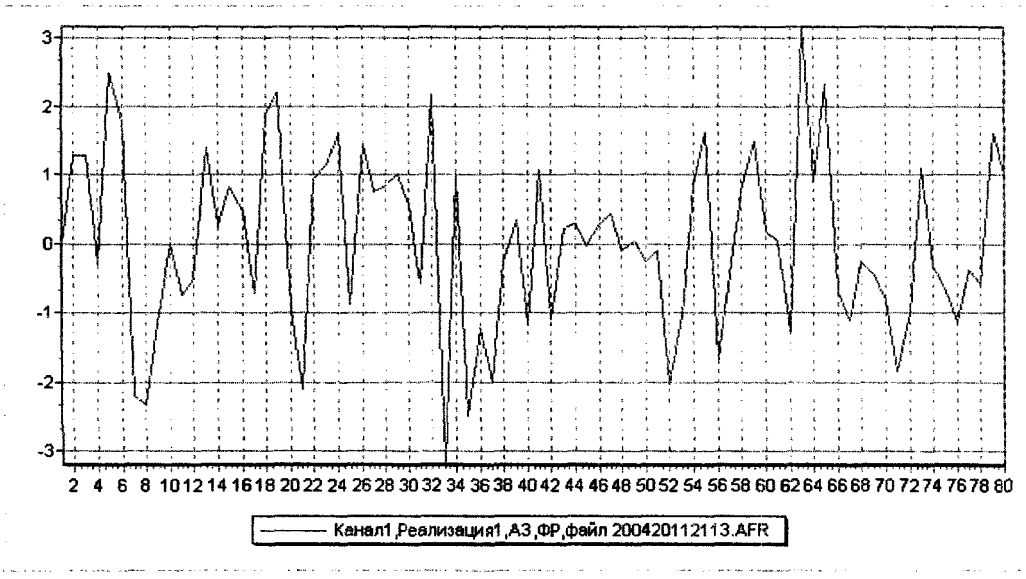
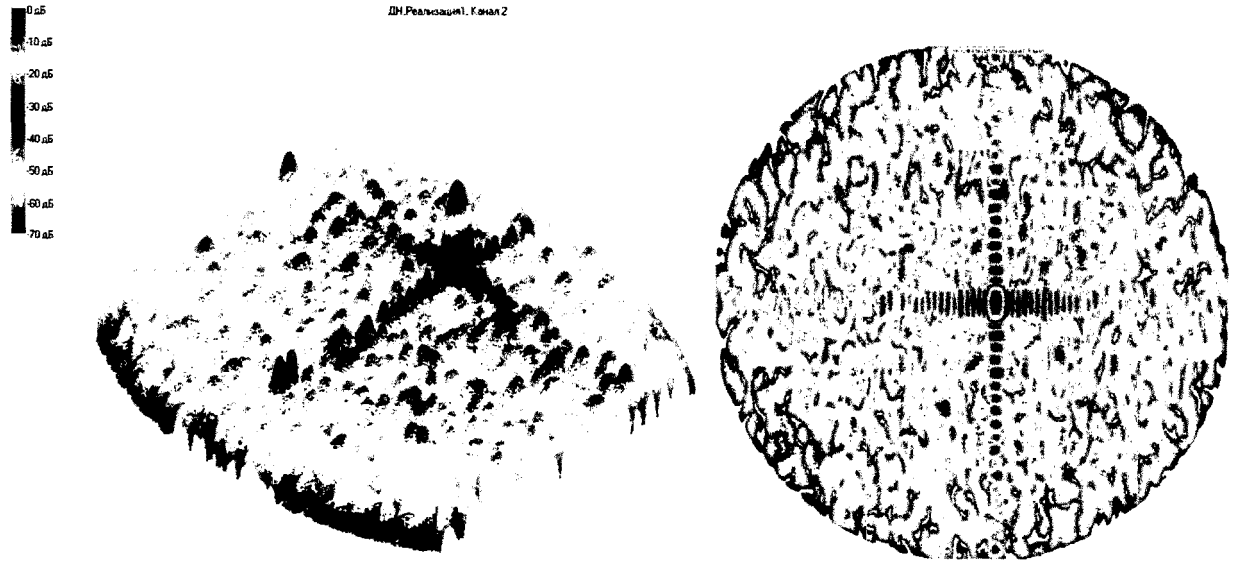



Рис. 11. Эквивалентное фазовое распределение на апертуре в горизонтальной плоскости (единицы измерения по оси ординат, градусы, по оси абсцисс – номер излучателя)

Топограммы ДН показаны на рис. 12, *а* (пространственное изображение) и 12, *б* (картографическая проекция)




*а* *б*

Рис. 12. Топограммы ДН

## 5. Анализ результатов моделирования

Для анализа результатов моделирования выбирают файл амплитудно-фазового распределения (***Файл/Открыть файл***) для модели АУ и нажатием кнопки ***Открыть*** запускают обработку выбранного файла (см. рис. 13).

После окончания обработки в выпадающем меню ***Результаты*** выбирают тип отображения результатов: ***Протокол*** или ***Графики.*** Используя широкие экспортные возможности программного пакета, можно выводить в файл или на принтер все результаты моделирования (в том числе и полученное амплитудное распределение в формате ***.csv***). При этом экспорт таблицы амплитудного распределения производится в следующей последовательности:

- открывают таблицу амплитудного распределения ( ***Антенна*** / *Просмотреть* / *Таблица АФР*);

- экспортируют выбранную таблицу (***Файл*** / *Экспорт таблицы* в папку **Csv** текущего каталога или в любую по выбору оператора).

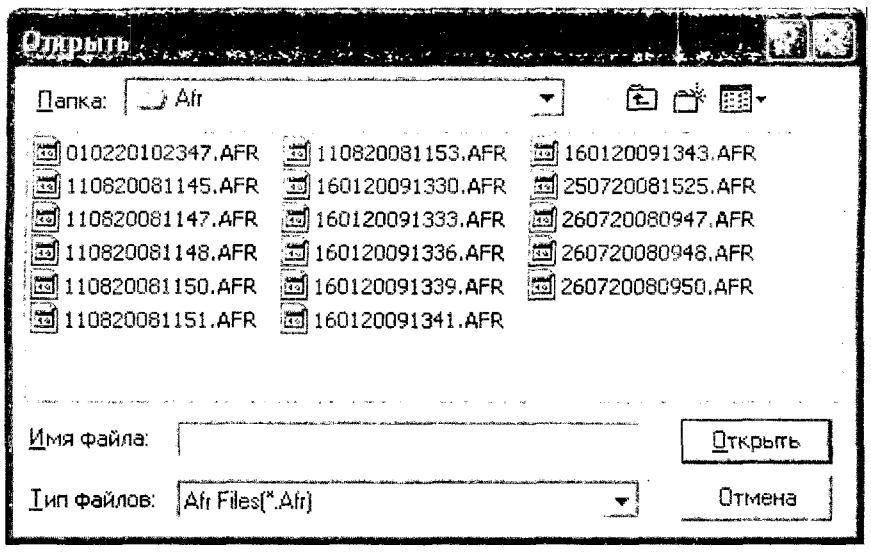



Рис.13. Выбор файла АФР

Программа "Моделирование и расчет параметров ФАР" входит в состав автоматизированного измерительно-моделирующего комплекса (АИМК) и представляет пользователям широкие возможности для решения задач, возникающих при проектировании и испытании современных антенных систем различного назначения.

Развитый интерфейс программы и оперативный контроль вводимых данных на принадлежность к заданному интервалу значений устраняет при моделировании большинство грубых ошибок, вносимых обслуживающим персоналом.

Результаты использования данной программы показали целесообразность ее применения практически без ограничений для оценки параметров автоматизированных измерительных комплексов, предназначенных для настройки и измерения характеристик ФАР. Программы, имитирующие работу аппаратуры АИК, позволили провести отладку ПО и определить точностные требования к аппаратуре стенда. По результатам моделирования был произведен выбор методов и объем измерений характеристик ряда ФАР; определен структурный состав АИК, входящей в него аппаратуры и методов компенсации аппаратурных погрешностей, методик выполнения измерений и метрологической аттестации, определена необходимость и частота проведения калибровок с помощью введенных в состав аппаратуры стенда вспомогательных измерительных каналов [28, 29].

Было проведено моделирование компенсации ошибок вносимых подвижным СВЧ-трактом, отражениями от апертуры ФАР и несущих конструкций безэховой камеры при использовании пространственно разнесенной зондовой системы и комбинированного метода измерений [30, 31].

**Заключение**

Автоматизированный измерительно-моделирующий комплекс предоставляет пользователям широкие возможности для решения достаточно большого круга задач в области проектирования и испытания современных антенных систем различного назначения.

Внедрение базового варианта АИМК позволяет в результате выполнения многовариантного моделирования провести оптимальный выбор формы апертуры и амплитудно-фазового распределения, определить требования к допускам изготовления и параметрам излучающей, распределительной и управляющей систем и к их элементам (фазовращателям, вычислитель-

ному устройству управления лучом, вычислительному устройству распределения фаз, излучателям и т.д.) и обеспечить:

– оценку искажений АФР, возникающих на апертуре ФАР за счет ошибок реализации заданного АФР (ошибок и отказов в излучающей и диаграммообразующей системах, дискретности команд устройства управления лучом и др.);

– оценку влияния отдельных ошибок измерений и их комбинаций на результаты измерений АФР;

– обосновать требования к метрологическим характеристикам АИК.

Сочетание режимов оперативного моделирования, синтеза ДН и измерения АФР, расчета и внесения фазовых поправок в АФР, с контролем их реализации и определением влияния на параметры ФАР, способствует выработке детального понимания физики процесса настройки и открывает пути совершенствования ФАР. Это приводит к существенному сокращению сроков разработки, изготовления, настройки и проведения приемо-сдаточных испытаний ФАР с соответствующей экономией ресурсов, повышению качественного уровня выполнения измерений параметров, эффективности, глубине и оперативности диагностики технического состояния ФАР.

**Список литературы:** 1. *Balanis Constantine A.* Modern antenna handbook. John Wiley& Sons, Inc., 2008. – P. 1700. 2. Автоматизированный имитационно-измерительный комплекс для разработки и измерения характеристик ФАР/ *Усин В. А., Марков В. И., Помазанов С. В., Усина А. В., Филоненко А. Б.* // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – Киев. – Т. 54, №5, май 2011 г. – С. 47-54. 3. *Гостюхин В.Л., Гринева К.И., Трусов В.Н.* Вопросы проектирования активных ФАР с использованием ЭВМ / Под ред. В.Л. Гостюхина. – М. : Радио и связь, 1983. – 248 с. 4. *Усин В. А., Марков В. И., Помазанов С. В., Усина А. В., Филоненко А. Б.* Применение автоматизированных измерительных комплексов для оценки параметров сложных антенных систем // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2008. – Вып. 154. – С. 172-178. 5. Проблемные вопросы технологии настройки и калибровки ФАР / *В.А. Усин, В.И. Марков, С.В. Помазанов, А.В. Усина, А.Б. Филоненко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2010. – Вып. 161. – С. 64-71. 6. *В.А. Усин, В.И. Марков, С.В. Помазанов, А.В. Усина.* Системы встроенного контроля активных ФАР // 20-я Междунар. Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2010). Севастополь, 13-17 сентября 2010 : материалы конф. – С. 965-966. – Севастополь : Вебер, 2010. – 57 с. 7. *Системы* контроля и диагностики технического состояния ФАР / *Усин В. А., Марков В. И., Помазанов С. В., Усина А. В., Филоненко А. Б.* // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – Киев. – Т. 54, №2, февр. 2011. – С. 44-53. 8. *Kogure H., Kogure Y., Rautio J.* Introduction to Antenna Analysis Using EM Simulators. Artech House, 2011. – P.250. 9. *Банков С.Е., Курушин А.А.* Электродинамика и техника СВЧ для пользователей САПР – М. : ЗАО «НПП «Родник», 2008. – 276 с. 10. *Банков С.Е., Курушин А.А., Разевиг В.Д.* Анализ и оптимизация СВЧ структур с помощью HFSS / под ред. проф. Банкова С.Е. – М. : СОЛОН-Пресс, 2004. 11. *Банков С.Е., Курушин А.А.* Проектирование СВЧ устройств и антенн с Ansoft HFSS. – М. : ЗАО «НПП «Родник», 2009. – 736 с. 12. *Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А.* Проектирование СВЧ устройств с помощью Microwave Office / под ред. В.Д. Разевига. – М. : СОЛОН-Пресс, 2003. – 493 с. 13. *Банков С.Е., Курушин А.А.* Расчет антенн и СВЧ структур с помощью HFSS Ansoft. – М. : ЗАО «НПП «Родник». 2009. – 256 с. 14 *Банков С.Е., Курушин А.А.* Расчет излучающих структур с помощью FEKO. – М. : ЗАО «НПП «Родник», 2008. – 245 с. 15. *Банков С.Е., Курушин А.А.* Практикум проектирования СВЧ структур с помощью FEKO. – М. : ЗАО «НПП «Родник». 2009. – 200 с. 16. *Дмитриев Е.Е.* Основы моделирования в Microwave Office. – М. : ЗАО «НПП «Родник». 2010. – 176 с. 17. *Курушин А.А., Пластиков А.Н.* Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave Studio. – М. : Изд-во МЭИ, 2010. – 160 с. 18. *Gustrau Frank, Manteuffel Dirk.* EM Modeling of Antennas and RF Components for Wireless Communication Systems. Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2006. – pp. 276. 19 *Visser H.J.* Approximate Antenna Analysis for CAD. John Wiley&Sons, New York, 2009. – pp.304. 20. *Makarov S.N.* Antenna and EM modeling with Matlab. John Wiley&Sons, New York, 2002. – pp.274. 21. *Keizer Will P. M. N.* APAS: An Advanced Phased-Array Simulator // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – Vol. 52, No. 2, April 2010. – pp. 40-56. 22. *Усин В. А., Марков В. И., Помазанов С. В., Усина А. В.* Измерительно-моделирующие комплексы для настройки и измерения параметров антенн // 18-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2008). Севастополь, 8-12 сен-

тября 2008 : Материалы конф. в 2-х т. – Т. 2. – С. 726-727. – Севастополь : Вебер, 2008. – 939 с. 23. *Усин В. А., Марков В. И., Помазанов С. В., Усина А. В., Филоненко А. Б.* Применение автоматизированных имитационно-измерительных комплексов для оценки характеристик излучающих систем // 3-й Междунар. радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2008 : Сб. науч. тр. – Т. I. Междунар. конф. «Современные и перспективные системы радиолокации, радиоастрономии и спутниковой навигации». – Ч. 2. – С. 27-30. – Харьков : АНПРЭ, ХНУРЭ, 2008. – 272 с. 24. *Keizer Will P.M.N.* Low Sidelobe Pattern Synthesis Using Iterative Fourier Techniques Coded in MATLAB // IEEE Antennas and Propagation Magazine. Vol. 51, Issue: 2. 2009. – P. 137-150. 25. *Vasylchenko, A., Schols, Y., De Raedt, W., Vandenbosch, G.A.E.* Quality Assessment of Computational Techniques and Software Tools for Planar-Antenna Analysis // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – Vol. 51, Issue: 1 : 2009. – P. 23 – 38. 26. *Mittra R.* A look at some challenging problems in computational electromagnetics // IEEE Antennas and Propagation Magazine. Vol. 46, Issue: 5 : 2004. – P. 18 – 32. 27. *Вендик О.Г., Парнес М.Д.* Антенны с электрическим сканированием / под ред. Л.Д. Бахраха. – М. : Радио и связь, 2001. – 250 с. 28. *Основные* тенденции развития ближнезонных методов измерения характеристик антенн. – Ч.1. Методы измерений линейных и апертурных антенн / *В.А. Усин, В.И. Марков, В.А. Губарь, В.А. Ковальчук, Л.В. Рожнятовская, А.В. Усина, А.Б. Филоненко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2006 . – Вып. 146. – С. 107-120. 29. Основные тенденции развития ближнезонных методов измерения характеристик антенн. – Ч.2. Методы контроля, настройки и измерения параметров ФАР / *В.А. Усин, В.И. Марков, С.В. Помазанов, А.В. Усина, А.Б. Филоненко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2009. – Вып. 160. – С. 213-227. 30. *Усин В.А., Марков В.И., Рожнятовская Л.В., Усина А.В.* Применение пространственно разнесенной многозондовой системы для измерения параметров ФАР // 16 Междунар. Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'06). Севастополь, 11-15 сентября 2006 : Материалы конф. в 2-х т. – Т. 2. – С. 821-822. 31. *Усин В.А., Ковальчук В.А., Марков В.И., Филоненко А.Б.* Комбинированный метод измерения характеристик антенн // Успехи современной радиоэлектроники. – 2005. – №5. – С. 65-71.

*Харьковский национальный*
*университет радиоэлектроники,*
*ГП «НИИ «Квант»,*
*Антрацитовский техникум*
*радиоэлектронного приборостроения,*
*Харьковский государственный*
*университет питания и торговли*

*Поступила в редколлегию 25.03.2011*

УДК 621.396.67

*А.В. УСИНА, канд. физ.-мат. наук*

# ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ АМПЛИТУДНЫХ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АНТЕНН

## Введение. Постановка задачи

Постоянный рост требований к техническим характеристикам антенных систем (АС) различного целевого назначения приводит к усложнению конструкций антенн, повышению их стоимости, росту объемов проводимых испытаний и ужесточению требований к точности измерений. Поэтому в процессе разработки, настройки и эксплуатации АС важной является задача измерения (контроля) характеристик антенн с заданной точностью.

Прямые методы измерения параметров современных антенн сопряжены с определенными трудностями, прежде всего, значительным удалением границы дальней зоны. Это привело к развитию методов определения характеристик антенн на сокращенных расстояниях. Среди последних особое внимание привлекают голографические методы, основанные на измерении амплитуды и фазы поля антенн в ближней зоне на некоторой поверхности и последующем определении характеристик антенн в дальней зоне [1]. Эти методы отличаются высокой информативностью, точностью, достаточно оперативны, однако являются более сложными по сравнению с прямыми методами.

Сложность методов ближнего поля в значительной степени определяется необходимостью измерения фазового распределения на выбранной поверхности. Подобные измерения требуют наличия высокостабильных источника и линий передачи опорного сигнала, что в ряде случаев трудновыполнимо. Трудности существенно возрастают в сантиметровом и особенно миллиметровом диапазонах волн. Поэтому перспективными представляются методы, позволяющие получить диаграмму направленности антенн и оценить ее характеристики только по измерениям амплитуды ближнего поля [2 – 5].

Для восстановления ДН антенн необходимо решить так называемую "фазовую проблему", т.е. по измерениям амплитуды (интенсивности) определить фазовое распределение на требуемой поверхности.

Аналитическое решение указанной проблемы является достаточно сложным, поэтому для нахождения фазового распределения применяют различные методы, чаще всего итерационные.

В работе рассмотрены возможности некоторых итерационных алгоритмов, приведены численные оценки точности определения ДН амплитудными методами и проведено их сравнение с точностью голографических методов определения параметров антенн. Знание точностных характеристик ближнезонных методов позволяет оценить потенциальные возможности этих методов и возможные области их практического применения.

## 1. Алгоритмы преобразования ближнезонных измерений

С точки зрения теории электромагнитного поля, задача восстановления поля антенны в дальней зоне по известному ближнему полю на поверхности, охватывающей антенну, относится к краевым задачам электродинамики. Возможность ее решения следует из теории краевых задач и теоремы единственности.

Рассмотрим наиболее простой случай измерений ближнего поля на плоскости, размещенной вблизи антенны. Пусть апертурная антенна размешена в плоскости $z = 0$. Поле в апертуре антенны обозначим $\dot{E}_{z0}(x,y,0)$.

В голографическом методе на плоскости, размещенной на расстоянии $z_1$ от раскрыва антенны, измеряют амплитуду и фазу поля $\dot{E}_{z1}$. ДН антенны определяют преобразованием Фурье измеренного распределения [6].

При реализации амплитудного метода на плоскости $z = z_1$, измеряют только амплитуду поля $|\dot{E}_{z1}|$. Для восстановления информации о фазе дополнительно измеряют амплитуду ближнего поля $|\dot{E}_{z2}|$ на плоскости $z = z_2 \neq z_1$. При этом объем исходной информации увеличивается вдвое, что позволяет в результате итерационной процедуры, используя априорную информацию об исследуемой антенне, восстановить ДН антенны в дальней зоне.

Суть амплитудного метода рассмотрим на примере определения характеристик линейной антенны длиной $L$.

Будем считать, что измерены амплитудные распределения ближнего поля антенны $E_{z1}$ и $E_{z2}$ на плоскостях $P_1$ и $P_2$, отстоящих на расстоянии $z_1$ и $z_2$ от антенны соответственно. Поле $E_{z1}(x)$ связано с АФР в раскрыве антенны $\dot{A}_{z0}(x)$ некоторым линейным преобразованием [4]:

$$\dot{E}_{z1}(x) = G\{z_0, z_1, \dot{A}_{z0}(x)\}, \tag{1}$$

где $G\{z_0, z_1, \dot{A}_{z0}(x)\}$ – оператор, описывающий преобразование поля $\dot{A}_{z0}(x)$ при распространении его от плоскости $z_0$ до плоскости $P_1$ ($z = z_1$).

В рассматриваемом случае измерений поля на плоскости $P_1$, отстоящей от антенны на расстоянии $z_1$, измеренное амплитудно-фазовое распределение (АФР) $\dot{E}_{z1}$ и поле в дальней зоне связаны (с точностью до несущественных множителей) преобразованием Фурье.

Выберем некоторое начальное фазовое приближение $\varphi_1^{(0)}$ к измеренному распределению амплитуды $E_{z1}$ и пересчитаем полученное АФР на плоскость раскрыва $z = z_0$:

$$\dot{A}_1^{(0)}(x) = G^{-1}\left\{z_1, z_0, E_{z1}e^{j\varphi_1^{(0)}}(x)\right\}, \tag{2}$$

где $G^{-1}$ – оператор, обратный $G$.

Учтем геометрию исследуемой антенны, полагая

$$\dot{A}_{01}^{(0)}(x) = \dot{A}_1^{(0)}(x)\mathbf{\Pi}(x),$$

где

$$\mathbf{\Pi}(x) = \begin{cases} 1, & |x| \le L/2 \\ 0, & x > L/2 \end{cases} \tag{3}$$

– оператор усечения.

Далее выполняют операции с массивами измерений на плоскости $P_2$:

$$\dot{R}_{z2}(x) = G\{z_0, z_1, \dot{A}_{01}(x)\} = R_{z2}(x)e^{j\varphi_2^{(0)}(x)}, \tag{4}$$

$$\dot{A}_2^{(0)}(x) = G^{-1}\left\{z_2, z_0, E_{z2}e^{j\varphi_2^{(0)}(x)}\right\}, \tag{5}$$

$$\dot{A}_{02}^{(0)}(x) = \dot{A}_2^{(0)}(x)\mathbf{\Pi}(x), \tag{6}$$

$$\dot{R}_{z1}(x) = G\{z_0, z_1, \dot{A}_{02}(x)\} = R_{z1}(x)e^{j\varphi_1^{(1)}(x)}. \tag{7}$$

Фазовое распределение $\varphi_1^{(1)}(x)$ является следующим приближением к фазовому распределению на плоскости $z_1$. Итерационный процесс циклически продолжается до выполнения критерия

$$\|E_{z1} - R_{z1}\| + \|E_{z2} - R_{z2}\| \le \delta, \tag{8}$$

где $\|E_{z1} - R_{z1}\|$ – норма функции в какой-либо метрике, $\delta$ – величина, которая характеризует степень отличия соответствующих функций и должна учитывать точность измерений распределений $E_{z1}$ и $E_{z2}$.

В результате вычислений после выполнения критерия (8) по найденному АФР в раскрыве определяют ДН антенны.

## 2. Погрешности определения характеристик антенн по амплитудным измерениям ближнего поля

При оценке возможностей применения ближнезонных методов определяющими являются точностные характеристики этих методов.

Погрешности определения параметров антенн по измерениям амплитуды поля в ближней зоне можно разделить на три большие группы: методические, инструментальные и погрешности обработки.

**Методические погрешности** обусловлены ограниченным размером области измерения ближнего поля и дискретизацией, т.е. измерением ближнего поля на измерительной поверхности с определенным шагом по координатной сетке.

**Случайные погрешности** зависят от большого числа факторов и определяют потенциальные возможности ближнезонных методов.

Исследование методических и случайных погрешностей голографических методов детально проведено в ряде работ, в частности в [1]. Точность амплитудных методов может быть оценена путем проведения численных экспериментов.

**Погрешности обработки** обусловлены принятыми алгоритмами преобразований результатов измерений, которые должны быть достаточно строгими и эффективными, и способами реализаций этих алгоритмов. При использовании ЭВМ погрешностями алгоритмов можно пренебречь. Так, реализация описанного выше алгоритма на ЭВМ позволила после 25 итераций восстановить значения ДН на уровне – 30 *дБ* с погрешностью 0,1 *дБ* и на уровне – 60 *дБ* с точностью 1 *дБ*. Поэтому основное значение приобретают методические и инструментальные погрешности восстановления ДН.

Методические погрешности обусловлены ограничением области измерения ближнего поля и дискретизацией измерений (т.е. выполнением измерений с шагом $\Delta\tilde{o}$ на плоскостях $P_1$ и $P_2$).

Источниками инструментальных ошибок являются практически все элементы, участвующие в процессе измерения амплитуды ближнего поля: генераторы, линии передач, механизмы, осуществляющие взаимное перемещение зонда и антенны, измерители и т.д. Ошибки измерений амплитуды ближнего поля, которые в большинстве случаев можно считать случайными, приводят к погрешностям восстановления ДН. Именно случайные ошибки измерений определяют потенциальные возможности амплитудных методов.

Ввиду сложности получения аналитических выражений для оценок точности определения отдельных параметров антенн целесообразно проводить численные расчеты. Они позволяют оценить влияние различных факторов на точность определения характеристик антенн.

Приведем некоторые результаты.

**Влияние ограничения области измерений** амплитуды и дискретизации на точность определения уровней первых трех боковых лепестков ДН и ширины главного лепестка ДН анализировалось для двух видов амплитудного распределения: равномерного $\dot{A}_{z0}(x) = 1$ (рис. 1) и косинусного $\dot{A}_{z0}(x) = \cos\frac{\pi}{L}$ (рис. 2) при условиях $L = 14\lambda$, $z_1 = 12{,}5\lambda$ и $z_2 = 25\lambda$. Здесь же пунктиром приведены соответствующие результаты для голографических измерений [1]. Погрешности приведены для уровней ДН – 25 *дБ* (рис. 1) и – 40 *дБ* (рис. 2) при неотклоненном положении луча. Как следует из численных расчетов погрешности голографических и ам-

плитудных методов близки между собой и для выбора условий измерений можно использовать соотношения, приведенные в [1].

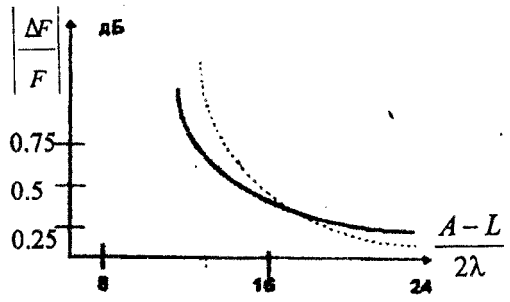



Рис. 1

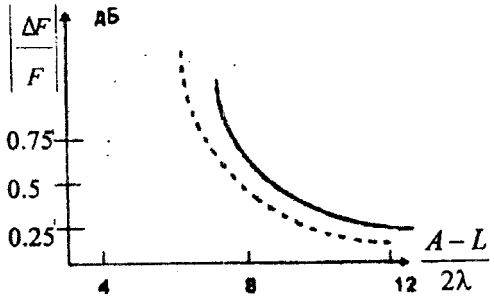



Рис. 2

Расчеты показали, что приемлемая точность определения боковых лепестков ~ 1 *дБ* на уровне значений ДН – 25...30 *дБ* получается при незначительном превышении области измерения над размерами антенны ( $A > L + 8\lambda$ , $A$ – область измерения ближнего поля).

Максимально допустимая величина дискрета, позволяющая пренебречь ошибками дискретизации, составляет $\Delta\tilde{o} = \lambda/2$ , что совпадает с требованиями к голографическому методу [1].

Имея набор графиков, соответствующих различным значениям $L, A, z_1, z_2, \Delta x$ , можно выбрать условия измерений для восстановления ДН антенны с требуемой точностью.

Влияние случайных мультипликативных и аддитивных ошибок измерений на поверхностях $z_1$ и $z_2$ также проверялось путем численного моделирования.

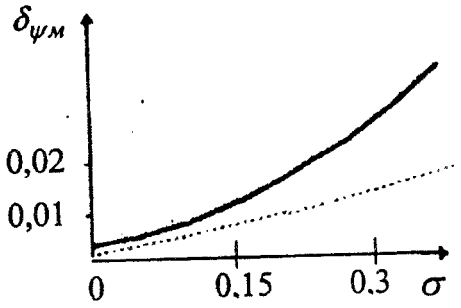



Рис. 3

В качестве примера на рис. 3 показано влияние аддитивных ошибок измерений на флуктуации направления главного максимума. Здесь пунктиром приведены соответствующие расчеты для голографических измерений. При этом полагали, что дисперсии ошибок измерения амплитудных компонент ближнего поля $E_{z1}$ одинаковы и равны дисперсиям ошибок измерений амплитуды поля на плоскостях $z_1$ и $z_2$. Результаты проведенных расчетов позволяют считать, что влияние ошибок измерений амплитудного распределения ближнего поля на поверхностях $z_1$ и $z_2$ на точность определения характеристик исследуемой антенны эквивалентно наличию соответствующих ошибок в голографических измерениях. Это дает возможность применять развитую в [1] методику оценки требований к точности измерительной аппаратуры, гарантирующей восстановление ДН с заданной точностью.

### 3. Определение характеристик ФАР амплитудными методами

Изложенные выше (п. 1) амплитудные методы определения параметров антенн могут быть использованы как для непрерывных антенн, так и для оценки характеристик ФАР при некотором фиксированном положении луча (при условии измерения амплитудного распределения на двух поверхностях $S_1$ и $S_2$). Возможность сканирования луча в ФАР позволяет измерять динамическое (при сканировании луча) ближнее поле ФАР неподвижным зондом, что существенно упрощает схему измерений и позволяет отказаться от системы сканирования.

Задача восстановления АФР по измерениям поля излучения ФАР в некоторой области сводится к решению операторного уравнения вида

$$\mathbf{C}\,\boldsymbol{a} = \mathbf{y}. \tag{9}$$

Здесь $\boldsymbol{a}$ – элемент функционального пространства $\boldsymbol{A}$ АФР; $\mathbf{y}$ – элемент функционального пространства $\boldsymbol{Y}$ измеряемых распределений поля; $\mathbf{C}$ – оператор, переводящий $\boldsymbol{a}$ из пространства $\boldsymbol{A}$ в $\boldsymbol{Y}$.

В зависимости от типа решаемой задачи, вида исходных данных оператор $\mathbf{C}$ имеет различную структуру.

Поэтому представляет интерес разработка метода восстановления АФР, который обладал бы преимуществами "быстрых" алгоритмов и был пригоден для случая амплитудных измерений ближнего поля ФАР.

Рассмотрим предложенный [6] метод восстановления АФР применительно к линейной эквидистантой фазированной антенной решетке, состоящей из $N$ параллельных каналов, одного входа и схемы разводки. Под каналом ФАР будем понимать СВЧ цепь, включающую участок тракта от схемы разводки до фазовращателя, управляемый фазовращатель и излучающий элемент. Исходя из выбранной модели линейной ФАР, запишем уравнение измерений, которое определяет коэффициент передачи $\dot{y}_t$ между ФАР и входом вспомогательной антенны, размещенной перед раскрывом ФАР. Этот коэффициент может быть представлен в виде

$$\dot{y}_t = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{c}_n \dot{A}_{n(t)}, \tag{10}$$

где $\dot{A}_{n(t)}$ – комплексная амплитуда возбуждения n-го канала ФАР (значение фазы на выходе фазовращателя $n$-го канала ФАР соответствует $t$-му наблюдению); $t$ – текущее наблюдение (измерение), $t = \overline{1,T}$; $T$ – число наблюдений.

Величина $\dot{c}_n$ определяется коэффициентом усиления вспомогательной антенны (зонда) $G_з$, ее диаграммой направленности $\dot{f}_з(\theta)$, диаграммой направленности $n$-го элемента ФАР $\dot{f}_n(\theta)$ и расстоянием между вспомогательной антенной и $n$-м элементом решетки.

Путем выбора фазирований элементов ФАР в каждом текущем измерении соотношение (10) можно представить в виде дискретного преобразования Фурье, что позволяет достаточно просто восстановить АФР в раскрыве ФАР.

Это следует из возможности представления комплексной амплитуды возбуждения $n$-го канала ФАР $\dot{A}_{n(t)}$ в виде

$$\dot{A}_{n(t)} = \dot{A}_n e^{j\Phi_{nt}}, \tag{11}$$

где $\dot{A}_n$ – искомое АФР в решетке; $\Phi_n$ – регулируемое с помощью фазовращателя значение фазы в $n$-м канале ФАР.

При амплитудных измерениях ближнего поля ФАР целесообразно использовать две разнесенные в пространстве вспомогательные антенны (зонда). При этом наблюдаемой в эксперименте величиной являются модули коэффициентов передачи между ФАР и входами двух вспомогательных антенн (зондов). Наличие двух зондов вдвое увеличивает объем исходной информации и позволяет в результате обработки восстановить амплитуду и фазу токов возбуждения элементов ФАР. Уравнение измерений для первой и второй вспомогательных антенн и случая амплитудных измерений записывается в виде

$$y_{ti} = \left| \sum_{n=0}^{N-1} c_{ni} \dot{A}_{n(t)} \right| + \varepsilon_{ti} . \qquad (12)$$

Здесь $i$ – номер вспомогательной антенны, $i = 1,2$; $\varepsilon_{ti}$ – погрешность наблюдения.

По измеренным в эксперименте модулям коэффициентов передачи $y_{ti}$ между ФАР и вспомогательными антеннами необходимо восстановить амплитудно-фазовое распределение $\dot{A}_n$ в раскрыве антенной решетки.

Суть метода восстановления АФР, который позволяет резко сократить число шагов итерационного процесса и основанный на применении процедур БПФ, заключается в использовании априорной информации о геометрии ФАР, распределении поля в ее раскрыве, направленных свойствах вспомогательных антенн и элементов решетки, геометрии системы "ФАР – зонд 1 – зонд 2". Принимая в качестве нулевого приближения к АФР в раскрыве ФАР номинальное АФР $\dot{A}_n^{(0)} = A_n^{\text{ном}}$, рассчитаем по выражению (10) сигналы на выходе первой вспомогательной антенны:

$$y_{t1}'^{(0)} = y_{t1}'^{(0)} e^{j\eta_{t1}^{(0)}} . \qquad (13)$$

В полученном выражении (13) для сигналов на выходе первого зонда расчетную амплитуду $y_{t1}'^{(0)}$ заменяют измеренной $y_{t1}$. Далее рассчитывают сигнал на выходе второго зонда и учитывают измеренное значение амплитуды $y_{t2}$. Далее итерационный процесс циклически продолжается.

В каждом цикле вычисляется величина невязки $\delta_k$

$$\delta_k = \left\| \mathbf{y}_1 - \mathbf{C}_1 \boldsymbol{a}^{(k)} \right\| + \left\| \mathbf{y}_2 - \mathbf{C}_2 \boldsymbol{a}^{(k)} \right\|$$

и итерационный процесс заканчивается при выполнении условия

$$\delta_k < \delta , \qquad (14)$$

где $\delta$ – величина, зависящая от ошибок входных данных $\varepsilon$.

При выполнении условия (14) принимается решение о том, что рассчитанные значения комплексных амплитуд возбуждения элементов решетки являются решением задачи восстановления АФР в раскрыве ФАР.

Эффективность и потенциальные возможности рассмотренного метода восстановления АФР в раскрыве ФАР проверялись методом статистического моделирования на ЭВМ с использованием датчика псевдослучайных чисел для имитации ошибок измерений. Исходное амплитудное распределение в раскрыве ФАР задавалось в виде косинусного распределения с подставкой, которое затем с помощью датчика псевдослучайных чисел подвергалось "зашумлению" с дисперсией равной $\sigma_a^2 = (0,1)^2$. Начальное фазовое распределение в антенне выбиралось постоянным и также подвергалось "зашумлению" с дисперсией равной $\sigma_\varphi^2 = (0,15 \text{ рад})^2$. По соотношению (12) рассчитывались значения коэффициентов передачи $y_{ij}$ между ФАР и вспомогательными антеннами (зондами), к которым добавлялся измери-

тельный шум $\varepsilon_{ij}$ с заданной дисперсией. После выполнения каждой итерации определялось восстановленное АФР и сравнивалось с исходным.

Было проведено исследование влияния ошибок измерений амплитуды ближнего поля на точность восстановления амплитудно-фазового распределения в раскрыве ФАР. Рассматривались мультипликативные и аддитивные ошибки с дисперсиями, соответственно $\sigma_\mu^2$, $\sigma_\beta^2$. Расчеты проводились для случая $z_1 = 8\lambda$, $z_2 = 24\lambda$ и представлены на рис. 4 при $\sigma_\beta = 0{,}05$, $\sigma_\mu = 0{,}025$. На графиках пунктиром изображены истинные (исходные) значения амплитуды $A_n$ и фазы $\varphi_n$ и восстановленные (сплошные линии). При отсутствии ошибок измерений АФР в раскрыве восстанавливается практически точно. Наличие ошибок измерения амплитуды ближнего поля приводит к увеличению погрешностей определения АФР.

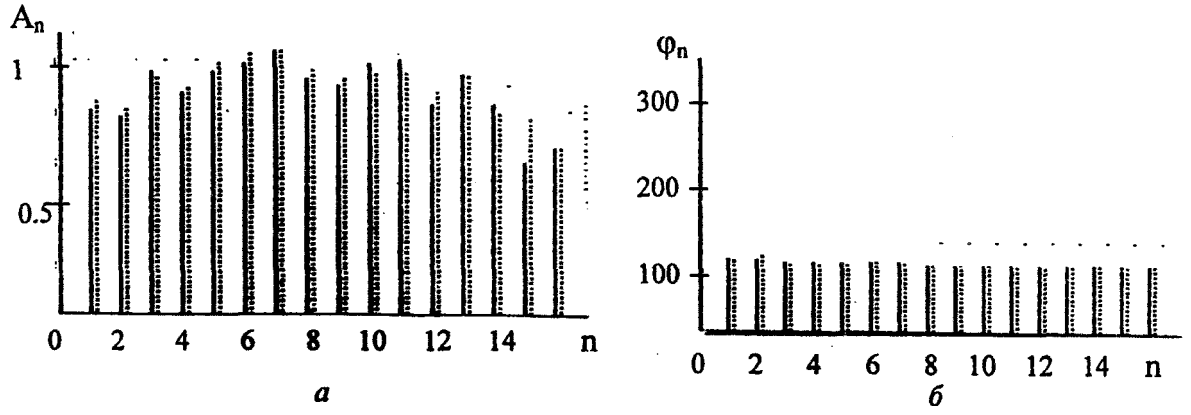



Рис. 4. ($\sigma_\mu$=0,025, $\sigma_\beta$=0,05)

Анализ результатов численных экспериментов показывает, что предложенный алгоритм позволяет с приемлемой точностью восстанавливать АФР в раскрыве ФАР при наличии ошибок измерений.

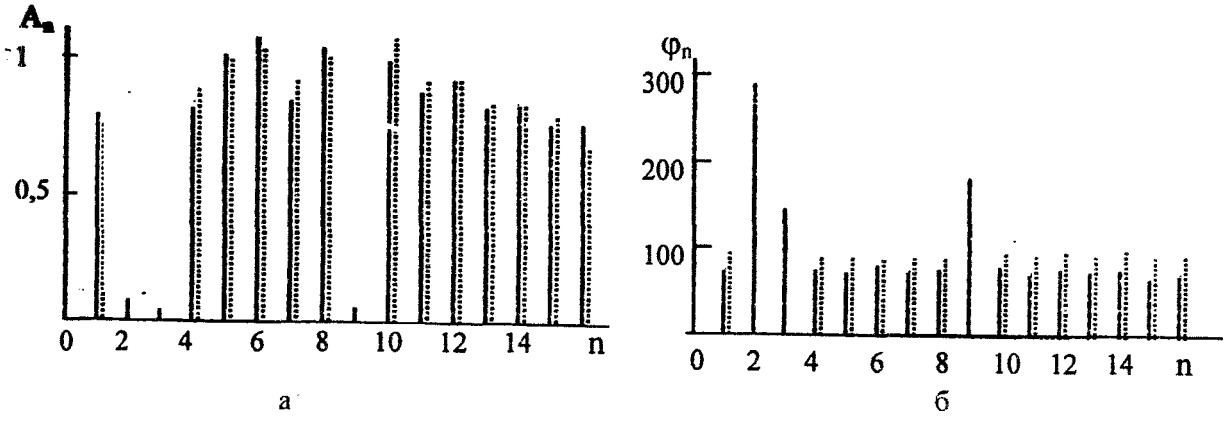



Рис. 5. ($\sigma_\mu$=0,025 $\sigma_\beta$=0,05)

На рис.5 представлены результаты численных экспериментов по восстановлению АФР при наличии неисправных элементов в решетке. Вид неисправности соответствует отсутствию излучения элементов; количество неисправных элементов – 3 (~20 %); погрешность измерений – $\sigma_\mu = 0{,}025$, $\sigma_\beta = 0{,}05$. Неисправные элементы в решетке располагались случайным образом. Как видно из рис. 5, восстановленное АФР с приемлемой погрешностью описывает

реальное распределение токов возбуждения элементов решетки и позволяет идентифицировать неисправные элементы.

**Заключение**

Приведена оценка точности определения характеристик АС по измерениям амплитудных распределений в ближней зоне.

Показано, что требования к точности измерений амплитуды ближнего поля близки к соответствующим требованиям при реализации голографического метода (имеют такой же порядок).

Важным достоинством рассмотренного метода восстановления АФР в раскрыве ФАР является работа радиотехнической системы в режиме сканирования, что требует применения двух измерительных зондов, разнесенных в пространстве. Если ФАР допускает индивидуальное фазирование излучателей, то возможно применение одного измерительного зонда. В этом случае одно фазовое распределение $\varphi_1(x,y)$ в раскрыве обеспечивается выбором положения измерительного зонда, а второе распределение $\varphi_2(x,y)$ может быть установлено в раскрыве с помощью управляемых фазовращателей.

Таким образом, использование структурных свойств антенных решеток и режима сканирования лучом ФАР позволяет разработать и предложить эффективные методы восстановления АФР в раскрыве антенн по амплитудным измерениям с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье.

**Список литературы:** 1. *Методы* измерений параметров излучающих систем в ближней зоне / Л.Д. Бахрах, С.Д. Кременецкий, А.П. Курочкин, В.А Усин, Я.С. Шифрин. – Л. : Наука, 1985. – 273 с. 2. *S. Farhad Razavi and Yahya Rahmat-Samii* A New Look at Phaseless Planar Near-Field Measurements_Limitations, Simulations, Measurements, and a Hybrid Solution // IEEE Antennas and Propagation Magazine – 2007. – Vol. 49, No. 2. – P. 170-178. 3. *D'Elia G., Leone G., Perri R., Schirizini G.* Far field transformation by only amplitude measurements: cylindrical scanning // Antennas and Propogation Int. Symp. Dig.-Blacksburd. – 1987. – Vol A. – P.166-169. 4. *Anderson A.P., Sali S.* New possibilities for phaseless microwave diagnostics. Part 1. Error reduction techniques // IEEE Proceedings. – 1985. – Vol. 132, Pt. H, № 5. – P.291 - 298. 5. *Usin V.A., Anohina O.D., Nechosa A.V.* Amplitude methods of antenna characteristics determination // Proc. Int. conf. on antenna theory and techniques. ICATT'95. – Kharkov (Ukraine). – 1995. – P.80. 6. *Анохина О.Д., Нечеса А.В., Усин В.А.* Определение АФР в элементах антенных решеток по измерениям амплитуды ближнего поля // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 1996. – № 10. – С. 64-68.

*Харьковский государственный университет питания и торговли*

*Поступила в редколлегию 12.02.2011*

УДК 621.396.96

*І.В. СВИД*

# ПОКАЗНИКИ ЯКОСТІ ІНФОРМАЦІЙНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ КОРИСТУВАЧІВ СПОЛУЧЕНИМИ СИСТЕМАМИ СПОСТЕРЕЖЕННЯ ПОВІТРЯНОГО ПРОСТОРУ

## Вступ

Розвиток національної мережі повітряних сполучень потребує підвищення надійності інформаційного забезпечення (ІЗ) користувачів системи контролю повітряного простору. Це неможливо без використання інформаційних технологій (ІТ) у процесі отримання, збору, обробки, зберігання й розповсюдження аеронавігаційних даних. Використання ІТ дозволить підвищити рівень інформаційного забезпечення, що забезпечить безпеку польотів, підвищення економічності й регулярності польотів цивільної авіації в районі аеродрому, на повітряних трасах та у позатрасовому повітряному просторі. ІТ у цій ситуації припускають автоматизацію процесів отримання, збору, обробки й відображення інформації від різнорідних систем спостереження. ІЗ системи використання повітряного простору здійснюється системами спостереження (СС) [1, 2], як правило, сполученими, які вміщують у своєму складі первинну та одну чи дві вторинні (запитальні). Формуляр повітряного об'єкту (ПО), який видається споживачам інформації сполученою СС, крім усього, повинен включати:

- просторові координати ПО;
- додаткову польотну інформацію (ПІ) ПО;
- інформацію про ідентифікацію ПО за ознакою державної приналежності.

Відмітимо, що ведучою є первинна СС, координатна інформація (КІ) якої і закладається у формуляр ПО. Обчислення КІ ПО вторинними (запитальними) потрібно тільки для поєднання інформації первинних та запитальних СС, що суттєво зменшує інформаційні можливості запитальних СС.

Автоматичне обчислення КІ ПО всіма каналами обробки сумісної СС, обробка ПІ та формування формуляра ПО здійснюються апаратурою первинної обробки інформації (АПОІ). Це зумовлено існуючим обладнанням СС.

На теперішній час у літературі відсутні загальна структура ІЗ користувачів і інтегральний показник якості ІЗ СС.

## Мета роботи

Провести обґрунтування структури та інтегрального показника якості інформаційного забезпечення користувачів системи контролю використання повітряного простору.

## Основна частина

Досвід провідних країн світу свідчить, що в них уже досить тривалий строк існують національні єдині системи контролю використання повітряного простору. Однією з складових такої системи є об'єднана СС повітряного простору. Якість роботи такої системи здебільшого залежить від надійності ІЗ. Основою роботи такої системи є якість та достовірність інформації, що видається споживачам. Ця інформація важлива для споживачів, тому необхідно ввести якісні критерії оцінки достовірності роботи системи. Розширити можливості використання повітряного простору країни для польотів ПО можна шляхом підвищення як ступеня технічної оснащеності сучасними засобами повітряного й наземного зв'язку, спостереження й автоматизації управління повітряним рухом, що відповідають вимогам глобальної експлуатаційної концепції організації повітряного руху Міжнародної організації цивільної авіації, так і широким використанням ІТ при отриманні, обробці, збереженні та передачі інформації. Дійсно, можна стверджувати, що обробка відеосигналів та інформації у СС має здійснюватися на спеціалізованих обчислювальних засобах, що обумовлює входження АПОІ до складу первинної СС, яка повинна виконувати ще і вторинну обробку інформації.

Розглянемо структуру ІЗ користувачів на базі первинної обробки інформації сполученою СС, яка включає первинну і вторинну СС. Для складання формуляру ПО у кожній СС повинно бути здійснено: виявлення та вимірювання параметрів виявлених сигналів; виявлення та вимір координат виявлених ПО. Крім того, вторинною СС має бути прийнята та оброблена ПІ. Також структура повинна мати пристрої порівняння та поєднання інформації.

Структура ІЗ користувачів показана на рис.1.

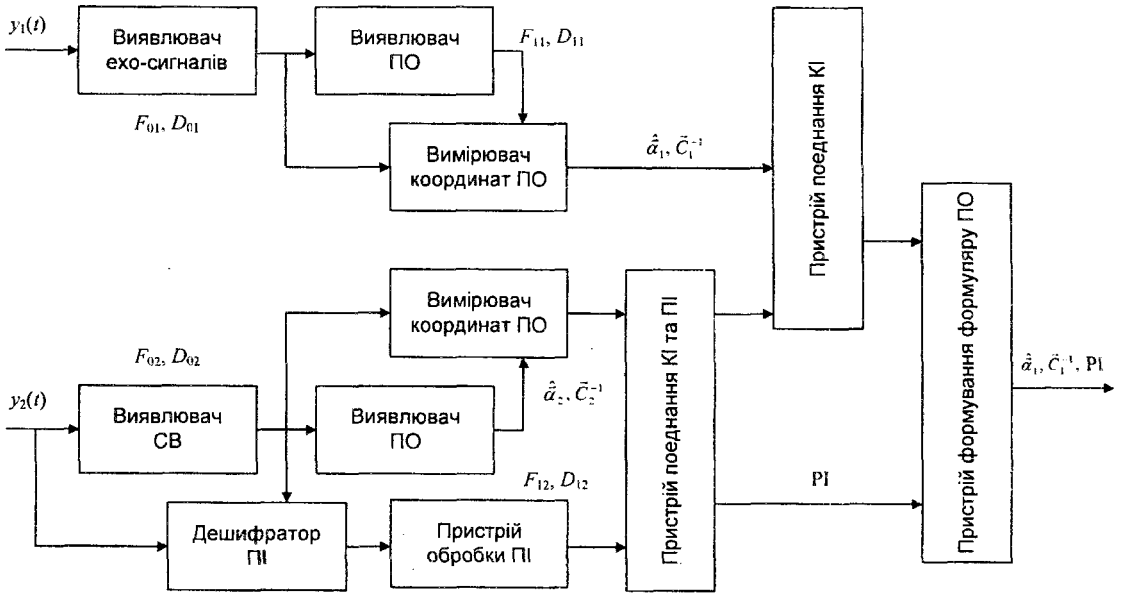



Рис. 1. Структура інформаційного забезпечення користувачів

Структура містить виявлювач одиночних сигналів, з виходу якого знімається послідовність випадкових нулів і одиниць. Оптимальний поріг виявлення сигналу вибирається відповідно до обраного критерію. Таким чином, виявлення сигналу здійснюється за необхідними показниками якості, тобто $F_{0i}$, $D_{0i}$. Оскільки в розглянутому випадку сигнал квантується на два рівні (двійкове квантування), тим самим можна проводити безпосередній синтез алгоритмів і вирішальних правил для обробки цифрових двійково-квантованих сигналів.

Послідовність нулів і одиниць з виходу виявлювача сигналу проходить часову дискретизацію і поступає далі на входи виявлювача і вимірювача координат ПО. Завдання виявлювача ПО полягає в тому, щоб на основі аналізу отриманої послідовності нулів і одиниць вирішити оптимальним чином, чи являє собою прийнята вибірка пачку сигналів або вона відноситься до завади.

Для вирішення сформульованого завдання виявлювач ПО має обробляти сигнали, що надходять, відповідно до деякого алгоритму. Алгоритм виявлення ПО зводиться до перевірки гіпотези $H_0$ про відсутність ПО проти альтернативної гіпотези $H_1$ про її наявність, тобто до утворення співвідношення правдоподібності й порівняння цього відношення з наперед заданим числом, яке обирається, виходячи з припустимої імовірності хибного виявлення. Рішення про виявлення об'єкту з показниками якості $F_{1i}$ і $D_{1i}$ надходить на вимірювач координат ПО. Оцінка координат миттєвого положення ПО робиться одночасно з виявленням ПО. Завдання вимірювача координат ПО полягає в тому, щоб на основі аналізу отриманої послідовності нулів і одиниць оцінити оптимальним чином координати ПО.

Для вирішення сформульованого завдання вимірювач координат ПО також має обробляти сигнали, що надходять, відповідно до деякого алгоритму. Оптимальний алгоритм вимірювання координат синтезується, як правило, за критерієм максимальної правдоподібності. Вигляд функції правдоподібності залежить від статистичних характеристик сигналів і завад, форми діаграми спрямованості антенної системи, а також від способу сканування антени СС у процесі вимірювання.

Таким чином, при формуванні сигналу про виявлення ПО з виходу вимірювача координат ПО кожного каналу сполученої СС видається оцінка вектора вимірювання координат $\hat{\vec{\alpha}}$, що характеризується кореляційною матрицею похибок $\vec{C}^{-1}$.

Виходячи з сказаного при ІЗ частковими показниками якості будуть імовірності правильного виявлення ПО кожним каналом об'єднаної СС.

При порівняні та поєднанні інформації, що потрібно для автоматичного складання формуляру ПО критерієм є якість виміру КІ, через імовірності цих дій до яких належать:

- імовірність дроблення пакету;
- імовірність втрат правильної ПІ;
- імовірність спотворення ПІ;
- імовірність об'єднання КІ і ПІ запитальних СС;
- імовірність об'єднання КІ і ПІ у сполученій СС.

Коротко розглянемо названі імовірності.

Розрізняють дроблення пакету по азимуту і дальності. Дроблення пакету по азимуту відбувається за відсутності більш ніж k до імпульсів на m позиціях в пакеті, при якому відбувається або роздвоєння ПО, або погрішність у визначенні азимуту ПО складає більше $P\sigma_\beta$, де $\sigma_\beta$ – середньоквадратична погрішність визначення азимуту ПО.

Дроблення пакету по дальності відбувається за наявності пакету імпульсів в двох або більш за дискретах дальності. Унаслідок дроблення пакету на виході пристрою обробки можлива поява двох ПО за одним пакетом або видача КІ із значними похибками.

При вживанні в АПОІ схем підтвердження польотної інформації по критерію $\frac{k}{m}$ імовірність втрат правильної польотної інформації у пристрої обробки

$$P_{vtr} = 1 - P_{p.i}^{k},$$

де $P_{p.i}$ – імовірність видачі ПІ з виходу запитальної СС у перших $k$ інформаційних відповідях.

При використанні у пристрої обробки схем підтвердження ПІ за критерієм $\frac{k}{m}$ імовірність спотворення польотної інформації:

$$P_{ick.p.i} = \sum_{i=k}^{m} C_m^i P_{ick}^i (1 - P_{ick})^{m-i},$$

де $P_{isk}$ – імовірність видачі запитальною СС хибної ПІ.

ПІ запитальних СС може поступати з деяким запізнюванням відносно КІ, так званий номер дискрети приходу ПІ:

$$N_d^{'} = N_d + T(KI)/r_d,$$

де $N_d$ – номер дискрети приходу координатної інформації; $T(KI)$ – запізнювання для запитальної СС, відповідне коду КІ; $r_d$ – ціна дискрети дальності.

Імовірність об'єднання координатної і польотної інформації

$$P_{okp} = (1 - P_{vtr.p.i})(1 - P_{ick.p.i}) P\begin{Bmatrix} +N_o^{'} \\ -N_o^{'} \end{Bmatrix},$$

де $P\begin{Bmatrix} +N_0^{'} \\ -N_0^{'} \end{Bmatrix}$ – умовна імовірність приходу ПІ у стробі від $+N_0^{'}$ до $-N_0^{'}$ відносно КІ ПО.

Алгоритм об'єднання інформації в пристрої обробки побудований так, що одиночні відмітки каналів сполученої СС об'єднуються, якщо азимутний кут між центрами пакетів не перевищує $\Delta\beta$, а різниця їх дальностей $\Delta r$.

За умови, що відхилення центрів пакетів в первинному і вторинному каналах сполученої СС незалежні і підкоряються нормальному розподілу, імовірність об'єднання пакетів можна визначити з співвідношення

$$P_{pob} = \frac{1}{4}\left[1+\Phi\left(\frac{\Delta\beta}{\sqrt{2}\sqrt{\sigma_{\beta 1}^2+\sigma_{\beta 2}^2}}\right)\right]\left[1+\Phi\left(\frac{\Delta r}{\sqrt{2}\sqrt{\sigma_{r1}^2+\sigma_{r2}^2}}\right)\right],$$

де $\sigma_{\beta 1}^2$, $\sigma_{\beta 2}^2$, $\sigma_{r1}^2$, $\sigma_{r2}^2$ – середньоквадратичні відхилення азимутів (дальностей) центрів пакетів первинного та вторинного каналів сполученої СС.

Виходячи з наведеного інтегральним показником якості ІЗ користувачів може бути імовірність інформаційного забезпечення, яка для структури на рис.1 може мати вид:

$$P_{\text{inf}} = D_{11}D_{12}(1-P_{1dr1})(1-P_{1dr2})P_{okp}P_{poe1}$$

Розрахунки імовірності інформаційного забезпечення користувачів сполученою СС при виявленні та вимірі координат ПО на основі аналізу усієї пачки отриманих сигналів наведені на рис. 2–3.

На рис.2 наведено вплив відношення с/з ($q$) на якість ІЗ при різних коефіцієнтах готовності (КГ) ($P_0$) літакових відповідачів (ЛВ) запитальної СС.

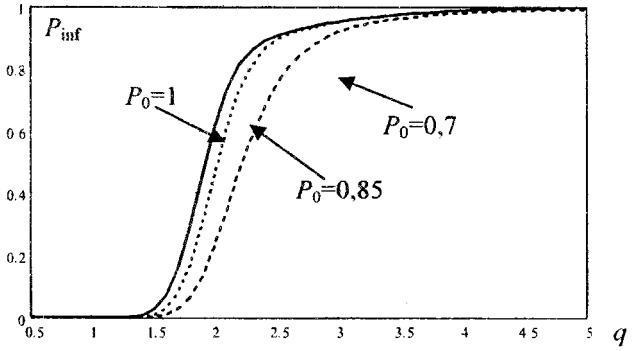



Рис. 2. Залежність $P_{\text{inf}} = f(q, P_0)$

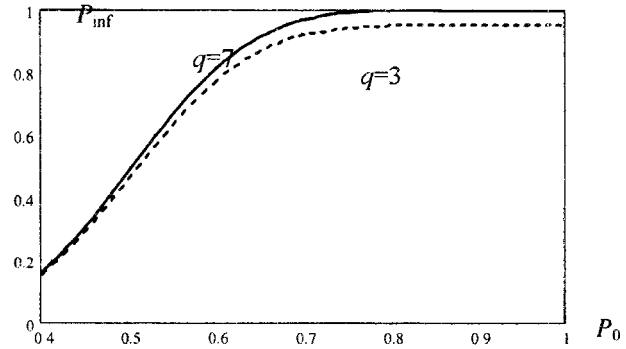



Рис. 3. Залежність $P_{\text{inf}} = f(q, P_0)$

На рис. 3 показано вплив КГ ЛВ на якість ІЗ користувачів при фіксованому відношенні с/з.

**Висновки**

Наведено структуру ІЗ користувачів. На основі наведеної структури проведено розрахунки ІЗ користувачів сполученою СС. Показано значний вплив КГ ЛВ запитальних СС на інтегральний показник якості ІЗ, який може управлятися зацікавленою стороною за рахунок постановки корельованих завад, що дуже небезпечно.

**Список літератури:** 1. *Комплексне* інформаційне забезпечення систем управління польотами авіації та протиповітряної оборони / В.В.Ткачев, Ю.Г.Даник, С.А. Жуков, І.І.Обод, І.О. Романенко. – К. : МОУ, 2004. – 342 с. 2. *Агаджанов П.А., Воробьев В.Г., Кузнецов А.А.* Автоматизация самолетовождения и управления воздушным движением. – М. : Транспорт, 1980. – 342 с. 3. *Фарина А., Студер Ф.* Цифровая обработка радиолокационной информации : пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1993. – 320 с.

*Харківський національний університет радіоелектроніки*

*Надійшла до редколегії 12.03.2011*

УДК 629.7.064.5

*Н.В. ЗАМИРЕЦ, д-р техн. наук , В.Н. БОРЩОВ, д-р техн. наук,*
*А.М. ЛИСТРАТЕНКО, канд. техн. наук, В.А. АНТОНОВА, канд. техн. наук,*
*О.Н. ЗАМИРЕЦ, канд. техн. наук, Н.И. СЛИПЧЕНКО, д-р физ.-мат. наук,*
*И.Т. ТЫМЧУК, Ю.А. ШОВКОПЛЯС, И.Т. ПЕРЕКОПСКИЙ*

# ОБОСНОВАНИЕ ОПТИМАЛЬНЫХ КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ПЕРСПЕКТИВНЫХ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ

## Введение

В настоящее время солнечные батареи (СБ) из фотоэлектрических преобразователей (ФП) являются основным источником электрической энергии для отечественных и зарубежных космических аппаратов (КА).

С середины 90-х годов в Украине в соответствии с тенденциями развития мировой космонавтики создаются космические платформы малого класса. Разработаны платформы двух типов МС-1 и МС-2. Солнечные батареи платформы МС-1 укомплектовывались отечественными кремниевыми ФП с КПД =14 – 14,5%.

Однако уже при разработке солнечных батарей для космического аппарата EgyptSat-1 на платформе МС-2 впервые в Украине были применены однопереходные арсенид-галлиевые фотоэлектрические преобразователи с КПД=19 – 20 %, более устойчивые к радиационному воздействию, термоциклированию и электроразрядным факторам, а также характеризующиеся длительным сроком эксплуатации в условиях космического полета [1–5].

С 2011 г. в Украине предполагается создание еще более высокоэффективных СБ на основе многопереходных гетероструктурных ФП (КПД≈27 – 30%) и сверхлегких (~0,8 *кг/м*$^2$) жестких углесотопластовых каркасов для перспективных малых космических аппаратов типа "Микроспутник".

**Цель работы** – анализ требований к СБ для космического аппарата платформы МС-2 [5], расчет фотоэлектрических параметров СБ для удовлетворения этих требований, обоснование выбора оптимальных конструктивно-технологических решений перспективных отечественных солнечных батарей повышенной мощности.

Согласно требованиям к СБ КА на платформе МС-2, деградация мощности СБ за 5 лет активного существования не должна превышать 20 % на солнечно-синхронной орбите с параметрами: высота орбиты 668 *км*; наклонение орбиты 98,074 градусов; местное время прохождения нисходящего узла 10 часов 30 минут.

В реальных условиях полета КА на заданной орбите условия освещенности нельзя считать стационарными. В связи с этим при оценке температурного режима СБ необходимо использовать соотношения, учитывающие теплоемкости и теплопроводности различных элементов конструкции СБ, закон изменения во времени мощности падающего светового потока, исходную температуру в момент перехода из области тени в освещенную зону, температуру корпуса КА и другие параметры. Расчет фотоэлектрических параметров и компоновку СБ необходимо проводить для максимальной температуры $T_м$ эксплуатации на орбите и на конец срока активного существования (САС).

## Основная часть

С помощью специальной моделирующей программы проведен анализ условий функционирования СБ на орбите без учета влияния переизлучения с конструкцией КА. Для расчета использованы следующие данные: средняя удельная масса $M_{ср}$=2,2 *кг/м*$^2$; средняя теплоемкость $C_{ср}$=800 *Дж/(кг·К)*, интегральные коэффициенты излучения лицевой $\varepsilon_л$ и тыльной $\varepsilon_т$ поверхностей СБ соответственно равны 0,9 и 0,98; интегральные коэффициенты поглощения лицевой $\alpha_л$ и тыльной $\alpha_т$ поверхностей соответственно 0,88 и 0,9 [2].

Расчет динамики освещенности и температуры панели СБ для интервала 365 суток показал, что:

– максимальная относительная освещенность лицевой поверхности изменяется в диапазоне 0,92 – 0,98 $E_0$, где $E_0$ - солнечная постоянная равная 1360 *Вт/м*$^2$;

– максимальная температура панели составляет +75°С;

– минимальная температура панели составляет -71°С;

– максимальный градиент температуры равен 14°С/*мин*;

– период изменения температуры составляет ~ 98 *мин*.

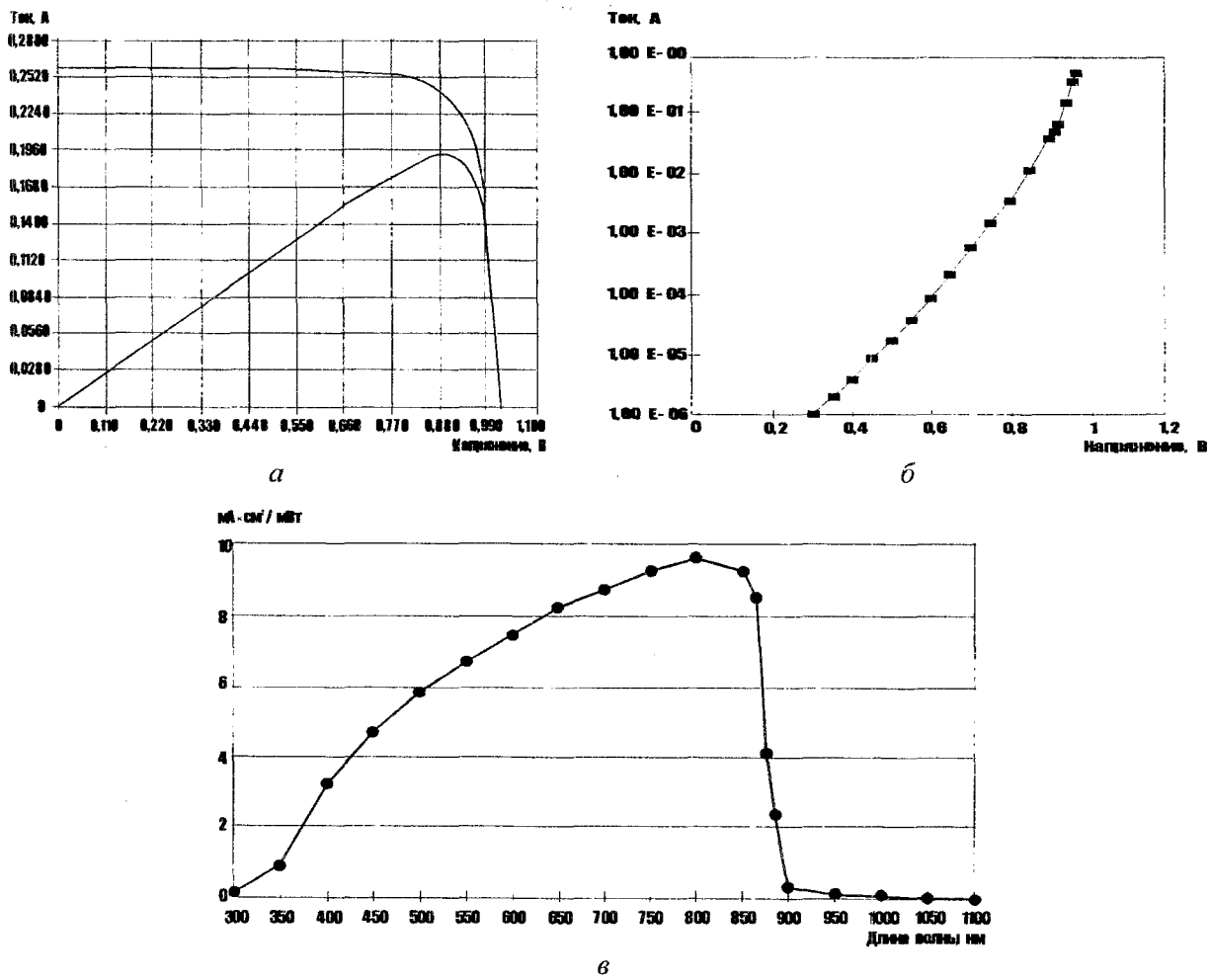
Расчет фотоэлектрических параметров СБ проводился для однопереходных GaAs/Ge-ФП для максимальной температуры эксплуатации на орбите $T_м$=75$^0$С на конец САС.

Основные усредненные параметры ФП на начало САС для условий освещенности АМ0 при температуре $T$= 25°С приведены в табл. 1.

Таблица 1 [2]

| Изготовитель | Тип ФП | Габаритные размеры ФП, $l_{ФП}$x$h_{ФП}$, смхсм | Площадь ФП, см$^2$ | $I_{кз}$, А | $I_{опт}$, А | $U_{хх}$, В | $U_{опт}$, В | Температурные коэффициенты | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | | | | dj/dT *мА/см2/*°С | dU/dT *мВ/*°С | dP/dT *мВт/см*$^2$/°С |
| E.N.E. (Бельгия) | Однопереходные | 4x2 | 8 | 0,252 | 0,237 | 1,015 | 0,89 | 0,019 | -2,00 | -0,038 |

Световые, темновые и спектральные характеристики однопереходных Ga-As/Ge-ФП с площадью (2x4) *см*$^2$ приведены на рис. 1.




*а* *б* *в*

Рис.1. Характеристики однопереходных GaAs/Ge-ФП с площадью (2x4) см2:
*а* – световая; *б* – темновая; *в* – спектральная

Так как при САС, равном 5 годам, интегральные потоки электронов не превышают $5 \cdot 10^{13}$ $см^{-2}$, можно считать, что коэффициенты деградации при защите ФП радиационностойкими стеклами составляют $I/I_0$=0,975, $U/U_0$=0,99, $P/P_0$=0,97 [2].

Для расчета фотоэлектрических параметров СБ использован следующий алгоритм.

1. Расчет параметров ФП на начало САС для максимальной температуры $T_м$ проводится с помощью выражений:

$$U_{ХХФПнач.САС} = U_{ХХ} - \left[ (T_М - T_0) \times \left| \frac{dU_{нач.САС}}{dT} \right| \right]; \quad (1)$$

$$I_{КЗФПнач.САС} = I_{КЗ} + \left[ \frac{dj_{нач.САС}}{dT} (T_М - T_0) \times S_{ФП} \right]; \quad (2)$$

$$I_{ОПТФПнач.САС} = I_{ОПТ} + \left[ \frac{dj_{нач.САС}}{dT} (T_М - T_0) \times S_{ФП} \right]; \quad (3)$$

$$U_{ОПТФПнач.САС} = U_{ОПТ} - \left[ (T_М - T_0) \times \left| \frac{dU_{нач.САС}}{dT} \right| \right]; \quad (4)$$

$$P_{ОПТ\ ФП\ нач.\ САС} = I_{ОПТ\ ФП\ нач.\ САС} \cdot U_{ОПТ\ ФП\ нач.\ САС}. \quad (5)$$

Здесь $S_{ФП}$ – площадь фотопреобразователя; $T_0$=25°С. Для определения параметров ФП при Тм на конец САС учитываем коэффициенты деградации.

Результаты расчета параметров ФП на начало и конец САС при максимальной температуре эксплуатации $T_м$=75°С приведены в табл. 2.

Таблица 2

| ФП, начало САС, $T_м$=75°С | | | | | ФП, конец САС, $T_м$=75°С | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $U_{хх}$, В | $I_{кз}$, А | $U_{опт}$, В | $I_{опт}$, А | $P_{опт}$, Вт | $U_{хх}$, В | $I_{кз}$, А | $U_{опт}$, В | $I_{опт}$, А | $P_{опт}$, Вт |
| 0,915 | 0,260 | 0,790 | 0,245 | 0,194 | 0,906 | 0,254 | 0,782 | 0,239 | 0,187 |

2. Расчет параметров СБ на начало САС для максимальной температуры эксплуатации $T_м$ осуществляется с помощью следующих формул:

$$U_{хх\ СБ\ нач.\ САС} = U_{ххФП\ нач.САС} \cdot n; \quad (6)$$

$$I_{кзСБ\ нач.САС} = 2I_{кзФП\ нач.САС} \cdot m; \quad (7)$$

$$U_{опт\ СБ\ нач.\ САС} = U_{оптФП\ нач.САС} \cdot n; \quad (8)$$

$$I_{оптСБ\ нач.САС} = 2I_{оптФП\ нач.САС} \cdot m; \quad (9)$$

$$P_{оптСБ\ нач.САС} = I_{оптСБ\ нач.САС} \cdot U_{опт\ СБ\ нач.\ САС}. \quad (10)$$

Здесь $n$ – количество последовательно соединенных ФП для обеспечения требуемого напряжения $U_{бат}$; $m$ – количество параллельно соединенных ФП для обеспечения требуемого тока $I_{бат} = 2\ I_{секцСБ}$ для двухсекционной СБ.

3. Расчет параметров СБ на конец САС при температуре $T_м$ проводится с использованием формул:

$$U_{хх\ СБ\ кон.\ САС} = U_{ххСБ\ нач.САС} \cdot (U/U_0); \quad (11)$$

$$I_{кзСБ\ кон.САС} = I_{кзСБ\ нач.САС} \cdot (I/I_0); \quad (12)$$

$$U_{опт\ СБ\ кон.\ САС} = U_{оптСБ\ нач.САС} \cdot (U/U_0); \quad (13)$$

$$I_{оптСБ\ кон.САС} = I_{оптСБ\ нач.САС} \cdot (I/I_0); \quad (14)$$

$$P_{оптСБ\ кон.САС} = I_{оптСБ\ нач.САС} \cdot (P/P_0). \quad (15)$$

4. Количество последовательно соединенных фотопреобразователей в ряду определяется требуемым на конец САС напряжением батареи $U_{бат}$ = 34 В и рассчитывается по формуле

$$n = \frac{U_{бат}}{U_{оптФПконСАС}} = \frac{34}{0{,}7821} = 43{,}47. \quad (16)$$

В связи с тем, что максимальная температура $T_м$ элементов СБ наблюдается в течение короткого времени, для обеспечения требований выбирается

$$n = 43.$$

5. Количество фотопреобразователей в ряду параллельно соединенных ФП определяется требуемой на конец САС силой тока батареи $I_{бат}$=2,3А и рассчитывается по формуле

$$m = \frac{I_{бат}}{I_{оптФПконСАС}} = \frac{2{,}3}{0{,}239} = 9{,}62. \quad (17)$$

Для обеспечения технических требований выбирается $m$=10.

**Полученные результаты**

Основные расчетные параметры для компоновки однопереходных ФП на поверхности углесотопластового каркаса с требуемой площадью панели СБ $S_{СБ}$=0,4 $м^2$ приведены в табл. 3.

Таблица 3

| Характеристика СБ | | | | | | Параметры СБ, АМ0 | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | | Начало САС | | | | | | Конец САС | | | | | |
| | | | | | | $T$=25°С | | | | $T$ = 75°С | | | | $T$ = 25°С | | | | $T$ = 75°С | | | |
| Габаритные размеры СБ, мм | Площадь, $м^2$ | Количество ФП, включенных последовательно | Количество ФП, включенных параллельно | Количество ФП в СБ | Коэффициент заполнения | $I_{опт}$, $А$ | $U_{опт}$, $В$ | $P_{опт}$, $Вт$ | $P^*_{опт}$, $Вт/м^2$ | $I_{опт}$, $А$ | $U_{опт}$, $В$ | $P_{опт}$, $Вт$ | $P^*_{опт}$, $Вт/м^2$ | $I_{опт}$, $А$ | $U_{опт}$, $В$ | $P_{опт}$, $Вт$ | $P^*_{опт}$, $Вт/м^2$ | $I_{опт}$, $А$ | $U_{опт}$, $В$ | $P_{опт}$, $Вт$ | $P^*_{опт}$, $Вт/м^2$ |
| 695x576 | 0,4 | 43 | 10 | 430 | 0,86 | 2,37 | 38,27 | 90,70 | 226,75 | 2,6 | 33,97 | 88,32 | 220,80 | 2,31 | 37,89 | 87,52 | 218,8 | 2,54 | 33,63 | 85,42 | 213,55 |

Одной из важных задач, решаемых при создании СБ, является компоновка ее элементов, которая должна учитывать следующие ограничения, заданные техническими требованиями [5]:

- геометрические размеры каркаса заданы 695x576 *мм* и фиксированы;
- солнечная батарея должна быть электрически секционирована на две гальванически развязанные секции;
- магнитный момент СБ должен быть минимально возможным.

Для удовлетворения указанных ограничений при выборе компоновки требуется решить следующие основные задачи:

– разместить на фиксированной площади необходимое количество ФП выбранного типа, требуемое для обеспечения заданных электроэнергетических характеристик СБ;

– сконфигурировать топологию электрической схемы СБ, обеспечивающую, во-первых, секционирование СБ на две идентичные секции;

– во-вторых, минимизацию магнитного момента СБ;

– определить (выбрать, предусмотреть) необходимые зазоры и элементы коммутации между ФП, модулями, секциями для обеспечения:

– стойкости СБ к механическим нагрузкам и воздействию факторов космического пространства (термоциклирование, электризация, плазма);

– исключения отказов в электрической схеме секций и СБ типа обрыв или короткое замыкание;

– приемлемой технологичности изготовления СБ, существенно влияющей на ее стоимость и надежность.

Учитывая, что магнитный момент СБ равен векторной сумме магнитных моментов ее секций, минимизация суммарного магнитного момента СБ достигается, с одной стороны, обеспечением максимального равенства токов секций, а с другой – такой топологией электрических схем секций, при которой площадь контура тока каждой из секций одинакова, а направление тока в этих контурах противоположное. При выполнении этих условий векторы магнитных моментов секций одинаковы по величине, но направлены в противоположные стороны, что обеспечивает минимальный суммарный магнитный момент СБ, равный разности магнитных моментов секций.

В результате проведенного комплекса работ, обеспечившего решение всех поставленных задач, получен оптимальный вариант компоновки СБ, приведенный на рис. 2.

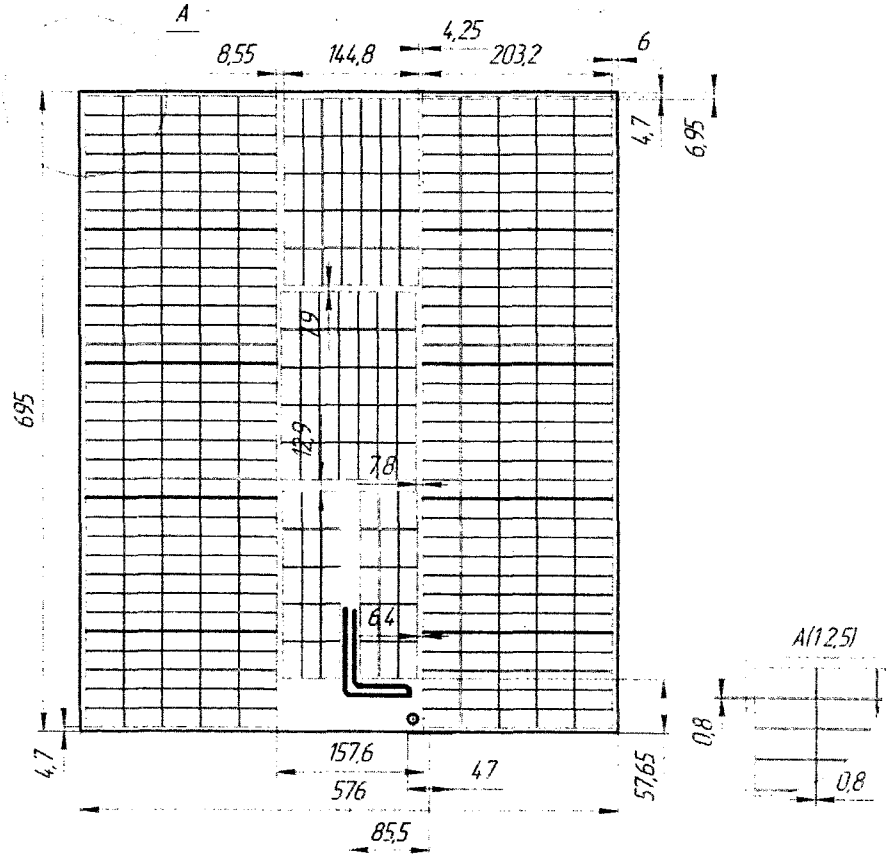



Рис. 2. Схема расположения ФП на каркасе СБ с габаритными размерами 695 *мм*х576 *мм*

Сборка СБ на жестком углесотопластовом каркасе впервые в Украине выполнялась с помощью единичных ячеек ФП и модулей ФП.

Ячейка представляла собой ФП с присоединенными к контактным площадкам с фронтальной стороны серебряными выводами и приклеенным защитным стеклом. Сборка модуля заключалась в последовательно-параллельном соединении между собой нескольких (8 – 12 шт) единичных ячеек сваркой расщепленным электродом. Сборка СБ (рис. 3) заключалась в приклейке модулей ФП на жесткое основание и присоединении выводов к коммутационным шинам. Достоинством этого варианта конструкции СБ является уменьшение количества расположенных на панели коммутационных шин, что позволяет повысить коэффициент заполнения СБ фотопреобразователями.

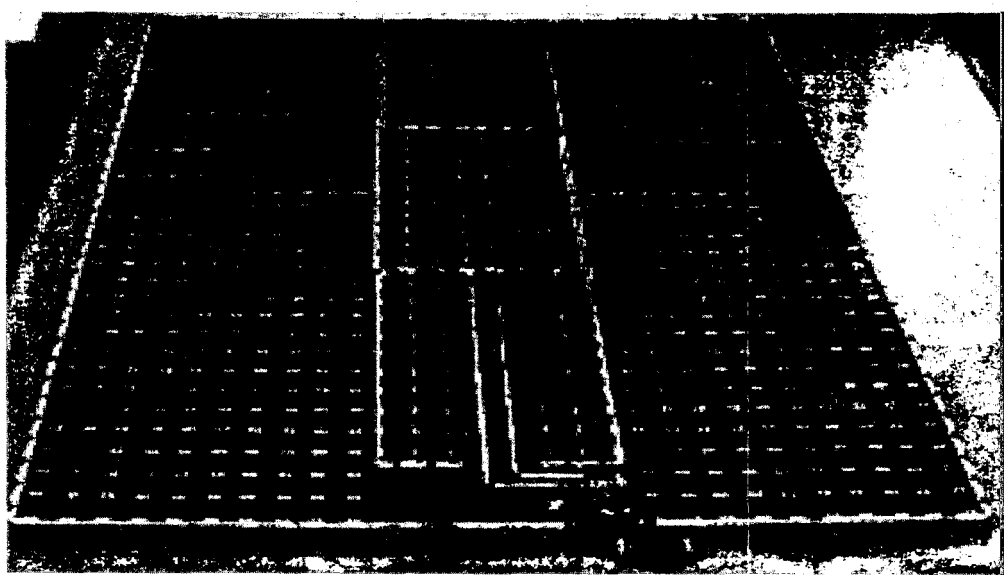


Рис.3. Опытный образец солнечной батареи

Для солнечных батарей будущих отечественных КА перспективным является применение разработанных технических решений с использованием инновационной „Chip-on-Flex"-технологии [6, 7], еще более эффективных (КПД≈27 – 30 %) трехпереходных арсенид-галлиевых ФП и модулей ФП на гибком алюминий-полиимидном носителе (рис. 4).

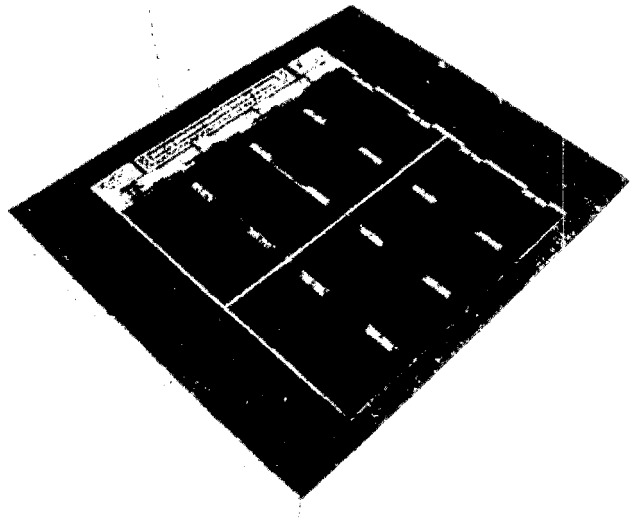


Рис. 4. Макетный образец модуля ФП на гибком носителе

Применение группового метода сборки модулей ФП на одном носителе одновременно служащим механическим основанием модуля и коммутационным элементом ФП в модуле

позволяет использовать автоматизированное оборудование для ультразвуковой сварки элементов коммутации гибкого модуля с контактными площадками ФП и, соответственно, уменьшить трудоемкость сборки модулей на 30 – 40 %.

Необходимо отметить высокую эластичность и механическую прочность при изгибе и других механических воздействиях системы алюминий-полиимид в лакофольговом диэлектрике. Для уменьшения деформаций, вызываемых циклическими изменениями температуры, в алюминиевой фольге платы, соединяемой с тыльными контактами ФП, формируются перфорационные отверстия, согласованные с шагом точек сварок или кратной ему величины. Для исключения разрушения элементов коммутации в модулях гибкие контакты к фронтальным контактным площадкам ФП выполняются с учетом необходимого запаса длины. Конфигурация коммутационных элементов в алюминиевой фольге и слое полиимида выполняется методами фотолитографии, что обеспечивает высокую точность получения размеров. Кроме того, в процессе сборки модуля полностью исключаются короткие замыкания в цепях солнечных элементов, так как все коммутирующие элементы платы изолированы друг от друга слоями полиимида, а сопротивление изоляции элементов коммутации проверяется до сборки гибкого носителя с ФП.

В космосе СБ окружает плазма, что может приводить к возникновению в солнечных элементах аномально высоких токов утечки с соответствующим снижением выходной мощности солнечных батарей. Изоляция слоями полиимида поверхности алюминиевых гибких контактов – компенсаторов для последовательного соединения ФП – приводит к увеличению полного сопротивления, что значительно снижает токи утечки и вероятность короткого замыкания через плазму.

В качестве материала элементов коммутации, как указано выше, применяется алюминий, что имеет ряд преимуществ по сравнению с серебром. Как известно, из металлов наименее стойким по отношению к атомарному кислороду является серебро, которое очень часто используется в качестве материала для межэлементных соединений в конструкциях СБ. Окисные пленки, образующиеся на поверхности серебра, характеризуются высокими внутренними напряжениями, что приводит к их отслаиванию. В результате, наряду с потерей массы материала имеет место также и загрязнение окружающего пространства частицами окислов серебра. Алюминиевая фольга обладает физико-химическими свойствами, препятствующими коррозии. Окисная пленка на алюминии надежно предохраняет его от дальнейшего окисления при воздействии атомарного кислорода среды.

Выполнение вышеописанных работ будет базироваться на комплексе отечественных достижений в области физики, техники и высоких технологий при использовании опыта России, Европейского союза и США, что обеспечит создание СБ со следующими основными параметрами на начало САС:

– удельная мощность по площади – 380 – 400 *Вт/м*$^2$;

– удельная мощность по массе – > 100 *Вт/кг*;

– удельная масса – 2,0 – 2,5 *кг/м*$^2$.

**Заключение**

В соответствии с техническими требованиями на солнечную батарею проведен расчет фотоэлектрических параметров СБ на основе современных однопереходных GaAs/Ge-ФП. Для выбранных типопредставитей ФП обоснована оригинальная схема компоновки с учетом технологических ограничений, обеспечивающая необходимую магнитную чистоту СБ и максимальное заполнение рабочей поверхности каркаса, а следовательно, и максимальную выходную мощность.

Предложены для будущих отечественных КА перспективные решения СБ на основе инновационной технологии изготовления солнечных модулей с использованием высокоэффективных (КПД≈27 – 30 %) трехпереходных арсенид-галлиевых ФП на гибком алюминий-полиимидном лакофольговом диэлектрике.

Применение группового метода сборки, а именно – сборки нескольких (8 – 12 шт) фотопреобразователей на одном гибком алюминий-полиимидном носителе с использованием автоматизированного оборудовании для ультразвуковой сварки элементов коммутации гибкого носителя с контактными площадками ФП упрощает процесс сборки и, соответственно, уменьшает трудоемкость на 30 – 40 %.

**Список литературы:** 1. *Борщов В.Н.* Модуль фотопреобразователей на основе полиимидного носителя для солнечных батарей космического применения / В.Н. Борщов, В.А. Антонова, А.М. Листратенко, И.Т. Тымчук // Технология приборостроения. – 2002. – №1. – С.19-21. 2. *Антонова В.А.* Разработка и исследования батарей для системы энергоснабжения украинского молодежного спутника / В.А. Антонова, В.Н. Борщов, А.М. Листратенко, И.Т. Тымчук // Космічна наука та технологія. – 2005. – Т.11. – №3/4. – С. 92-95. 3. *Борщов В.Н.* Расчетные исследования каркасов панелей солнечных батарей космического аппарата / В.Н. Борщев, В.А. Антонова, А.М. Листратенко, С.М. Школьный // Вестник ХПИ. – 2005. – №47. – С.21-29. 4. *Борщов В.Н.* Оценка напряженно-деформированного состояния элементов солнечных батарей космического назначения на сотопластовых каркасах / В.Н. Борщов, В.А. Антонова, А.М. Листратенко, Н.В. Замирец, Д.Г. Белов, С.М. Школьный, Г.В. Буеров, В.А. Жупинский, С.К. Киприч, М.А. Проценко // Технология приборостроения. 2005. – №2. – С.18-22. 5. *Замирец Н.В.* Конструктивно-технологические решения солнечной батареи космической платформы МС-2 / Н.В. Замирец, Т.Н. Литвишко, В.Н. Борщов, Д.Г. Белов, Ф,М. Телевной, А.М. Листратенко, В.А. Жупинский // Технологические системы. – 2005. – №5-6 (31-32). – С. 23-28. *6. Замирец Н.В.* Алюминиевая "Chip-on-flex" (COF) технология в радиационном приборостроении / Н.В. Замирец, В.Н. Борщов, А.М. Листратенко, В.А. Антонова, Л.П. Семенов, М.А. Проценко, И.Т. Тымчук // Технология приборостроения. – 2007. – №2. – С.3-9. 7. *Патент* України на винахід № 85333 Спосіб виготовлення гнучкого модуля сонячної батареї / В.М. Борщов, О.М. Лістратенко, В.А. Антонова, І.Т. Тимчук, Г.В. Буєров,Я.Я. Костишин, М.А. Проценко. Дата реєстрації 12.01.2009 р.

*Харьковский национальный*
*университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 12.03.2011*

УДК 535.4

*Е.А. БЕЗУГЛЫЙ, А.В. БЕЗУГЛЫЙ, канд. физ.-мат.наук,*
*А.М.ПЕТЧЕНКО, д-р физ.-мат.наук*

# ДИФРАКЦИЯ СВЕТА НА ДВУМЕРНОЙ РЕШЕТКЕ ИЗ БЕСКОНЕЧНО ТОНКИХ МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ЛЕНТ

## Введение

В работе [1] использован квантовомеханический подход к рассмотрению явления дифракции на двух или системе параллельных щелей, прорезанных в металлическом экране, образующих одномерную дифракционную решетку. В данной работе при рассмотрении двумерной задачи авторы основываются на тех же общих фундаментальных представлениях о свободном движении электронов в двумерной потенциальной яме и об упругом взаимодействии фотонов с электронами вещества, из которого изготовлена решетка.

## Постановка и решение задачи

Рассмотрим структуру, образованную бесконечно тонким металлическим экраном (см. рис. 1), порезанным на прямоугольники со сторонами **a** и **b**.

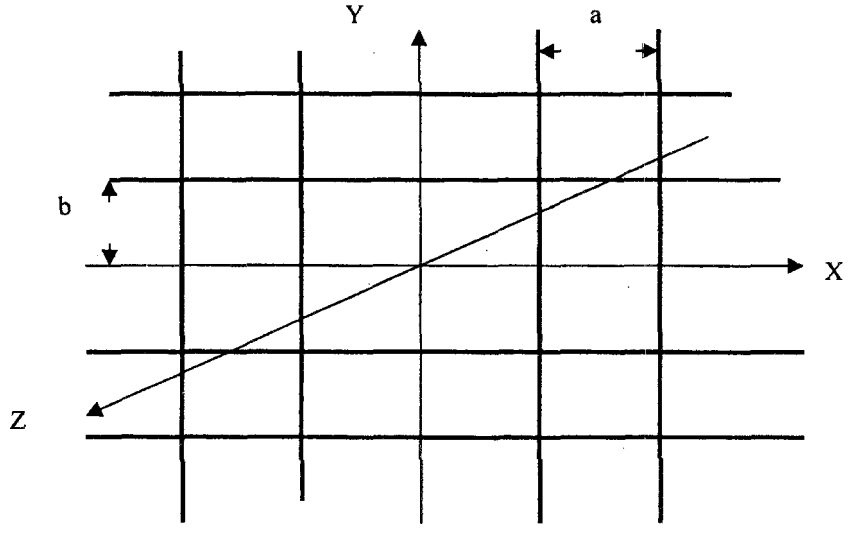



Рис. 1

Будем считать, что щели, отделяющие прямоугольники друг от друга малы, так что период решетки в направлении оси **X** можно считать равным – **a,** а в направлении оси **Y**- **b**.

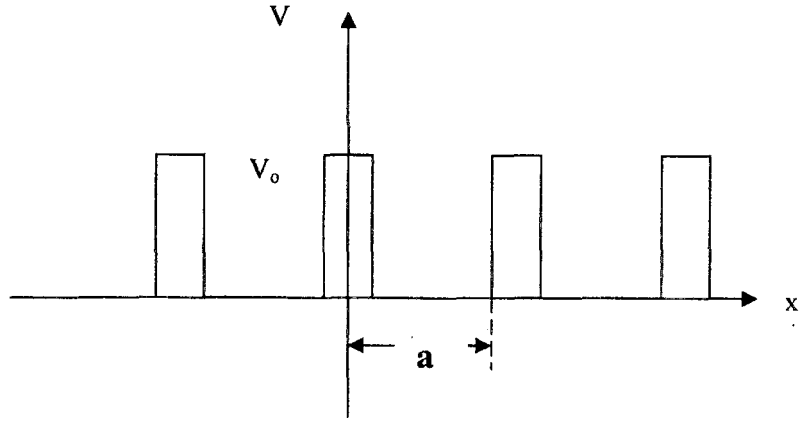



Рис. 2

Квантовомеханической моделью решетки, образованной двумерной периодической последовательностью металлических прямоугольников и щелей может служить двумерная периодическая последовательность потенциальных ям, разделенных узкими потенциальными барьерами высотой $V_o$. Для одномерного случая такая модель приведена на рис. 2. В направлении оси Y модель будет аналогична, но с периодом – b.

Собственные значения энергии и импульсов для симметричной ямы с потенциальными стенками конечной высоты $V_o$ определяется из трансцендентного уравнения [2]

$$k_x a = n\pi - 2\arcsin\frac{\kappa_x \pi}{\sqrt{2m_e V_o}}, \qquad (1)$$

$$k_y b = m\pi - 2\arcsin\frac{\kappa_y \pi}{\sqrt{2m_e V_o}},$$

где $n$, $m$ = 1,2,3 . . . ; целые числа, соответствующие определенным дискретным значениям энергии, $k_x$, $k_y$ – составляющие волнового вектора $\kappa = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Перепишем уравнения (1) в виде

$$x_n = n\pi - 2\arcsin\frac{x_n \pi}{a\sqrt{2m_e V_o}} \qquad (2)$$

$$y_m = m\pi - 2\arcsin\frac{\gamma_m \pi}{b\sqrt{2m_e V_o}}.$$

Как видно из этих уравнений, при увеличении $a$, $b$ собственные значения – корни уравнений стремятся к собственным значениям для ямы с бесконечно высокими барьерами:

$$x_n \to n\pi, \; y_m \to m\pi .$$

Согласно [3] функция состояния электрона в двумерной бесконечно глубокой яме может быть представлена в виде произведения:

$$\psi_{nm} = \sqrt{\frac{4}{ab}} \sin\frac{\pi n}{a} x \sin\frac{\pi n}{b} y. \qquad (3)$$

Уровни энергии, соответствующие состояниям, которые описываются функциями (3) представляются выражением

$$\mathrm{E}_{nm} = \frac{\pi^2 \hbar^2}{2m_e}\left(\frac{n^2}{a^2} + \frac{m^2}{n^2}\right), \qquad (4)$$

где – $\hbar = h / 2\pi$, $h$ – постоянная Планка.

Собственные значения импульсов получаются из соотношения

$$p_{nm} = \sqrt{2m_e E_{nm}} = \hbar\sqrt{\left(\frac{\pi n}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi n}{b}\right)^2}. \qquad (5)$$

Пусть поток фотонов падает со стороны отрицательных значений оси Z нормально к решетке (см. рис. 2). Упругое рассеяние фотона на электроне, когда скорость электрона перпендикулярна к скорости фотона, описывается выражением [3]

$$\omega_1 = \omega_2\left(1 - \frac{\upsilon_1}{c}\cos\varphi_1\right) + \omega_1\omega_2/\varepsilon_1(1 - \cos\varphi), \qquad (6)$$

где $\omega_1 = h\nu_1$ – энергия фотона до рассеяния, $\omega_2 = h\nu_2$ – энергия электрона после рассеяния, $\varepsilon_1$ – энергия электрона до рассеяния, $\upsilon_1$ – скорость электрона, $c$ – скорость света, $\nu$ – частота, $\varphi$ – угол между направлением первичного и вторичного фотона – угол дифракции; $\varphi_1$ – угол между направлением рассеянного фотона и направлением начального импульса электрона (см. рис. 3).

Известно, что изменение частоты рассеянного света является незначительным, даже в случае рентгеновских лучей оно не превышает 1%, поэтому в выражении (6) можно положить $\omega_1 \approx \omega_2$ . Из рис. 3 видно также, что векторы $\vec{K}_1, \vec{K}_2, \vec{P}_1$ лежат в одной плоскости, причем вектор $\vec{K}_1$ совпадает по направлению с осью Z, поэтому $\varphi_1 = \frac{\pi}{2} - \varphi$.

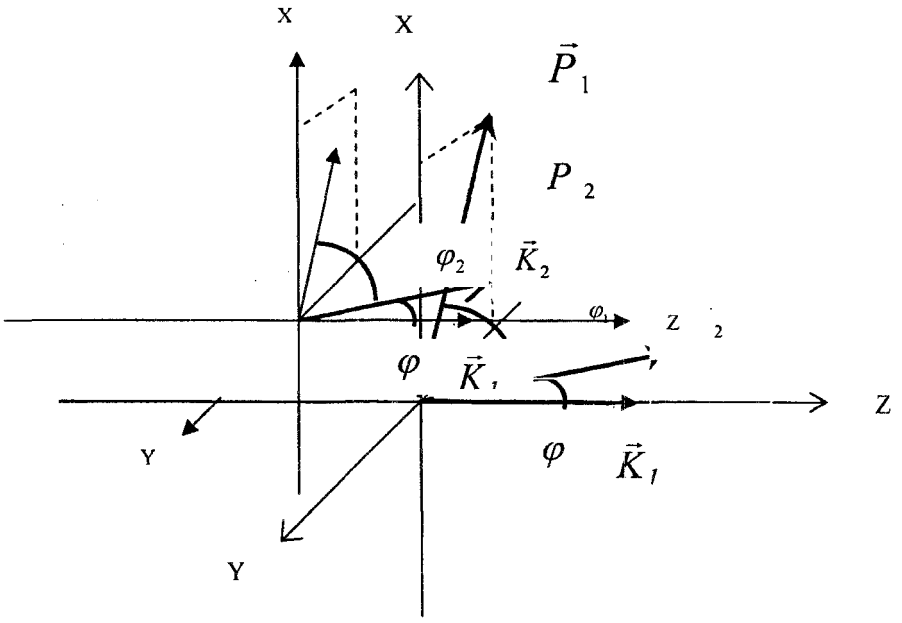



Рис. 3

С учетом этих соображений получим из (7)

$$\frac{1-\cos\varphi}{\sin\varphi} = = \frac{m_e c^2 \upsilon_1 / c}{h\nu} = \frac{P_1 c}{h\nu} = \frac{P_1 c}{K_1}. \qquad (8)$$

Используя формулу для импульса фотона $\kappa_1 = \frac{2\pi}{\lambda}$ и подставляя выражение (6) в (8), после несложных тригонометрических преобразований получим уравнение двумерной дифракционной решетки:

$$\frac{\sin\varphi}{1+\cos\varphi} = \frac{\lambda}{2}\sqrt{\left(\frac{n}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2}, \qquad (9)$$

определяющие дифракционные углы $\varphi$, под которыми будут наблюдаться максимумы освещенности. Для малых углов дифракции имеем

$$\sin\varphi = \lambda\sqrt{\left(\frac{n}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2}. \qquad (10)$$

В каждом из случаев одномерной решетки (либо $a \to \infty$ ,либо $b \to \infty$ ) уравнение (9) соответственно запишется в виде

$$\frac{\sin\varphi}{1+\cos\varphi}=\frac{\lambda}{2}\frac{n}{a},\quad \frac{\sin\varphi}{1+\cos\varphi}=\frac{\lambda}{2}\frac{m}{b}. \tag{11}$$

В каждом из этих случаев $\varphi$ - угол, лежащий соответственно в плоскости XOZ, или в плоскости YOZ. Для малых углов дифракции из (11) получим уравнение для одномерной дифракционной решетки [4]

$$a\sin\varphi=n\lambda,\ b\sin\varphi=m\lambda. \tag{12}$$

В случае двумерной решетки дифракционная картина будет иметь вид правильно расположенных пятен на экране, каждому из которых соответствуют пара целых чисел $n$ и $m$. Этот результат о расположении дифракционных максимумов совпадает с соответствующими выводами, приведенными в [4], несмотря на то, что автор сделал их на основе анализа структуры, полученной путем наложения двух одномерных дифракционных решеток.

**Выводы**

В работе использован новый квантовомеханический подход к проблеме. Исходя из предположения о том, что фотоны, проходя через щель, взаимодействуют с электронами вещества, показано, что вид дифракционной картины, наблюдаемой на экране, определяется в конечном счете спектром импульсов электронов вещества из которого изготовлены пластины.

Получено условие, определяющее положение максимумов дифракции. В случае одномерной решетки при малых углах дифракции оно совпадает с известным в волновой теории дифракции уравнением дифракционной решетки.

**Список литературы:** 1. *Безуглый А.В.* Дифракция фотонов на системе параллельных щелей // Радиотехника.2006.Вып.147.С.65-68. 2. *Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М.* Теоретическая физика. –М., 1963. – Т.3. – С.63. 3. *Ахиезер А.И.,Берестецкий В.Б.* Квантовая электродинамика. – М. : Наука, 1969. – С.437. 4. *Борн М., Вольф Э.* Основы оптики. – М. : Наука,1973. – С.371.

Харьковская национальная академия
городского хозяйства

*Поступила в редколлегию 11.03.2011*

УДК 621.391: 519.246.8

*В.А. ТИХОНОВ, д-р физ.-мат. наук, И.О. ФИЛЬ*

# СТАТИСТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СОСТАВНЫХ ВЕКТОРНЫХ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ

## Введение

Для описания сигналов в рамках корреляционной теории применяется гильбертово пространство [1]. Классический подход к построению гильбертовых пространств не позволяет в удобной форме строить модели некоторых классов сложных сигналов и процессов. К таким классам относятся процессы, которые можно разбить на последовательность процессов меньшей длины, обладающих некоторыми общими свойствами. Предложенный в работе метод анализа подобных сигналов позволяет извлекать информацию, которую нельзя получить обычными методами статистического анализа. Для получения и анализа, предложенных классов векторных коррелированных случайных процессов, использовались модели линейного предсказания [2].

В работе рассматривается стационарный случайный процесс $X[t]$ в виде вектора $\vec{x}[t]$ в линейном пространстве, который определяется своими координатами $x[1], x[2],..., x[N]$ [3]. Такой случайный процесс можно представить в виде последовательности подвекторов $\vec{x}_i$, одинаковой длины $n$ с однородными статистическими свойствами. Здесь введено понятие «подвектора» $\vec{x}_i$ вектора $\vec{x}^n[t]$, по аналогии с отсчетом $x[t]$ выборки $X[t]$. Такой стационарный случайный процесс назван «составным векторным случайным процессом» (СВСП) $\vec{x}^n[t]$. СВСП является обобщением понятия случайного процесса, в котором его отсчет заменяется подвектором $\vec{x}_i$ длины $n$. При $n=1$ СВСП становится обычным стационарным процессом в виде вектора $\vec{x}[t]$.

## Статистики второго порядка составных векторных случайных процессов

СВСП $\vec{x}^n[t]$ коррелирован, если в нем существуют статистические связи второго порядка между подвекторами $\vec{x}_i$. Представим процесс $\vec{x}^n[t]$ в виде последовательности подвекторов

$$\vec{x}^n[t] = \{\vec{x}_1, \vec{x}_2,..., \vec{x}_{N/n}\}.$$

Каждый подвектор определяется $n$ координатами вектора $\vec{x}^n[t]$:

$$\vec{x}_1 = \{x[1], x[2],..., x[n]\},\ \vec{x}_2 = \{x[n+1], x[n+2],..., x[2n]\},...$$

$$...,\vec{x}_i = \{x[(i-1)n+1],...,x[in]\},...,\vec{x}_{N/n} = \{x[N-n+1],...,x[N]\},$$

где $i$ – номер подвектора, $N$ – номер последнего отсчета последнего подвектора. Если количество отсчетов вектора некратно длине подвектора $n$, то в качестве $N/n$ берется целая часть этого числа, т.е. $N/n \sim \lfloor N/n \rfloor$.

Для получения статистик второго порядка СВСП необходимо произведения координат вектора заменить на скалярное произведение подвекторов

$$(\vec{x}_i, \vec{x}_{i+k}) = \sum_{j=1}^{n} (x[(i-1)n+j]x[(i-1)n+j+kn]),$$

где $k$ – сдвиг подвекторов. Применяя усреднение скалярного произведения, получим формулу оценки корреляционной функции СВСП

$$R^n[k] = \frac{1}{\frac{N}{n} - k} \sum_{i=1}^{\frac{N}{n}-k} \sum_{j=1}^{n} (x[(i-1)n + j]x[(i-1)n + j + kn]). \quad (1)$$

Таким образом, корреляционная функция СВСП описывает статистическую связь первого порядка между подвекторами, а не отсчетами процесса. Представим это выражение в виде

$$R^n[k] = \frac{1}{\frac{N}{n} - k} \sum_{i=1}^{\frac{N}{n}-k} (\vec{x}_i, \vec{x}_{i+k}) = R^n[i, i+k].$$

В случае $n = 1$, из выражения (1) может быть получена известная формула оценки корреляционной функции для стационарного случайного процесса

$$R[k] = \frac{1}{N-k} \sum_{i=1}^{N-k} (x[i]x[i+k]). \quad (2)$$

Из выражения (2) видно, что корреляционная функция СВСП является обобщением обычной функции корреляции.

**Статистическое моделирование СВСП**

Теоретические положения модели СВСП проверялись методами статистического моделирования. Для этих целей использовалась модель авторегрессии (АР) СВСП. Разностное уравнение АР СВСП имеет вид

$$\vec{x}_i = \sum_{s=1}^{p} \Phi^n[s]\vec{x}_{i-s} + \vec{a}_i, \quad (3)$$

где $\Phi^n[s]$ – коэффициенты АР СВСП, $p$ – порядок модели АР СВСП, $\vec{a}_i$ – векторы длиной $n$ отсчетов белого шума. СВСП состоял из подвекторов длиной 5 отсчетов. Характеристики спектра СВСП (частота пика и ширина полосы пика) выбирались следующими: $f_1 = 20$, $\Delta f_1 = 1$. Частота дискретизации подвекторов составляла $F_d = 1/T = 100$.

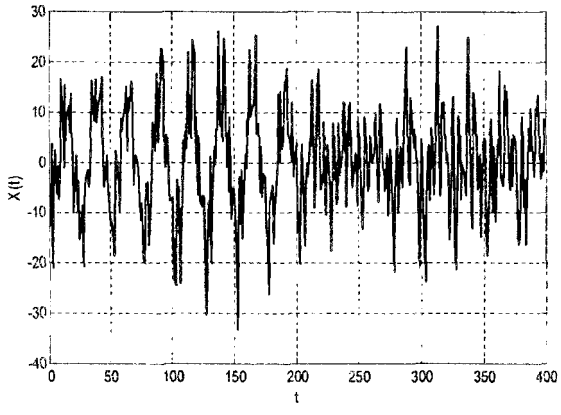
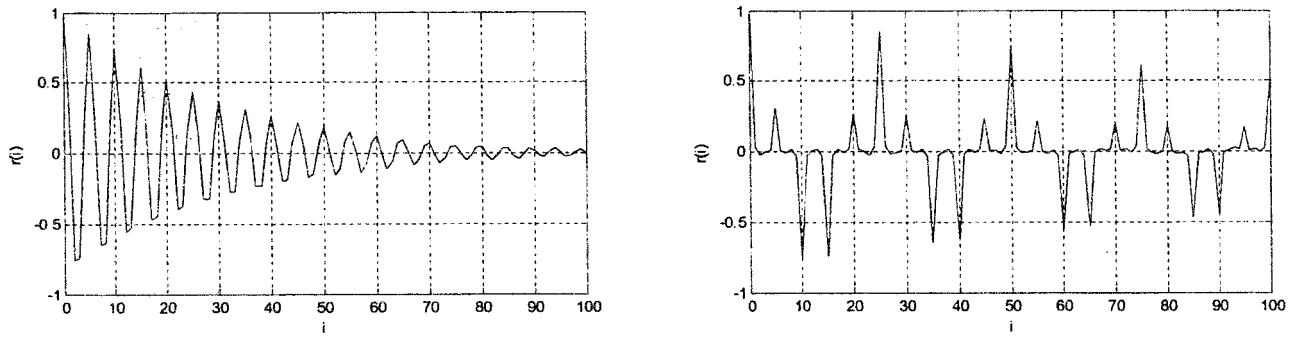



Рис. 1. АР СВСП с параметрами спектра $f_1 = 20$, $\Delta f_1 = 1$, $n = 5$.

Процесс был получен методом формирующего фильтра с помощью порождающего белого гауссова шума с использованием выражения (3). АР СВСП показан на графике (рис. 1). Форма этого процесса существенно отличается от классического процесса АР с такими же характеристиками спектра $f_1 = 20$, $\Delta f_1 = 1$.

Различие этих процессов особенно заметно на графиках корреляционных функций СВСП $\vec{x}^n[t]$ и $X[t]$, представленных на рис. 2. Из графика на рис. 2, *а* видно, что корреляционная функция СВСП имеет простой вид, соответствующий выбранным характеристикам спектра.

Анализ процессов типа СВСП известными методами математической статистики, достаточно сложен. Эти сложности возникают из-за наличия сильной квазипериодичности процесса, которая скрывает в корреляционной функции статистическую связь между подвекторами. Подобная ситуация возникает, например, при анализе сезонных случайных процессов [2]. Однако методы учета сезонности не позволяют выявить характер статистической связи между подвекторами СВСП. В рамках классической корреляционной теории СВСП будет описываться сложными корреляционными функциями, что видно из рис. 2, *б*. Т. о. модель СВСП позволяет решать как минимум две важные задачи. Во-первых, выявлять дополнительную информацию о случайном процессе. Во-вторых, устанавливать статистические связи и, следовательно, динамику изменения некоторых совокупностей отсчетов, т.е. подвекторов.




*а* *б*

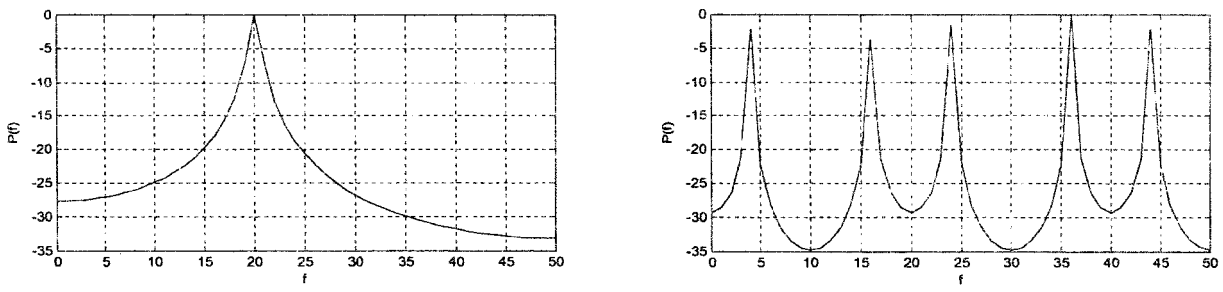
Рис. 2. Оценки корреляционных функций СВСП $\vec{x}^n[t]$ : *а* – по формуле (1), *б* – по формуле (2).

Выражение для параметрической оценки СПМ СВСП имеет вид [3]

$$P^n(f) = \frac{D_a^n}{\left|1 - \sum_{i=1}^{p} \Phi^n[i] e^{-j2\pi fkT}\right|^2}. \qquad (4)$$

Коэффициенты АР $\Phi^n[i]$ рассчитываются с помощью уравнения Юла-Уокера по оценкам корреляционной функции (1).

Использование классических методов линейного предсказания для моделирования СВСП приводит к сложным моделям с высоким порядком, что влечет многомодовость параметрических оценок спектров. Применение разработанной теории модели АР СВСП, позволяет получить для имитационного процесса, представленного на рис. 1, модель АР второго порядка с одномодовым параметрическим спектром (рис. 3, *а*). Параметрический спектр, найденный по коэффициентам классической модели АР, показан на рис. 3, *б*. Как видно из графика, он не позволяет выделить спектр колебаний подвекторов СВСП, теоретические характеристики которого составляют $f_1 = 20$, $\Delta f_1 = 1$.




*а* *б*

Рис. 3. Выборочные параметрические оценки спектра:
*а* – по модели АР СВСП; *б* – по классической модели АР(10).

Точность параметрической оценки СПМ существенно зависит от того, насколько хорошо подходит используемая модель для анализируемого процесса, а также от порядка этой модели, что особенно касается процессов с многомодовой СПМ.

**Выводы**

В работе рассмотрен новый класс сложных стационарных случайных процессов, названный СВСП. К этому классу можно отнести разные виды векторных случайных процессов, представимых в виде последовательности подвекторов. Получены графики корреляционной функции и СПМ АР СВСП. Показано, что использование предложенных статистик и модели АР СВСП позволяет исследовать статистические характеристики подвекторов СВСП. Применение классических статистических методов исследования СВСП не позволяет найти такие характеристики. Использование известных методов статистического анализа и модели СВСП дает возможность более тонко исследовать сложные процессы, представимые в виде совокупности подвекторов. Работа может быть полезна для анализа сложных случайных процессов, исследования долгосрочных изменений процессов, в частности сезонных явлений.

**Список литературы:** 1. *Волощук Ю. І.* Сигнали та процеси у радіотехніці : навч. посібник. Ч. 1. – Харків : ХТУРЕ, 2001. – 550 с. 2. *Бокс Дж., Дженкинс Г.* Анализ временных рядов : пер. с. англ. – М. : Мир, 1974. – Вып.1. – 406 с. 3. *Восточно-Европейский* журнал передовых технологий.– 2011 – №2/4(50). – С.17–20.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 15.02.2011*

УДК 621.396.9.001.61

*А.И. КРАВЧЕНКО, канд. техн. наук*

# МЕТОДИКА ВЫЯВЛЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОТМЕТОК ПРОТЯЖЕННЫХ МОРСКИХ СУДОВ ДЛЯ ЗАВЯЗКИ И ПРОДОЛЖЕНИЯ ТРАЕКТОРИЙ

## Введение

Практическая реализация методологических основ траекторной обработки в сконцентрированном виде рассмотрена и представлена в работах [1 – 3]. Исходными данными для вторичной (траекторной) обработки являются массивы радиолокационных отметок, формируемые с темпом кругового обзора радиолокационной системы трактом первичной обработки с внесением соответствующих поправок на систематические и инструментальные погрешности береговой радиолокационной станции (БРЛС). Подготовленные таким способом входные данные пригодны для завязки и продолжения траекторий движущихся морских судов. При отборе радиолокационных отметок для экстраполяции уже существующих траекторий используют строб сопровождения, определяющий координаты центра и размеры зоны наиболее ожидаемого пребывания отмет-объекта наблюдения в текущем обзоре, предполагая, что модель движения объекта равномерна и прямолинейна, по крайней мере, на нескольких последовательных обзорах.

Процедура отбора отметок имеет определенные методологические особенности в условиях радиолокационного наблюдения движущихся морских судов. В частности, это относится к разрешению конфликтной ситуации, когда в область строба попадает несколько отметок. В классической радиолокации разрешение конфликтной ситуации осуществляется двумя способами: или формированием нескольких гипотез о возможном продолжении траектории, или же отбором только одной из отметок, имеющей наименьшее среднеквадратическое отклонение координат от центра строба.

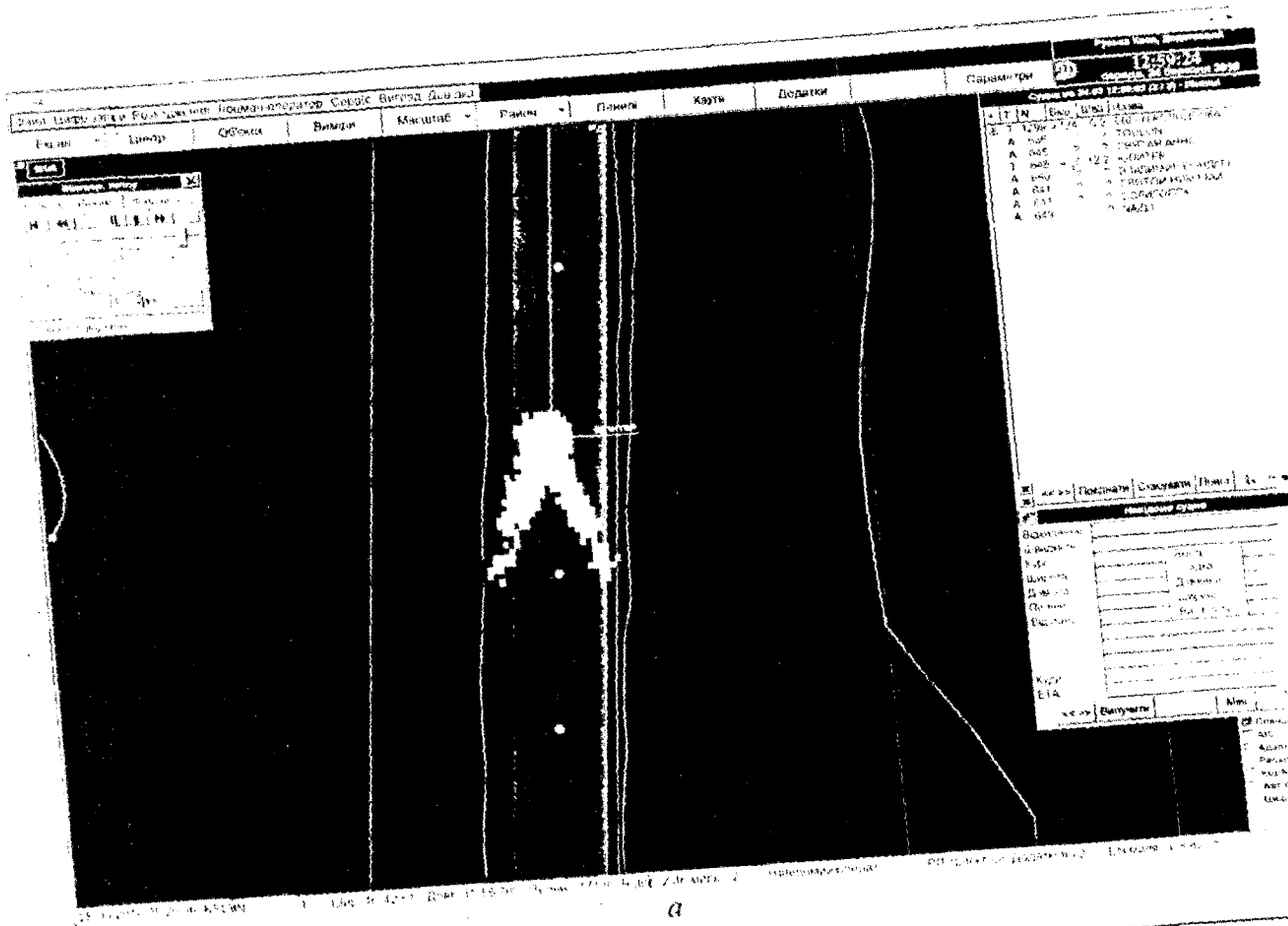
Опыт многолетних натурных радиолокационных проводок показал, что использование существующих классических подходов имеет определенные недостатки. В первом варианте имеет место существенное увеличение ложных тревог, мешающих нормальной работе оператора. Аналогично установлено, что и вторая классическая стратегия также увеличивает уровни ложных тревог.

**Цель исследований** – разработка усовершенствованной методики выявления и отбора радиолокационных отметок от движущихся протяженных морских судов, улучшающей разрешение конфликтных ситуаций в условиях реальных проводок действующими автоматизированными радиотехническими системами (АРТС) информационной поддержки служб регулирования судовождения в прибрежных морских регионах.

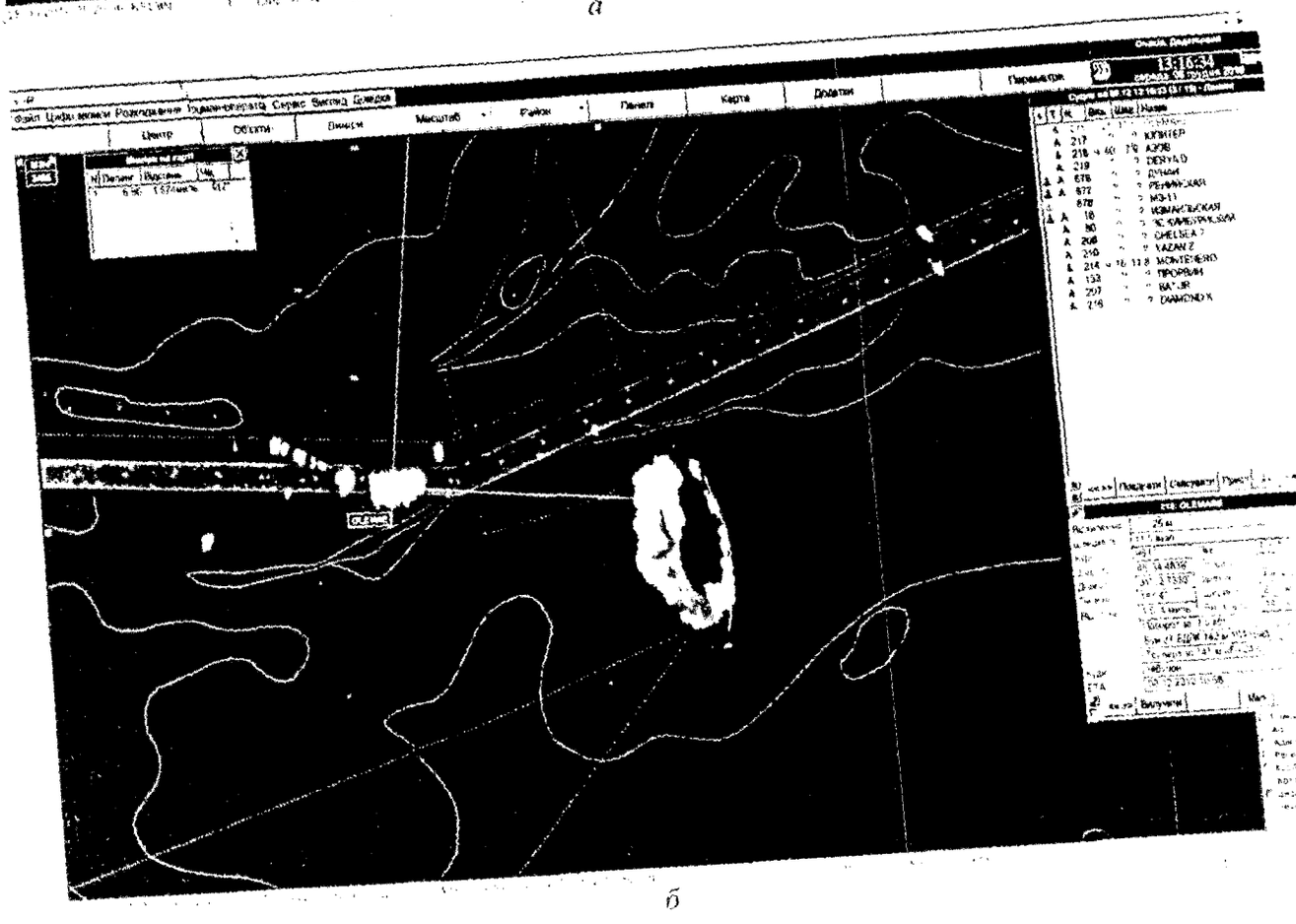
## Основное содержание исследований

Одним из факторов, приводящих к существенному увеличению ложных тревог, является наличие отметок пассивных помех, образованных кильватерным следом судна или битым льдом. Примеры такой реальной помехи, наблюдаемой оператором АРТС на экране видеомонитора, приведены на рис. 1. Здесь показаны отметки от морских судов «Юпитер» (рис. 1,а) и «Oleware» (рис. 1,б) и пассивные помехи от кильватерного следа (более темные участки), окружающие суда.

Другим фактором, также увеличивающим ложные тревоги, является нередкое образование двугорбых функций неопределенности принятого радиолокационного сигнала, обусловленных особенностями конструкции надводной части корпуса большинства современных судов, что вызывает «распад» цельного радиолокационного изображения на два и более независимых изображений (отметок). Пример такой деформации приведен на рис. 2, *а*, *б*.

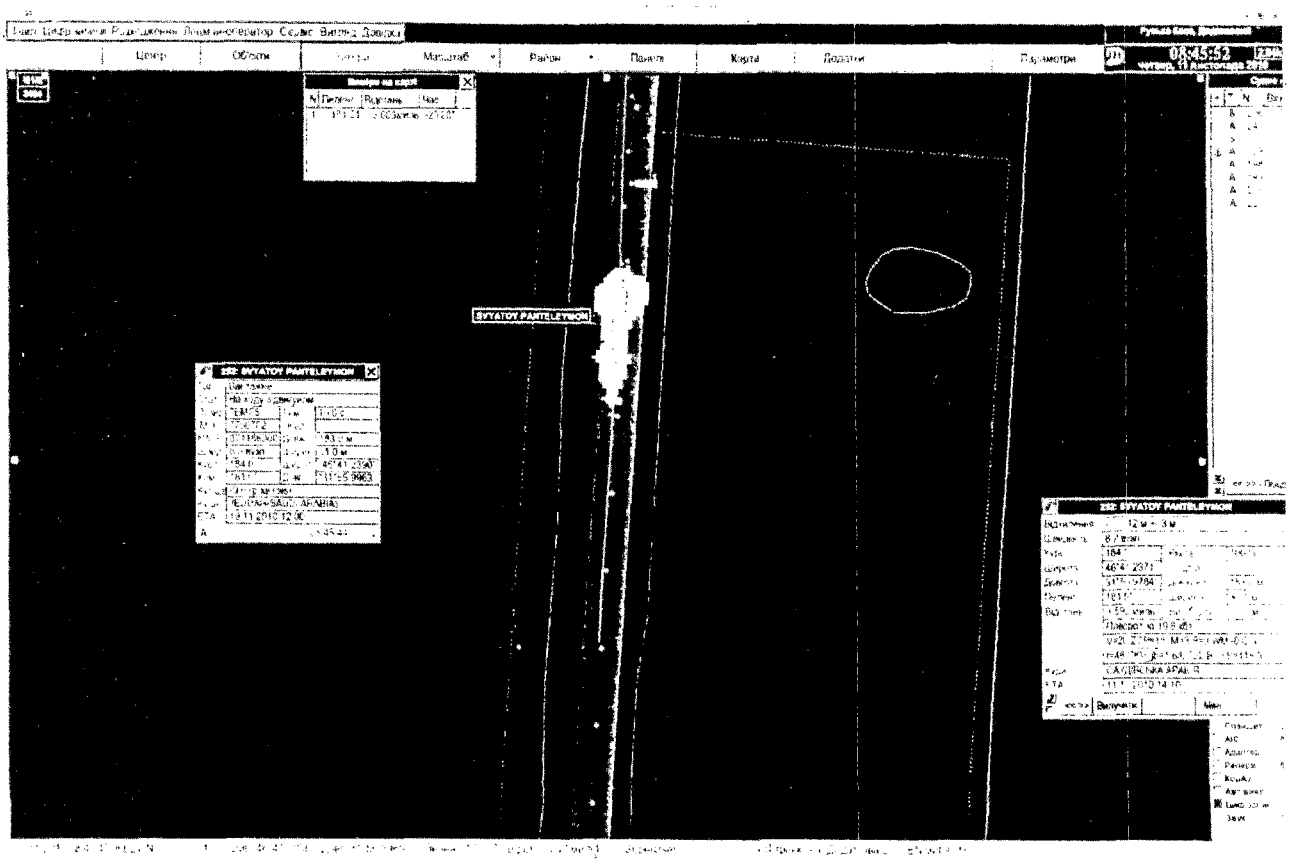


*а*

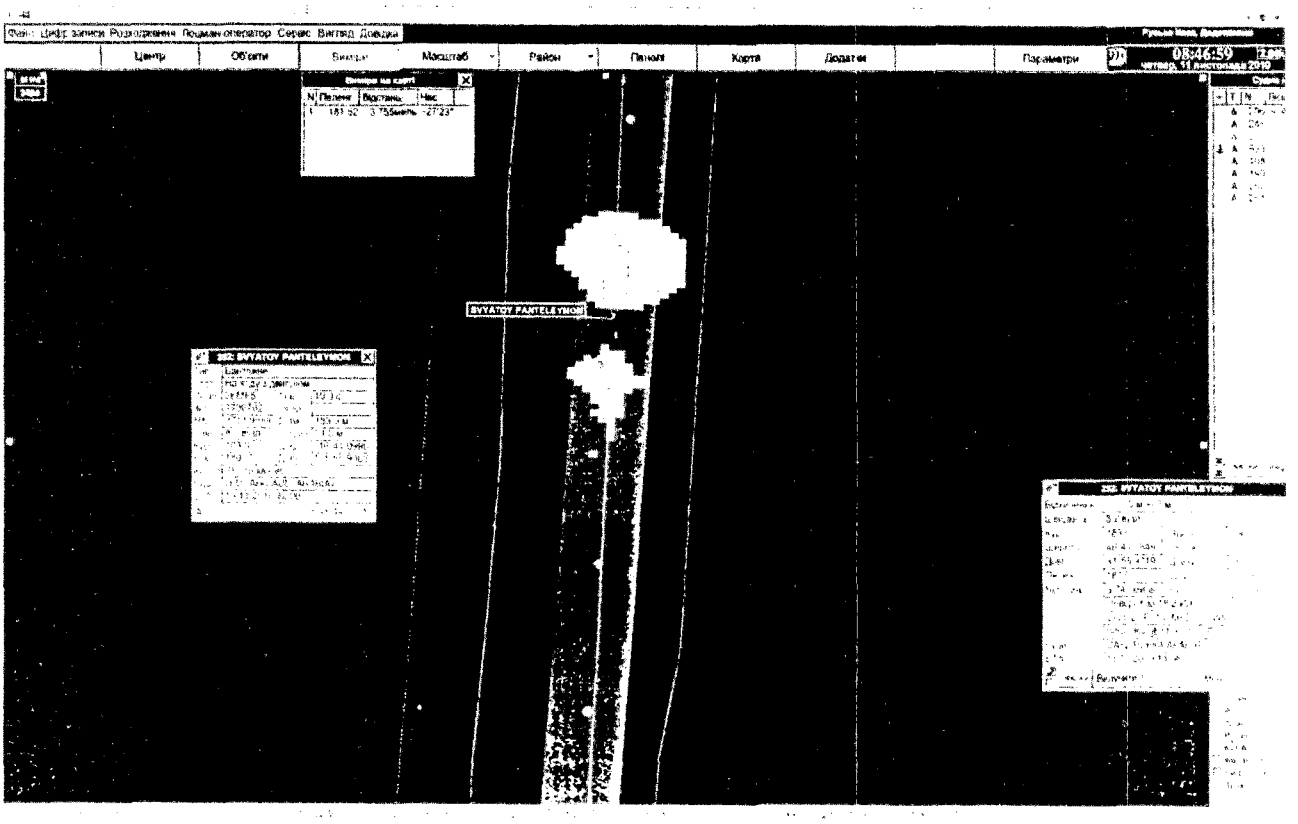


*б*

Рис. 1. Пример пассивных помех, обусловленных кильватерным следом судна




*а*




*б*

Рис. 2. Пример помехи для ТО в виде распада до того единого РЛИ

Приведенные реальные примеры легли в основу описываемой ниже методики выявления отметок и завязки новых траекторий при наличии пассивных помех и «развала» радиолокационного изображения.

Выявление отметок заключается в следующем. При переборе свободных отметок на предмет обнаружения той, которая продолжит обрабатываемую траекторию, следует отбирать не одну, а если удастся, две. При этом избрание пары отметок должно происходить лишь при выполнении определенных условий, в частности разность между координатами дальности отметок должна находиться в определенных пределах средней для региона длины обслуживаемых судов, задаваемой настроечным параметром $\hat{L}_{ship}$ ТО. Второе условие – это близкое к единице соотношение площадей, которое занимают отметки пары на поле дальность-азимут. Последнее косвенно означает селекцию пары отметок по признаку "близости" энергетики каждого из "горбов" функции неопределенности принятого сигнала. Допустимое соотношение площадей РЛИ также регулируется настроечным параметром АРТС.

В случае, когда оба условия одновременно выполняются и для продолжения траектории отбирается пара отметок "двугорбого" принятого радиолокационного сигнала, определяется их общая координата, которая и используется далее в ТО.

Те отметки, которые, в конце концов, оказались не востребованными для продолжения существующих траекторий и не были помечены как вероятные пассивные помехи, используются для образования (завязки) новых траекторий.

Методологической особенностью завязки новых траекторий в условиях радиолокации морских судов средствами исследуемой АРТС является обязательность принятия мер, которые исключают возможность завязки новых траекторий в непосредственной пространственной близости от уже существующих.

Это требование обусловлено тем, что подавляющее большинство объектов радиолокационного наблюдения АРТС информационной поддержки СРДС являются пространственно-протяженными. Вследствие этого их РЛИ могут разделяться, образовывая несколько отметок, сконцентрированных в локально ограниченных пределах пространства дальность-азимут. На временном интервале длительностью всего в несколько круговых обзоров пространства АРТС количество и координаты таких отметок могут спонтанно изменяться. Кроме того, вокруг РЛИ судна образовываются ложные отметки пассивных помех, обусловленные кильватерным следом самого судна и битым льдом (зимой).

Путем натурных исследований установлено, что при таких условиях наблюдения целесообразно завязывать и оставлять для дальнейшей обработки лишь одну траекторию, отдав приоритет только одной из отметок. Другие же отметки той их совокупности, что с высокой вероятностью обусловлены одним и тем же судном, на этапе завязки траектории отбросить При этом в качестве приоритетной целесообразно использовать отметку, которая в указанных границах имеет минимальное значение координаты дальности (находится ближе всего к АРТС), поскольку координаты такой отметки наименее искаженны.

Размер зоны, где с высокой вероятностью возможно пребывание отметок одного и того же судна, определяется как погрешностями радиолокационных измерений, так и особенностями формирования рассеянных судами радиолокационных сигналов.

Завязанные в текущем обзоре АРТС новые траектории в последующих обзорах могут иметь, а могут и не иметь логического продолжения. Чтобы такие события не приводили к коллапсу вычислительного ресурса АРТС, траекторная обработка должна адекватно на них реагировать.

Обнаружение новой траектории сводится к принятию решения о том, принадлежит или не принадлежит эта траектория морскому судну, если вновь завязанная траектория находит свое подтверждение новым радиолокационным отметкам. Отметим, что обнаружение новой траектории осуществляется в условиях мощного воздействия специфических пассивных помех.

В таких условиях для однозначности оценок ситуации предложено всем траекториям, что завязаны и сопровождаются ТО, придать определенный статус или ранг: "новые", "не обнаруженные", "обнаруженные", "идентифицированные". В процессе сопровождения статус траекторий может изменяться.

Таким образом, всем только что завязанным траекториям присваивается самый низкий по рангу статус "новая". В этом статусе новая траектория пребывает на протяжении нескольких последующих круговых обзоров и этот интервал времени называем этапом автоматического захвата траектории. Его продолжительность определена путем натурных экспериментов и для типовых БРЛС составляет $n = 3 \div 5$ обзоров.

Этап автоматического захвата завершается принятием решения о целесообразности или нецелесообразности дальнейшей обработки новой траектории. Учитывая сжатость этапа во времени, а также крайнюю упрощенность обработки и связанную с этим ограниченность траекторной информации, предложено решение принимать по известному простому критерию "$m$ из $n$", где $m \leq n$ – минимально необходимое количество подтверждений траектории отметками на интервале из $n$ обзоров подряд. Путем выполненных натурных экспериментов установлено – для БРЛС, при $n = 3 \div 5$, приемлемое значение $m$ составляет $2 \div 3$, что отвечает рекомендациям.

Если проверка критерия автоматического захвата "$m$ из $n$" дает положительный результат, то статус траектории поднимается с "новой" на "необнаруженную", в противном случае – сопровождение траектории прекращается, а задействованный для этого вычислительный ресурс высвобождается.

В дальнейшем, ко всем траекториям, имеющим статус "необнаруженная", применяется квалификационная процедура принятия решения о том, что они могут или не могут принадлежать к классу траекторий, образованных радиолокационными отметками судов. В случае положительного решения, статус траектории изменяется с "необнаруженной" на "обнаруженную".

Статус "обнаруженной" траектории в дальнейшем никогда не понижается и его повторное подтверждение не производится. Для обнаруженных траекторий уже в полном объеме применяются все процедуры оценки их траекторных параметров. Текущая информация о параметрах обнаруженных траекторий в полном объеме передается на выход ТО для отображения на экранах АРМ операторов и для использования другими компонентами системы.

Специальными процедурами ТО обнаруженная траектория может быть идентифицирована с конкретным судном, обслуживаемым АРТС информационной поддержки СРДС. В таком случае статус траектории повышается с "обнаруженной" до "идентифицированной", но об этом позже.

Упомянутая выше квалификационная процедура принятия решения об обнаружении траектории судна может быть реализована как вручную, так и автоматически. Желательно, чтобы эти режимы действовали одновременно.

Методологию автоматического принятия решения об обнаружении траектории судна предложено основывать на использовании выявленных и формализованных в процессе натурных наблюдений естественных отличиях определенной совокупности параметров траекторий судов в сравнении с аналогичными параметрами траекторий отметок, являющихся помехами. Такой подход является эвристическим и оформлен в виде условия

$$T_{\text{arg}} = (!CR_Zone_{track}) \wedge \left(!\left(ZERO_{track} \| M_{track} \| MEET_{track}\right)\right) \wedge [D_{course} < DC_0] \wedge (a_{track} < a_0) \wedge$$
$$\wedge (T_{track} > T_0) \wedge (R_{track} > R_0) \wedge (V_{pot} < V_0) \wedge (W_{track} > W_{t\,\text{arg}\,0}), \quad (1)$$

где !, ||, $\wedge$ – знаки логического отрицания, суммирования и умножения;

$CR_Zone_{track}$ – признак того, что судно (траектория) находится в зоне поворота фарватера или его пересечения с другим фарватером;

$ZERO_{track}$ – признак того, что в текущем обзоре траектория не подтверждена очередной отметкою, т.е. в последовательности отметок, которые составляют траекторию, произошел пропуск (по данным отбора-стробирования);

$M_{track}$ – признак того, что судно выполняет маневр курсом или скоростью;

$MEET_{track}$ – признак того, что судно выполняет встречное расхождения с другим судном или его обгон;

$D_{course}, DC_0$ – текущее значение дисперсии курса судна и его максимально-допустимое (предельное) значение соответственно;

$a_{track}, a_0$ – текущее значение оценки ускорения и его максимально-допустимое (предельное) значение соответственно;

$T_{track}, T_0$ – время существования траектории и минимально-допустимое (предельное) значение параметра соответственно;

$R_{track}, R_0$ – текущее значение дистанции, которую судно преодолело с момента завязки траектории и минимально-допустимое значение этого параметра;

$V_{pot}, V_0$ – текущее значение оценки скорости судна и максимально-возможное по техническим и физическим ограничениям ее значение;

$W_{track}, W_{t\arg 0}$ – текущее значение условного "веса" траектории и его предельное значение, необходимое для принятия положительного решения об обнаружении траектории.

Все предельные значения в (1) является настроечными параметрами ТО, числовые значения которых устанавливаются на этапе установки программной реализации ТО и в определенной мере зависят от конкретных региональных условий применения системы.

Вес траектории $W_{t\arg 0}$ в (1) характеризует процент подтверждения траектории отметками на скользящем интервале ее наблюдения. Методологической особенностью определения $W_{t\arg 0}$ является необходимость предоставлять преференции судам, которые осуществляют встречные расхождения или обгоны в прибрежных узостях, из-за чего велика вероятность перепутывания траекторий. Практическая реализация преференций заключается в том, что на участках расхождений судов значение относительного веса их траекторий принудительно сохраняется в неизменном виде.

Траектория наиболее вероятно принадлежит реальному судну и приобретает статус "обнаруженная" если по данным (1) выполняется условие $T_{\arg} = true$. В противном случае прежний статус траектории ("новая") не изменяется, а сама траектория продолжает сопровождаться.

Процесс подтверждения или неподтверждения траектории отметками является статистическим, поскольку таковым является сам процесс приема и обнаружения радиолокационных сигналов. Поэтому, если с течением времени происходят затруднения с подтверждением траектории новыми отметками, то, очевидно, должно быть принято статистическое решение о том, продолжать или прекратить ее дальнейшее автосопровождение.

В условиях морской радиолокации процедура прекращения (сброса) автосопровождения является такой же нетривиальной, как и рассмотренная выше процедура обнаружения траекторий. Это связанно с естественным наличием большого количества отметок пассивных помех, которые имеют характеристики схожие с соответствующими характеристиками отметок судов. Поэтому такие отметки часто невозможно изъять из дальнейшего анализа на этапе первичной обработки сигналов.

Понятно, что это приводит к образованию ложных траекторий, которые приходится устранять из дальнейшей работы уже на этапе ТО, путем обнаружения и использования для этого их траекторные отличия от траекторий судов. Последнее означает, что, как и в предыдущем случае, общий алгоритм принятия решения также является эвристическим.

**Заключение**

На основании данных натурных наблюдений и экспериментов, примеры которых приведены в настоящей работе (рис. 1 и 2), показано, что при отборе радиолокационных отметок для продолжения существующих и завязки новых траекторий целесообразно применить отличную от классических методов разрешения конфликтных ситуаций, связанных с попаданием нескольких отметок в строб сопровождения. Разработан и реализован в АРТС информационной поддержки служб регулирования движения судов в прибрежных морских регионах альтернативный метод, основанный на полном исключении из дальнейшей обработки всех отметок, попавших в строб сопровождения, при одновременном применении ранжирования очереди траекторий на обработку по критерию их статуса. Предложена также методика рационального отбора отметок в условиях, когда единое радиолокационное изображение судна распадается на два независимых, что связано с особенностями конструкции корпуса судна.

**Список литературы:** 1. *Кузьмин С.З.* Цифровая обработка радиолокационной информации / С.З. Кузьмин. – М. : Сов. радио, 1967. – 399 с. 2. *Кузьмин С.З.* Основы цифровой обработки радиолокационной информации. – М. : Сов. радио, 1974. – 432 с. 3. *Кузьмин С.З.* Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. – М.: Радио и связь, 1986. – 352 с.

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

*Поступила в редколлегию 17.02.2011*

УДК 621.396.984.2

*В.В. ПЕЧЕНИН, д-р техн. наук, А.В. МАЗУРЕНКО, канд. техн. наук,*
*А.Р. САРАМОЛКИ, О.В. ВОЙТЕНКО*

# ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ СВОЙСТВ СЛЕДЯЩЕГО ДОПЛЕРОВСКОГО ФИЛЬТРА, РЕАЛИЗОВАННОГО НА АВТОГЕНЕРАТОРЕ С КОМБИНИРОВАННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

## Введение

Следящие доплеровские фильтры (СДФ) частотных радиотехнических измерительных систем предназначены для выделения из помех гармонического сигнала с непрерывно изменяющейся частотой. Известно достаточно большое количество вариантов построения подобных фильтров. Наиболее широкое применение нашли следящие доплеровские фильтры, основанные на схемах частотной и фазовой автоподстройки частоты управляемого генератора [1 – 3]. Известны комбинированные следящие фильтры [4], построенные на основе частотных и фазовых систем автоподстройки с введением дополнительного разомкнутого канала управления, обладающие повышенным быстродействием. Возможно построение следящих доплеровских фильтров на основе узкополосных фильтров с изменяющейся частотой [5]. В работе [6] приведен вариант следящего фильтра доплеровского сигнала, реализованный на основе синхронизированного автогенератора, управляемого по высокочастотному и низкочастотному входам. Отличительной особенностью последнего варианта является отсутствие замкнутой петли управления и сравнительная простота его практической реализации при высоком быстродействии и пониженном эффекте срыва слежения. Однако отсутствуют конкретные сведения о практических возможностях таких доплеровских фильтров.

**Цель исследований** – экспериментальное определение частотных характеристик доплеровского фильтра, реализованного на основе комбинированного метода управления автогенератором и, в частности, исследование ошибки перестройки частоты управляемого генератора по разомкнутому каналу, исследование переходной (сквозной) характеристики модели следящего доплеровского фильтра от отношения сигнал/шум на входе фильтра, исследование переходной характеристики СДФ от полосы пропускания фильтра нижних частот (ФНЧ) разомкнутого тракта управления и других характеристик и параметров СДФ.

## Содержание выполненных в работе исследований

Блок-схема исследуемого в данной работе СДФ приведена на рис. 1.

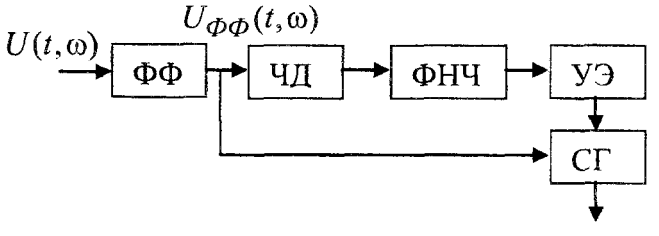



Рис. 1. Блок-схема СДФ: ФФ – формирующий фильтр; ЧД – частотный детектор; ФНЧ – фильтр нижних частот; УЭ – управляющий элемент; СГ – синхронизированный генератор

Как видно на рис. 1, СДФ содержит два канала управления синхронизированным генератором. Теоретические аспекты синхронизации автогенератора внешним высокочастотным сигналом $U_{ФФ}(t,\omega)$ подробно рассмотрены в [7]. Если $U(t,\omega)$ представляет собой внешний синусоидальный сигнал без шума $u(t)$

$$U(t,\omega) = E_0 \cdot \cos\omega_c t\,, \qquad (1)$$

где $E_0$ – амплитуда; $\omega_c$ – частота, мало отличающаяся от частоты свободных колебаний генератора $\omega_0$; $\Delta = (\omega_c - \omega_0) << \omega_0$.

В установившемся режиме выходное колебание СГ

$$\chi(t) = R_0(1+\alpha_0)\cdot\cos(\omega_c + \phi_0), \qquad (2)$$

где $R_0$ – амплитуда; $\phi_0$ – фаза установившегося колебания СГ; $\alpha_0$ – приращение колебаний амплитуды $\chi(t)$.

С позиций целевой задачи исследований, выполненных в работе, частотные свойства СГ по каналу синхронизирующего сигнала $U_{ФФ}(t,\omega) \approx E_0 \cdot \cos\omega_c t$ частотные свойства СГ характеризуются полосой синхронизации внешним сигналом $\Delta_0$, именуемом критической расстройкой. При этом синхронизация возможна лишь при $-\Delta_0 < \Delta < +\Delta_0$, и общая полоса синхронизации СГ равна $2\Delta_0$.

Следующим важным параметром, характеризующим частотные свойства СГ, является остаточная расстройка между синхронизирующей и синхронизированными частотами

$$\nu_{ост} = \frac{\langle\Delta\phi(\tau)\rangle}{\tau}, \text{ при } \tau >> \tau_0, \qquad (3)$$

где $\tau_0 = \Delta_0^{-1}$; $\langle\Delta\phi(\tau)\rangle$ – среднее приращение фазы СГ за время $\tau$.

Ширина спектральной линии СГ в режиме синхронизации

$$\Delta\Omega = \frac{\pi\Delta_0}{2}\Delta_0 \cdot \tau_0 \cdot F(s,\Delta),$$

где $F(s,\Delta)$ – некоторая аналитическая функция, приведенная в [7].

Основным недостатком СГ, функционирующим в режиме внешней синхронизации даже «чистым» монохроматическим сигналом $U(t,\omega)$, является узкая полоса «схватывания» и «удерживания» частоты синхронизирующего сигнала. Однако при этом, если расстройка частоты доплеровского сигнала находится в пределах примерно $1,2\cdot\Delta_0$, то такой СГ обладает высокой «чистотой» спектральной линии $\omega_c$ колебания $\chi(t)$ и минимальной фазовой ошибкой $\langle\Delta\phi(\tau)\rangle$, т.е. приращением фазы. При больших изменениях доплеровской частоты $f_д$ порядка единиц – десятков килогерц данный вариант внешней синхронизации является практически малопригодным.

С целью улучшения частотных свойств СГ синхронизированного высокочастотным входным сигналом в схему СДФ вводится второй тракт управления СГ, обеспечивающий автоматическую установку частоты СГ в пределах полосы формирующего фильтра ФФ.

Данный тракт обеспечивает следящий режим работы СДФ даже при отключении высокочастотного тракта с естественно худшими частотными свойствами. Однако, как показано в [5], такая схема СДФ обладает высоким быстродействием по сравнению с традиционными схемами частотной и фазовой автоподстройки.

Методы и результаты экспериментального исследования флуктуаций и других частотных сдвигов СГ в режиме внешней синхронизации высокочастотным входным сигналом приведены в [7]. В излагаемом ниже материале приведены результаты экспериментальных исследований частотных характеристик и параметров СДФ с прямым управлением СГ по каналу автоматической установки его частоты управляющим низкочастотным напряжением, сформированным трактом ФФ, ЧД, ФНЧ и УЭ.

Общая модель СДФ в среде моделирования Matlab приведена на рис. 2.

При выполнении программы моделирования параметры формирующего узкополосного фильтра были выбраны следующими:

- амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) формирующего фильтра аппроксимировалась цифровым полиномом Баттерворта [8];

- порядок цифрового фильтра – прототипа – 2;
- нижняя граничная частота – 455 *кГц*;
- верхняя граничная частота – 475 *кГц*;
- полоса пропускания – $\Delta f_{фаз} = 20$ *кГц*;
- центральная частота настройки фильтра $f_0 \approx 465$ *кГц*.

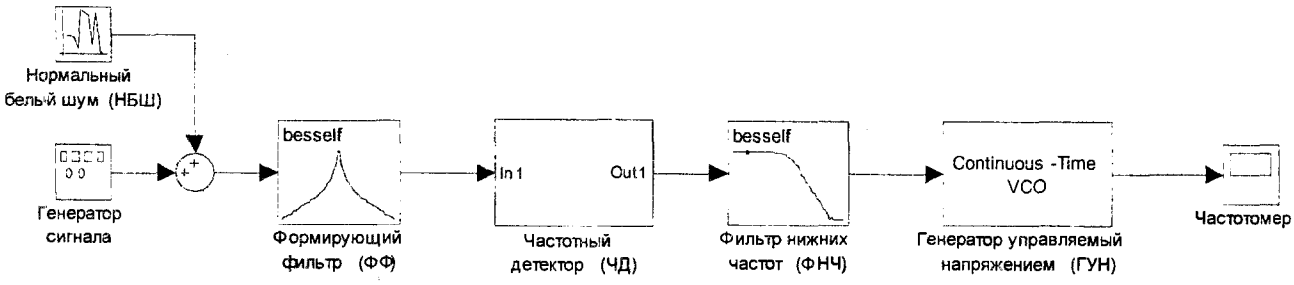



Рис. 2. Общая модель следящего доплеровского фильтра в среде моделирования Matlab

Дискриминационная характеристика частотного детектора задавалась линейной функцией в пределах 455 ÷ 485 *кГц* при крутизне $S(f) = 4 \cdot 10^{-6}$ *В/Гц*. Амплитудно-частотная характеристика фильтра нижних частот (рис. 2) аппроксимировалась полиномом Бесселя [8] при значениях верхней граничной частоты среза $F_1 = 2$ *кГц*, $F_2 = 10$ *кГц*.

Измерение выходной частоты осуществлялось частотомером с заданной погрешностью измерения частоты $\delta f = \pm 10$ *кГц* при шаге дискретизации модели – $10^{-7}$ с.

Отношение сигнал/шум по мощности рассчитывалось по формуле

$$SNR = 10 \cdot \log_{10} \left\{ \left( \frac{U_m}{\sqrt{2}} \right)^2 \Big/ \sigma^2 \right\},$$

где $U_m$ – амплитуда входного сигнала; $\sigma^2$ – дисперсия шума.

Основные результаты исследования частотных свойств СДФ с автоматической перестройкой управляемого генератора (ГУН) по каналу ЧД-ФНЧ-УЭ и разомкнутым каналом высокочастотной синхронизации представлены на рис. 3, 4, 5, 6.

В частности, на рис. 3 представлены переходные характеристики СДФ как некоторые экспериментальные зависимости выходной частоты СГ от входной частоты смеси полезного сигнала и шума при разных значениях отношения сигнал/шум, снятые в пределах расстройки входной сигнальной частоты, равной $\Delta f_{ФФ}$. Из анализа кривых рис. 3 можно оценить отклонения частоты СГ от частоты входного сигнала от отношения сигнал/шум. При данных конкретных значениях переменных параметров $f_c \to Var$, $SNR \to Var$ максимальная остаточная расстройка частоты СГ при изменении входной частоты лежит в пределах +1,5 *кГц* (точка 455 *кГц*) до – 0,4 *кГц* (точка 475 *кГц*), что составляет в полосе ±10 *кГц* остаточную расстройку $|\nu| \approx 2$ *кГц*, что составляет эквиваленту стабильности частоты СГ $|\nu_{СГ}| \approx 2 \cdot 10^3 / 465 \cdot 10^3 \approx 0,04$ или $4 \cdot 10^{-2}$. Тогда при подключении высокочастотного тракта можно ожидать улучшения частотных свойств (3) [при $\tau_0 = 1/20 \cdot 10^3 = 0,05 \cdot 10^{-3}$ с и

$\langle \Delta\phi(\tau) \rangle >\approx 0{,}1^o$ за время 1 с]; $\nu_{ост} \approx \dfrac{0{,}1}{57{,}3 \cdot 1} \approx 0{,}002$ *Гц*; при $\langle \phi(\tau) \rangle \approx 1^o$, $\nu_{ост} \approx 0{,}02$ *Гц*; при $\langle \Delta\phi(\tau) \rangle >= 10^o$, $\nu_{ост} \approx 0{,}2$ *Гц*, что является хорошим прогнозным результатом.

На рис. 4 приведены результаты экспериментальной оценки среднеквадратического отклонения (СКО) частоты на выходе СДФ от отношения сигнал/шум при автоматической перестройке частоты СГ.

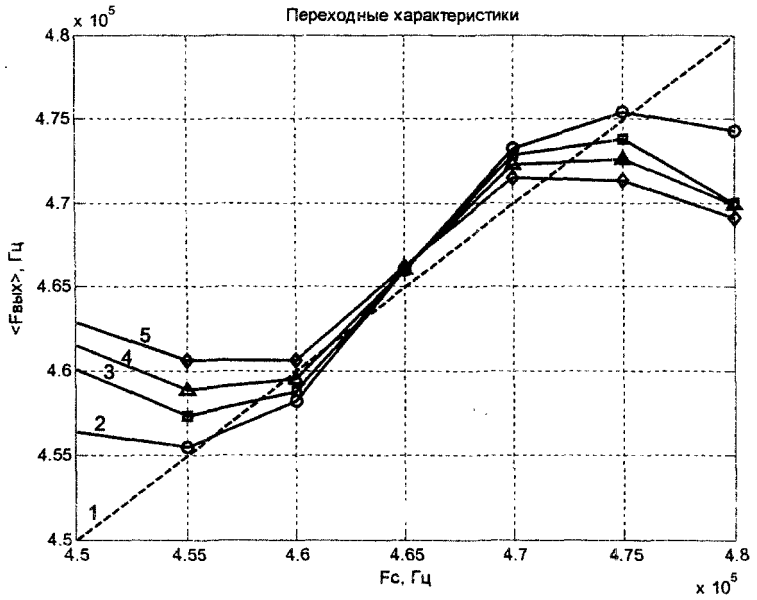



Рис. 3. Идеальная (1) и фактические переходные характеристики модели СДФ при отсутствии шума (2) и при отношении с/ш по мощности $SNR = -20$ *дБ* (3), $SNR = -23$ *дБ* (4), $SNR = -26$ *дБ* (5) на входе СДФ

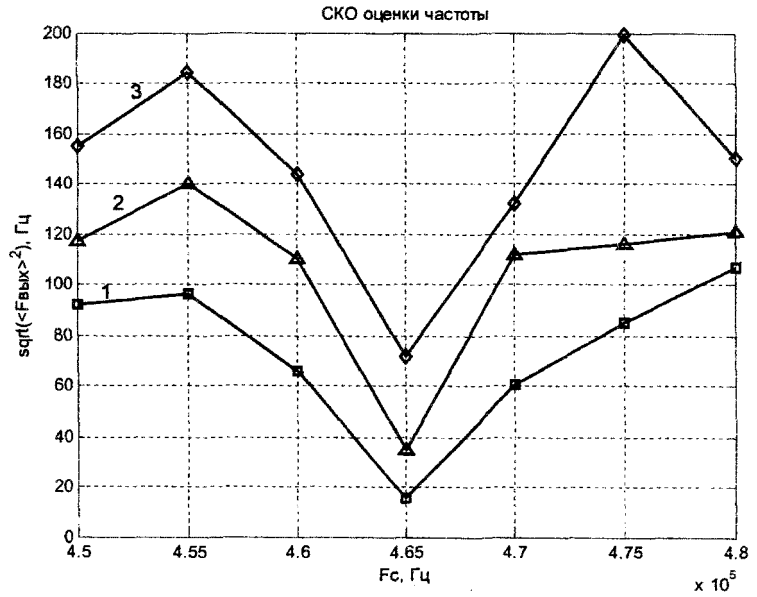



Рис. 4. СКО оценки частоты на выходе модели СДФ при отношении с/ш по мощности $SNR = -20$ *дБ* (1), $SNR = -23$ *дБ* (2), $SNR = -26$ *дБ* (3) на выходе СДФ

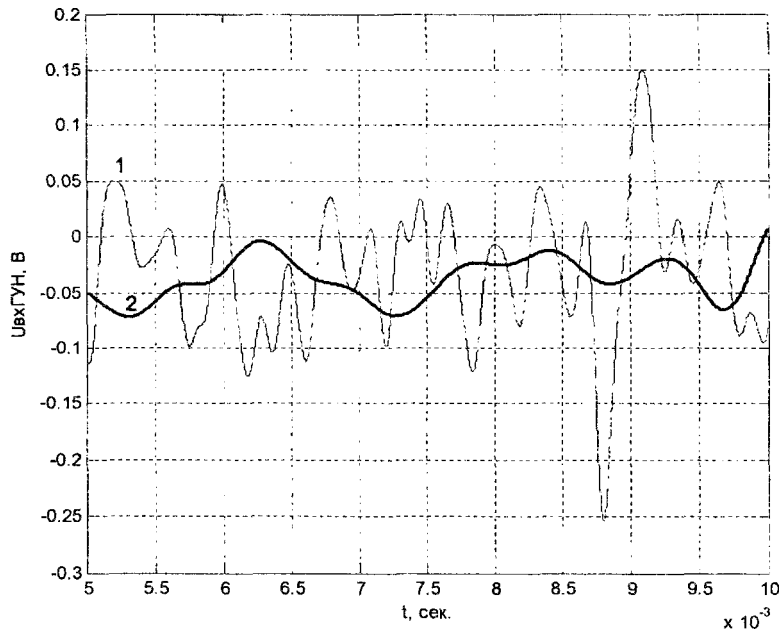



Рис. 5. Напряжения на входе ГУН при полосе пропускания ФНЧ $\Delta F_{ФНЧ_1} = 10$ *кГц* (1) и $\Delta F_{ФНЧ_2} = 2$ *кГц* (2) при частоте сигнала $F_c = 450$ *кГц* и дисперсии НБШ – 100 $В^2$ на входе СДФ

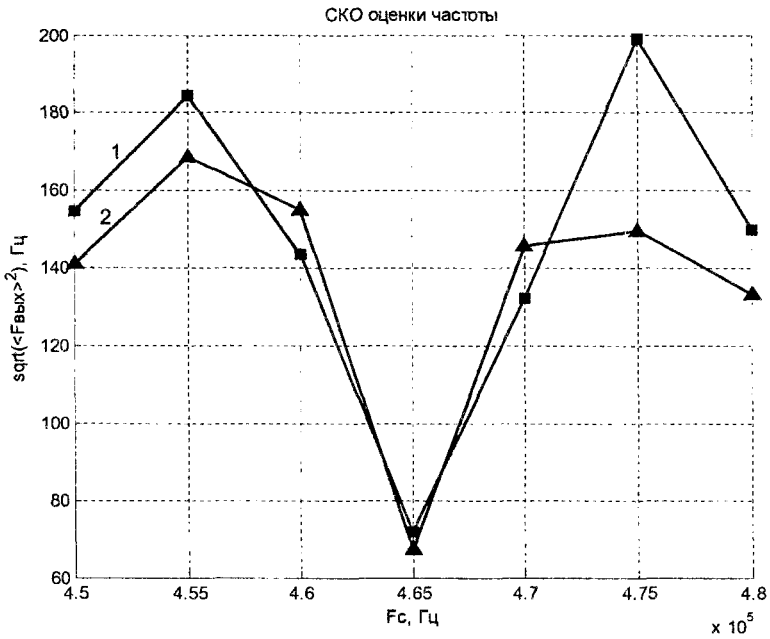



Рис. 6. СКО оценки частоты на выходе модели СДФ при полосе пропускания ФНЧ: $\Delta F_{ФНЧ_1} = 10$ *кГц* (1) и $\Delta F_{ФНЧ_2} = 2$ *кГц* (2), $SNR = -26$ *дБ*

Переходные характеристики (матожидание оценки частоты) СДФ при полосе пропускания ФНЧ $\Delta F_{ФНЧ_1} = 10$ *кГц* и $\Delta F_{ФНЧ_2} = 2$ *кГц* совпадают.

Из приведенных зависимостей видно, что при остаточной расстройке $|\nu|_{ост} \approx 2$ *кГц*, СКО на центральной частоте формирующего фильтра ($f_c = f_0$) составляет (20÷70) *Гц*, при расстройке на – 10 *кГц* СКО составляет (100÷180) *Гц*, и при расстройке на ±10 *кГц*, СКО составляет 80÷200 *Гц*. Данные эксперимента свидетельствуют о достаточно удовлетворитель-

ном результате, поскольку максимальная величина СКО составляет примерно 10% от $|\nu|_{ост} = 2$ *кГц*.

На рис. 5 показаны зависимости напряжения управления СГ (генератора управляемого напряжения) от полосы пропускания ФНЧ. Как и следовало ожидать, флуктуации управляющего напряжения уменьшаются при сужении полосы пропускания ФНЧ.

На рис. 6 представлены зависимости СКО на выходе СДФ при изменении полосы ФНЧ. Из приведенных зависимостей видно, что при частоте входного сигнала, равной центральной частоте настройки ФФ, величина СКО практически не зависит от полосы пропускания ФНЧ. При наличии расстройки входного сигнала относительно центральной частоты настройки ФФ, полоса пропускания ФНЧ существенно влияет на СКО выходной частоты СГ. Причем, это влияние ассиметрично. Данный результат можно отнести к погрешностям эксперимента.

**Заключение**

В результате экспериментальных исследований частотных свойств следящего доплеровского фильтра, реализованного на автогенераторе с комбинированным управлением, и полученных аналитических, графических и расчетных зависимостей показано, что в ряде практических случаев при невысоких требованиях к оценке доплеровской частоты возможно применение очень простой следящей системы по сравнению с широко распространенными СДФ на основе схем частотной и фазовой автоподстройки частоты управляемого генератора. Включение второго высокочастотного входа СДФ, существенно улучшает частотные свойства комбинированной схемы слежения при сохранении простой его технической реализации, практического отсутствия срыва слежения и достижении частотных свойств, близких к частотным свойствам СДФ, реализованных на основе сложных частотных и фазовых систем автоподстройки с замкнутым контуром управления.

**Список литературы:** 1. *Системы* фазовой синхронизации с элементами дискретизации / под ред. В.В. Шахгильдяна. – М. : Радио и связь, 1989. – 320 с. 2. *Системы* фазовой автоподстройки частоты / под ред. В.В. Шахгильдяна. – М. : Радио и связь, 1972. – 447 с. 3. *Зайцев Г.Ф.* Теория автоматического управления и регулирования. – К. : Техника, 1984. – 167 с. 4. *Зайцев Г.Ф.* Радиотехнические системы автоматического управления высокой точности. – К. : Техника, 1988. – 208 с. 5. *Винницкий А.С.* Автономные радиосистемы : Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1986. – 336 с. 6. *Печенин В.В., Сарамолки А.Р.* Согласованная фильтрация сигнала в приемном канале фазометрической РТС // Проблеми інформатизації та управління : Зб. наук. праць. – 2010. – Вип. № 1 (29). – С. 136 – 141. 7. *Малахов А.Н.* Флуктуации в автоколебательных системах. – М. : Наука, 1986. – 660 с. 8. *Оппенгейм А.В., Шафер Р.В.* Цифровая обработка сигналов : пер. с англ. / под ред. С.Я. Шаца. – М. : Связь, 1979. – 416 с.

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

*Поступила в редколлегию 15.03.2011*

УДК 621.385.6

*Н. К. САХНЕНКО, канд. физ.-мат. наук, А.Г. НЕРУХ, д-р физ.-мат. наук, Т.Е. РЕМАЕВА*

# ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ В СФЕРИЧЕСКОМ РЕЗОНАТОРЕ ПРИ ИЗМЕНЕНИИ ВО ВРЕМЕНИ ПОКАЗАТЕЛЯ ПРЕЛОМЛЕНИЯ

## Введение

Огромный интерес к микро- и наноразмерным оптическим резонаторам вызван, прежде всего, их высокой добротностью и избирательной способностью по частоте, что находит им применение в высокоэффективных фильтрах и биосенсорах [1 – 2]. Применение накачки активных зон привело к их использованию в оптических лазерах с очень низким порогом генерации [3]. Именно такие лазеры рассматриваются сейчас как наиболее перспективные источники терагерцевых волн, а также источники одиночных фотонов.

Оптические резонаторы в простейшем случае имеют форму тонкого диска, кольца или сферы. В таких открытых резонаторах возможно возбуждение колебаний типа шепчущей галереи (ШГ), при котором волна отражается от границы за счет эффекта полного внутреннего отражения. В связи с тем, что волна почти не покидает резонатор, добротность таких колебаний чрезвычайно высока. Интересными свойствами также обладают оптические системы, состоящие из кластеров таких резонаторов (фотонные молекулы[4], оптические волноводы из связанных резонаторов [5]).

Динамические резонаторы и фотонные системы, в которых при помощи воздействия стороннего поля возможен контроль параметров материала, представляют еще большие возможности для их использования в устройствах всеоптического переключения, перенастраиваемых фильтрах и системах замедления и остановки света [6, 7].

Изменение во времени диэлектрической проницаемости на практике может быть реализовано, например, лазерной накачкой, приложением напряжения [8], ионизацией [9] или изменением температурного режима [10].

Известно, что изменение показателя преломления неограниченной среды ведет к преобразованию частоты и амплитуды первичного поля [11]. Смещение частоты наблюдается также при изменении показателя преломления в волноведущих [12] и резонансных структурах [13] (тонкий диск), [14] (полость в фотонном кристалле). Величина сдвига и детали переходного процесса зависят от геометрии структуры.

В данной работе теоретически исследуется трехмерная задача преобразования волны ШГ, которая возбуждена в сферическом резонаторе, в результате скачкообразного изменения во времени показателя преломления. Преобразование плоской электромагнитной волны при падении на сферу со скачкообразным изменением во времени диэлектрической проницаемости рассматривалось авторами в работах [15, 16].

Предположение скачкообразного изменения проницаемости позволяет построить аналитическое решение в виде преобразования Лапласа, обратное преобразование которого наглядно представляет связь пространственных и временных изменений поля, оценить длительность переходного процесса и выявить особенности установившегося режима.

## Колебания ШГ в сферическом резонаторе

Исследуем вначале собственные колебания сферического резонатора, т.е. поля, которые могут существовать в отсутствие внешнего источника. Рассмотрим сферу радиуса $a$, среда внутри которой характеризуется диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_1$ и магнитной проницаемостью $\mu_1$, снаружи – вакуум. Зависимость электромагнитного поля от времени $e^{i\omega t}$. Введем сферическую систему координат $(r,\theta,\varphi)$. Будем искать решения однородного волнового уравнения

$$rotrot\vec{U} - \frac{\varepsilon\mu}{c^2}\omega^2\vec{U} = 0, \quad (1)$$

где $\vec{U}$ представляет собой вектор электрического $\vec{E}$ или магнитного поля $\vec{H}$.

Представим решение этих уравнений как суперпозицию двух линейно независимых полей

$$\vec{E} = \vec{E}^e + \vec{E}^m, \ \vec{H} = \vec{H}^e + \vec{H}^m \quad (2)$$

Для $\vec{E}^e, \vec{H}^e$ (ТМ-волна, поперечно-магнитная волна) радиальная компонента магнитного поля обращается в ноль ($H_r^e = 0$), для $\vec{E}^m, \vec{H}^m$ (ТЕ-волна, поперечно- электрическая волна) радиальная компонента электрического поля равна нулю ($E_r^m = 0$). Решение будем искать в виде:

ТМ-поле

$$H_r^e = 0; \ H_\theta^e = i\omega\varepsilon_0\varepsilon_1 \frac{1}{\sin\theta}\frac{\partial Y_{mn}}{\partial\varphi} j_n(k_1 r)\cdot A^e; \ H_\varphi^e = -i\omega\varepsilon_0\varepsilon_1 \frac{1}{\sin\theta}\frac{\partial Y_{mn}}{\partial\theta} j_n(k_1 r)\cdot A^e; \ (r<a); \quad (3)$$

$$H_r^e = 0; \ H_\theta^e = i\omega\varepsilon_0 \frac{1}{\sin\theta}\frac{\partial Y_{mn}}{\partial\varphi} h_n^{(2)}(kr)\cdot B^e; \ H_\varphi^e = -i\omega\varepsilon_0 \frac{1}{\sin\theta}\frac{\partial Y_{mn}}{\partial\theta} h_n^{(2)}(kr)\cdot B^e; \ (r>a). \quad (4)$$

Здесь $j_n(k_1 r)$, $h_n^{(2)}(kr)$ – сферические функции Бесселя; $k = \omega/c$, $k_1 = \omega/v_1 = \sqrt{\varepsilon_1\mu_1}\,\omega/c$; $Y_{mn} = P_n^{(m)}(\cos\theta)\cos(n\varphi)$, $P_n^{(m)}(\cos\theta)$ – присоединенные функции Лежандра ($m = 0,...,n$).

Аналогично, ТЕ-поле

$$E_r^m = 0; \ E_\theta^m = -i\omega\mu_0\mu_1 \frac{1}{\sin\theta}\frac{\partial Y_{mn}}{\partial\varphi} j_n(k_1 r)\cdot A^m; \ E_\varphi^m = i\omega\mu_0\mu_1 \frac{1}{\sin\theta}\frac{\partial Y_{mn}}{\partial\theta} j_n(k_1 r)\cdot A^m; \ (r<a) \quad (5)$$

$$E_r^m = 0; \ E_\theta^m = -i\omega\mu_0 \frac{1}{\sin\theta}\frac{\partial Y_{mn}}{\partial\varphi} h_n^{(2)}(k_0 r)\cdot B^m; \ E_\varphi^m = i\omega\mu_0 \frac{1}{\sin\theta}\frac{\partial Y_{mn}}{\partial\theta} h_n^{(2)}(k_0 r)\cdot B^m; \ (r>a) \quad (6)$$

Неизвестные коэффициенты $A^{e,m}$ и $B^{e,m}$ находим из условия непрерывности тангенциальных компонент поля. Для этого недостающие компоненты поля находим из уравнений Максвелла и приравниваем полученные выражения на границе. Опуская вывод выражений, приводим конечные результаты:

$$A^e = \frac{h_n^{(2)}(ka)}{\varepsilon_1 j_n(k_1 a)} B^e; \ A^m = \frac{h_n^{(2)}(ka)}{\mu_1 j_n(k_1 a)} B^m.$$

Дисперсионные соотношения имеют вид:

$$TM: \ \left[(k_1 a)\cdot j_n(k_1 a)\right]' \cdot h_n^{(2)}(ka) = \left[(ka)\cdot h_n^{(2)}(ka)\right]' \cdot \varepsilon_1 j_n(k_1 a), \quad (7)$$

$$TE: \ \left[(k_1 a)\cdot j_n(k_1 a)\right]' \cdot h_n^{(2)}(ka) = \left[(ka)\cdot h_n^{(2)}(ka)\right]' \cdot \mu_1 j_n(k_1 a). \quad (8)$$

Штрих здесь означает производную по аргументу. Выражения, приведенные выше, описывают поля, четные по углу $\varphi$ (функции $Y_{mn}$ содержат только $\cos(n\varphi)$). Для случая нечетных по $\varphi$ полей ($\sin(n\varphi)$ в $Y_{mn}$) дисперсионные соотношения (7) – (8) имеют тот же вид. Это свойство называется вырождением по частоте.

Уравнения (7) – (8) имеют бесконечное множество решений, образующих дискретный ряд собственных значений. Собственные колебания характеризуются числом вариаций поля вдоль радиуса ($s$), числом вариаций по полярному углу ($n$) и числом вариаций по азимутальному углу ($m$). Собственным ТМ и ТЕ колебаниям присуще $n$-кратное частотное вырождение по азимутальному индексу $m$. Это означает, что моды с одним и тем же радиальным индексом $s$ и полярным индексом $n$, но разными азимутальными индексами $m$, имеют одни и те же частоты, но различные пространственные распределения полей. Наибольший интерес представляют колебания ШГ, с наименьшим модовым объемом, которые характеризуются

значениями $s = 1$ и $m = n$. Волна шепчущей галереи может быть изображена, как волна, распространяющая вдоль экватора сферы, многократно отражающаяся от ее внутренней поверхности. Все решения уравнений (7) – (8) комплекснозначны. Если представить корень уравнения (7) или (8) в виде $ka = w' + iw''$, то добротность можно рассчитать по формуле $Q = w'/(2w'')$. Волны ШГ характеризуются наибольшей добротностью.

На рис. 1 представлено распределение полей для некоторых типов собственных колебаний.

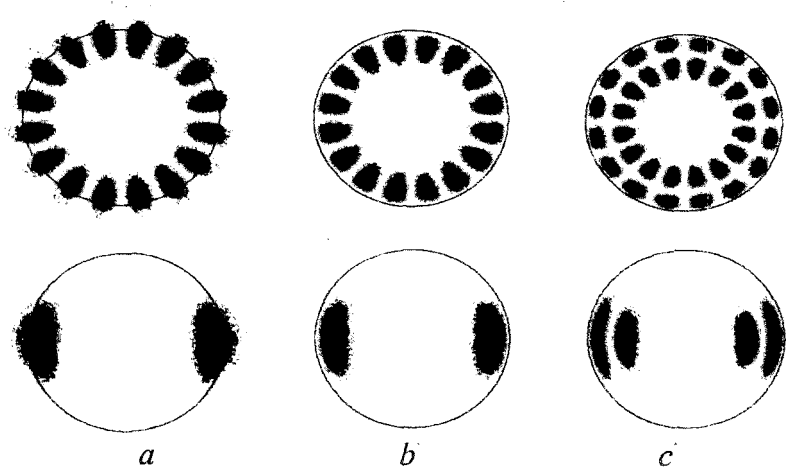



Рис. 1. Пространственное распределение некоторых типов собственных колебаний. Верхний ряд представляет сечение меридиональной плоскостью, нижний – экваториальной: *а* – ТЕ волна ($s = 1$, $m = n = 8$), *б* – ТМ волна ($s = 1$, $m = n = 8$), *в* – ТМ волна ($s = 2$, $m = n = 8$).

## Преобразование моды ШГ в результате скачка диэлектрической проницаемости внутри сферы

Далее будем рассматривать немагнитные среды ($\mu_1 = 1$). Предположим, что в некоторый момент времени $t^* < 0$, в сфере установилась волна ШГ. Допустим, что в нулевой момент времени под действием сторонних источников диэлектрическая проницаемость внутри сферы изменяется от значения $\varepsilon_1$ до значения $\varepsilon_2$. Решение задачи получено аналитически путем решения начально-краевой задачи с применением преобразования Лапласа. Опуская промежуточные вычисления, произведенные стандартным способом, приведем только окончательные выражения для полей в виде преобразования Лапласа. Решение представимо в виде

$$\vec{U}_{total} = \vec{U}_{init} + \vec{U}_{bound} \tag{9}$$

Первое слагаемое – решение начальной задачи, второе соответствует влиянию границы.
*Решение начальной задачи* [15, 16]:

ТМ-поле (магнитная составляющая):

$$H_r^e = 0;\ H_\theta^e = \frac{\partial Y_{mn}}{\partial \varphi} M^e;\ H_\varphi^e = -\frac{\partial Y_{mn}}{\partial \theta} M^e;\ M^e = i\omega\varepsilon_0\varepsilon_1 A^e \frac{j_n(k_1 r)}{\sin\theta} \frac{pv_1^2 + i\omega v_2^2}{p^2 v_1^2 + \omega^2 v_2^2} e^{-i\omega t^*};\ (r < a) \tag{10}$$

$$H_r^e = 0;\ H_\theta^e = \frac{\partial Y_{mn}}{\partial \varphi} N^e;\ H_\varphi^e = -\frac{\partial Y_{mn}}{\partial \theta} N^e;\ N^e = i\omega\varepsilon_0 B^e \frac{h_n^{(2)}(kr)}{\sin\theta} \frac{e^{-i\omega t^*}}{p - i\omega};\ (r > a) \tag{11}$$

ТЕ-поле (электрическая составляющая):

$$E_r^m = 0;\ E_\theta^m = -\frac{\partial Y_{mn}}{\partial \varphi} M^m;\ E_\varphi^m = \frac{\partial Y_{mn}}{\partial \theta} M^m;\ M^m = i\omega\mu_0 A^m \frac{j_n(k_1 r)}{\sin\theta} \frac{v_2^2 (p + i\omega_0)}{p^2 v_1^2 + \omega_0^2 v_2^2} e^{-i\omega_0 t^*};\ (r < a) \tag{12}$$

$$E_r^m = 0;\ E_\theta = -\frac{\partial Y_{mn}}{\partial \varphi} N^m;\ E_\varphi = \frac{\partial Y_{mn}}{\partial \theta} N^m;\ N^m = i\omega\mu_0 B^m \frac{h_n^{(2)}(kr)}{\sin\theta} \frac{e^{-i\omega_0 t^*}}{p - i\omega_0};\ (r > a) \tag{13}$$

*Решение граничной задачи* [15, 16]:

ТЕ-поле (электрическая составляющая)

$$E_r^m = 0;\ E_\theta^m = -\frac{\partial Y_{mn}}{\partial \varphi} C^m;\ E_\varphi^m = \frac{\partial Y_{mn}}{\partial \theta} C^m;\ (r < a), \tag{14}$$

$$E_r^m = 0; E_\theta^m = -\frac{\partial Y_{mn}}{\partial \varphi} D^m; E_\varphi^m = \frac{\partial Y_{mn}}{\partial \theta} D^m;\ (r > a), \tag{15}$$

$$C^m(p) = i\omega\mu_0 A^m e^{-i\omega_0 t^*} \frac{j_n(-i\sqrt{\varepsilon_2} qr)}{\sin\theta} \frac{\partial Y_{mn}}{\partial \varphi} \frac{p^2(\nu_1^2 - \nu_2^2)}{(p - i\omega_0)(p^2\nu_1^2 + \omega_0^2\nu_2^2)} \times$$

$$\cdot \frac{\left[(k_1 a)\cdot j_n(k_1 a)\right]' h_n^{(2)}(-iqa) - j_n(k_1 a)\left[(-iqa) h_n^{(2)}(-iqa)\right]'}{\left[(-i\sqrt{\varepsilon_2} qa)\cdot j_n(-i\sqrt{\varepsilon_2} qa)\right]' h_n^{(2)}(-iqa) - j_n(-i\sqrt{\varepsilon_2} qa)\left[(-iqa) h_n^{(2)}(-iqa)\right]'} \tag{16}$$

$$D^m(p) = i\omega\mu_0 A^m e^{-i\omega_0 t^*} \frac{h_n^{(2)}(-iqr)}{\sin\theta} \frac{p^2(\nu_1^2 - \nu_2^2)}{(p - i\omega_0)(p^2\nu_1^2 + \omega_0^2\nu_2^2)} \times$$

$$\cdot \frac{j_n(-i\sqrt{\varepsilon_2} qa)\left[(k_1 a)\cdot j_n(k_1 a)\right]' - \left[(-i\sqrt{\varepsilon_2} qa)\cdot j_n(-i\sqrt{\varepsilon_2} qa)\right]' j_n(k_1 a)}{\left[(-i\sqrt{\varepsilon_2} qa)\cdot j_n(-i\sqrt{\varepsilon_2} qa)\right]' h_n^{(2)}(-iqa) - j_n(-i\sqrt{\varepsilon_2} qa)\left[(-iqa) h_n^{(2)}(-iqa)\right]'} \tag{17}$$

Здесь $q = p/c$.

ТМ-поле (магнитная составляющая):

$$H_r^e = 0;\ H_\theta^e = -\frac{\partial Y_{mn}}{\partial \varphi} C^e;\ H_\varphi^e = \frac{\partial Y_{mn}}{\partial \theta} C^e;\ (r < a), \tag{18}$$

$$H_r^e = 0;\ H_\theta^e = -\frac{\partial Y_{mn}}{\partial \varphi} D^e;\ H_\varphi^e = \frac{\partial Y_{mn}}{\partial \theta} D^e;\ (r > a), \tag{19}$$

$$C^e = A \cdot e^{-i\omega_0 t^*} \frac{\varepsilon_0\varepsilon_2 p(\nu_1^2 - \nu_2^2)}{(p - i\omega_0)(p^2\nu_1^2 + \omega_0^2\nu_2^2)} \frac{j_n(-i\sqrt{\varepsilon_2} qr)}{\sin\theta} \times$$

$$\frac{p^2\left[(k_1 a)\cdot j_n(k_1 a)\right]' h_n^{(2)}(-iqa) + \varepsilon_1\omega_0^2 j_n(k_1 a)\left[(-iqa) h_n^{(2)}(-iqa)\right]'}{\left[(-i\sqrt{\varepsilon_2} qa)\cdot j_n(-i\sqrt{\varepsilon_2} qa)\right]' h_n^{(2)}(-iqa) - \varepsilon_2\left[(-iqa) h_n^{(2)}(-iqa)\right]' j_n(-i\sqrt{\varepsilon_2} qa)}, \tag{20}$$

$$D^e = A^e \cdot e^{-i\omega_0 t^*} \frac{\varepsilon_0 p(\nu_1^2 - \nu_2^2)}{(p - i\omega_0)(p^2\nu_1^2 + \omega_0^2\nu_2^2)} \frac{h_n^{(2)}(-iqr)}{\sin\theta} \times$$

$$\frac{\varepsilon_2 p^2\left[(k_1 a)\cdot j_n(k_1 a)\right]' j_n(-i\sqrt{\varepsilon_2} qa) + \varepsilon_1\omega_0^2 j_n(k_1 a)\left[(-i\sqrt{\varepsilon_2} qa)\cdot j_n(-i\sqrt{\varepsilon_2} qa)\right]'}{\left[(-i\sqrt{\varepsilon_2} qa)\cdot j_n(-i\sqrt{\varepsilon_2} qa)\right]' h_n^{(2)}(-iqa) - \varepsilon_2\left[(-iqa) h_n^{(2)}(-iqa)\right]' j_n(-i\sqrt{\varepsilon_2} qa)} \tag{21}$$

Обратное преобразование во временную область находим по формуле Меллина $W(t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{-i\infty}^{i\infty} L(p) e^{pt} dp$. Выражения (10) – (21) имеют простые полюса в точках $p = i\omega_0$, $p = i\omega_0 \nu_2/\nu_1$, а также в нулях знаменателей выражений (16), (20), которые при замене

$p = i\omega_0$ совпадают с дисперсионными соотношениями (7), (8) и определяют собственные колебания сферического резонатора при новом значении показателя преломления.

Полное поле описывается суммой вычетов во всех особых точках и интегралом вдоль разреза, который проходит вдоль отрицательной полуоси $\mathrm{Re}(p)$ комплексной плоскости. Волны, соответствующие вычетам в полюсах $p = i\omega_0$ и $p = i\omega_0 \nu_2/\nu_1$, как показано в [15], существуют только в течение короткого переходного интервала времени, так что в установившемся режиме компоненты с такими частотами отсутствуют.

**Результаты и обсуждение**

На рис. 2 представлен спектр ТЕ-поляризованной волны до скачка проницаемости (штриховая линия) и после (сплошная линия). По горизонтальной оси – действительная часть нормированной частоты ($ka$). Показатель преломления меняется от величины $n_1 = \sqrt{\varepsilon_1} = 3.4$ до величины $n_2 = \sqrt{\varepsilon_2} = 3.37$. Такой большой скачок проницаемости на практике пока не достижим, но он используется здесь, чтобы более наглядно проследить динамику явлений.

Первичное поле – волна ШГ ($s = 1$, $m = n = 8$, $ka = 3.406442 + 3.4 \cdot 10^{-6} i$). Точка наблюдения имеет координаты: $r/a = 0.6$; $\varphi = 0$; $\theta = \pi/2$.

Очевидно смещение частоты в сторону ее увеличения, вызванное уменьшением показателя преломления, а также появлением дополнительного пика (на вставке – его увеличенное изображение). Первый пик соответствует волне ШГ ($s = 1$, $m = n = 8$) в резонаторе с новым значением показателя преломления ($ka = 3.436317 + 3.9 \cdot 10^{-6} i$), следующий пик соответствует моде ($s = 2$, $m = n = 8$, $ka = 4.546622 + 1.8 \cdot 10^{-4} i$). Если продолжить горизонтальную ось вправо, то будут наблюдаться небольшие дополнительные пики, соответствующие модам с индексами $s = 3, 4, \ldots$ и т.д., т.е. при скачке проницаемости возбуждается целый спектр собственных колебаний с различной радиальной зависимостью. Число вариаций по полярному углу $n$ и по азимутальному углу $m$ сохраняются. Однако амплитуды этих колебаний чрезвычайно малы по сравнению с амплитудой волны ШГ. Т.е. можем заключить, что при скачке проницаемости волна ШГ преобразуется в волну ШГ резонатора с новым показателем преломления. При этом наблюдается сдвиг частоты.

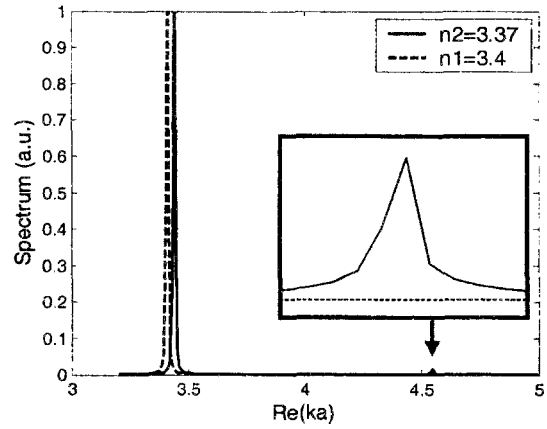



Рис. 2. Нормированная спектральная плотность ТЕ-поляризованной волны до скачка проницаемости (штриховая линия) и после (сплошная линия)

Для того чтобы оценить продолжительность переходного периода, построим зависимость поля от времени. На рис. 3 представлена зависимость действительной части электрического поля ТЕ-поляризованной волны от нормированного времени ($tc/a$). Первичное поле – волна ШГ ($s = 1$, $m = n = 8$); $n_1 = 3.3$; $n_2 = 3.4$. Точка наблюдения расположена в

экваториальной плоскости на расстоянии $r/a = 0.4$ и $r/a = 0.25$ от центра. На расстоянии $r/a = 0.25$ видна нерегулярность поля, связанная с возбуждением высших мод, однако следует отметить непродолжительность по времени этого периода нестационарности, что связано с низкой добротность высших мод. На расстоянии $r/a = 0.4$ нерегулярность менее заметна. Волны ШГ локализованы возле границы резонатора, в этой области нестационарные процессы будут проявляться еще слабее.

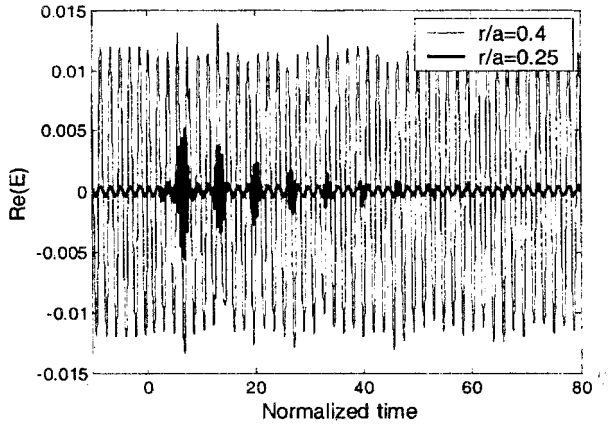



Рис. 3. Зависимость действительной части электрического поля ТЕ- поляризованной волны от нормированного времени. Первичное поле – волна ШГ ($s = 1$, $m = n = 8$); $n_1 = 3.3$; $n_2 = 3.4$

На рис. 4 представлена зависимость нормированного сдвига частоты от величины $\Delta n$ для случая ТЕ и ТМ колебаний. Первичное поле – волна ШГ ($s = 1, m = n = 8$ и $s = 1, m = n = 12$); $n_1 = 3.4$; $n_2 = n_1 + \Delta n$. По вертикальной оси – нормированный сдвиг частоты, равный $ka - k_1 a$.

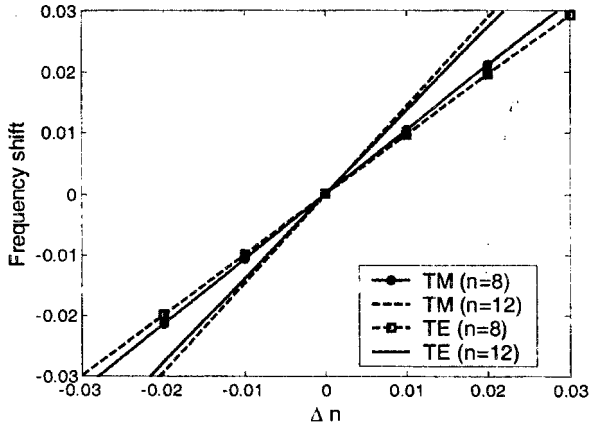



Рис. 4. Зависимость сдвига частоты от величины скачка показателя преломления

График на рис. 4 показывает, что при уменьшении показателя преломления частота увеличивается, и наоборот, повышение оптической плотности материала ведет к уменьшению частоты. Сравнение сдвига частоты для мод с различным пространственным распределением показывает, что смещение частоты больше для мод с большей величиной $n$. Это объясняется тем, что с увеличением значения $n$ растет добротность колебаний, и следовательно, поле сильнее локализовано внутри резонатора. Т.о., степень перекрытия нестационарной области и области существования первичного поля выше, что и ведет к большему смещению частоты. Сравнивая моды одной и той же пространственной структуры, но разной поляризации, заключаем, что смещение частоты для ТМ поляризованной моды слегка выше, чем для ТЕ моды.

**Выводы**

На основе аналитического решения задачи исследована эволюция волны ШГ при скачкообразном изменении показателя преломления внутри сферического резонатора. Рассмотрены волны как ТМ, так и ТЕ поляризации. Показано, что изменение показателя преломления ведет к преобразованию частоты поля, причем его величина зависит как от величины изменения показателя преломления, так и от степени перекрытия нестационарной области и волны ШГ.

**Список литературы:** 1. *Vahala K.* Optical Microcavities // Nature. – 2003. – V. 424. – P. 839-846. 2. *Blair S., Chen Y.* Resonant-enhanced evanescent-wave fluorescence biosensing with cylindrical optical cavities // Applied Optics. – 2001. – V. 40, N. 4. – P. 570-582. 3. *Fujita M, Sakai A., Baba T.* Ultrasmall and ultralow threshold GaInAsP-InP microdisk injection lasers: design, fabrication, lasing characteristics and spontaneous emission factor // IEEE J. Selected Topics Quantum Electronics. – 1999. – Vol. 32, No 9. – P. 1583-1587. 4. *Smotrova E.I., Nosich A.I., Benson T.M., Sewell P.* Ultraslow lasing thresholds of $\pi$ - type supermodes in cyclic photonic molecules composed of submicron disks with monopole and dipole modes // IEEE Photonics Technology Letters. – 2006. – V. 18, N. 19. – P. 1993-1995. 5. *Melloni A., Morichetti F., Martinelli M.* Linear and nonlinear pulse propagation in coupled resonator slow-wave optical structures // Optical and Quantum Electronics. – 2003. – V. 35. – P. 365-379. 6. *Heebner J.* Slow light, induced dispersion, enhanced nonlinearity, and optical solitons in a resonant-array waveguide // Phys. Rev. E. – 2002. – V. 65. 036619. 7. *Yanik M., Fan S.* Time Reversal of Light with Linear Optics and Modulators // Physical Review Letters. – 2004. – V. 93(7), 173903. 8. *Savchenkov A.*, Ilchenko V., Matsko A., Maleki L. High-Order Tunable Filters Based on a Chain of Coupled Crystalline Whispering Gallery- Mode Resonators // IEEE Photonics Technology Letters. – 2005. – V. 17. No. 1. – P. 136-138. 9. *Djordjev K., Seung -June Choi, Sang-Jun Choi, Dapkus P.* Microdisk. Tunable Resonant Filters and Switches // IEEE Photonics Technology Letters. – 2002. – V. 14. No. 6. – P. 828-830. 10. *Benyoucef M., Kiravittaya S., Mei Y., Rastelli A., Schmidt O*, Strongly coupled semiconductor microcavities: A route to couple artificial atoms over micrometric distances // Physical Review B. – 2008. – V. 77. – 035108. 11. *Morgenthaler F.R.* Velocity modulation of electromagnetic wave// IRE Trans. on Microwave Theory and Technique. – 1958. – V. 6. – P. 167-172. 12. *Fedotov F., Nerukh A.G.,Benson T.M.,Sewell P.* Investigations of electromagnetic field in a layer with time-varying medium by Volterra integral equation method // J. of Lightwave Technology. – 2003. – Vol. 21, No 1. – P.305-314. 13. *Sakhnenko N.K., Benson T.M., Sewell P., Nerukh A.G.*: Transient transformation of Whispering Gallery resonator modes due to time variations in dielectric permittivity // Optical and Quantum Electronics. – 2006. – V. 38. – P. 71-81. 14. *Notomi M, Mitsugi S:* Wavelength conversion via dynamic refractive index tuning of a cavity // Physical Review A. – 2006. – V. 73. 051803(R). 15. *A. Nerukh, T. Remayeva, N. Sakhnenko.* Frequency Change of Partal Spherical Waves Induced by Time Change of the Medium Permittivity // Optical and Quantum Electronics. – 2009. – V. 41, Issue 4. – P. 327 -335. 16. *Ремаева Т.Е., Нерух А.Г.* Эволюция волн при образовании плазмы внутри сферы // Радиотехника. – 2009. – Вып. 160. – С. 307-313.

*Харьковский национальный*
*университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 23.03.2011*

УДК 621.372.81

*Н.И. ПЯТАК, канд.физ.-мат. наук, С.Ф. ШИБАЛКИН*

# ВЫНУЖДЕННЫЕ КОЛЕБАНИЯ В ПОЛУОТКРЫТЫХ ВОЛНОВОДНЫХ СТРУКТУРАХ

## Введение

Рассматриваемые в работе волноводные структуры широко используются в технике СВЧ для создания направленных ответвителей различного типа, полуоткрытых резонаторов, вентилей, циркуляторов и т.д.

В [4] методом частичных областей с выделением области связи рассмотрена задача о собственных колебаниях в полуоткрытых геометрически – симметричных волноводных разветвителях методом частичных областей с выделением области связи. Представляет интерес распространить данный подход на задачи о вынужденных колебаниях и на его основе провести анализ резонансных режимов полуоткрытых волноводных структур

## Постановка задачи и ее решение

Геометрия рассматриваемых систем показана на рис.1.

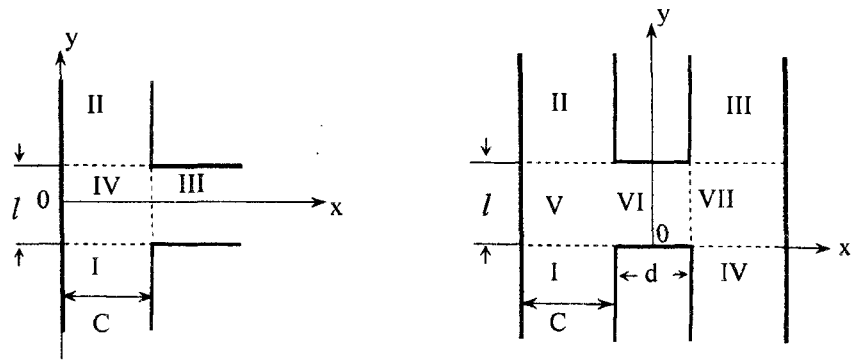



Рис. 1

Разобьем всю область определения поля каждого разветвления на частичные области, как это показано на рисунках. Предположим, что стенки волноводов идеально-проводящие, входы – полностью согласованными, среду – однородной и изотропной. Пусть из области I на сочленение падает основная волна $H_{10}$ единичной амплитуды. Тогда ввиду однородности структуры по оси Z задачу можно рассматривать относительно единственной отличной от нуля компоненты $E_z(x,y)$ электрического поля. Разложение функции $E_z(x,y)$ в регулярных областях по собственным функциям пустого волновода является стандартным [2 - 4]. В нерегулярных областях (областях связи) $E_z(x,y)$ представим в соответствии с основной идеей метода в виде суперпозиции полей ортогональных волноводов, образующих разветвление [4].

Поэтому для Т-разветвления:

$$E_z^{IV} = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin\frac{n\pi y}{l}\frac{sh\gamma_{nl}x}{sh\gamma_{nl}C} + \\ + \sum_{f=1}^{\infty} \sin\frac{f\pi x}{C}\left[B_f e^{-\gamma_{fc}(y+l/2)} + D_f e^{\gamma_{fc}(y-l/2)}\right] \quad (1)$$

Для Н-разветвления:

$$E_z^V = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin\frac{n\pi y}{l}\frac{sh\gamma_{nl}(x+d/2)}{sh\gamma_{nl}C} + \\ + \sum_{f=1}^{\infty} \sin\frac{f\pi(x+d/2)}{C}\left[B_f e^{-\gamma_{fc}y} + D_f e^{\gamma_{fc}(y-l)}\right] \quad (2)$$

$$E_z^{VI} = \sum_{n=1}^{\infty} \sin\frac{n\pi y}{l}\left[P_n e^{-\gamma_{nl}(x+d/2)} + F_n e^{\gamma_{nl}(x-d/2)}\right] \quad (3)$$

$$E_z^{VII} = \sum_{n=1}^{\infty} T_n \sin\frac{n\pi y}{l}\frac{sh\gamma_{nl}(d/2-x)}{sh\gamma_{nl}C} + \\ + \sum_{f=1}^{\infty} \sin\frac{f\pi(d/2-x)}{C}\left[\Pi_f e^{-\gamma_{fc}y} + G_f e^{\gamma_{fc}(y-l)}\right] \quad (4)$$

где $\gamma_{fc}^2 = \left(\frac{f\pi}{C}\right)^2 - k^2$; $\gamma_{nl}^2 = \left(\frac{n\pi}{l}\right)^2 - k^2$; $k = \frac{2\pi}{\lambda}$; $\lambda$ – длина волны в свободном пространстве; $A_n, B_f, D_f, T_n, \Pi_f, G_f, P_n, F_n$ – неизвестные коэффициенты разложения поля по собственным функциям соответствующих областей. Легко проверить, что данные поля удовлетворяют уравнениям Гельмгольца и граничным условиям на всех стенках волноводов. Согласовывая тангенциальные компоненты магнитных и электрических полей на границах всех областей и сводя полученную систему функциональных уравнений к системе уравнений относительно одного набора неизвестных, получим бесконечную неоднородную систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) II-го рода.

Для Т-разветвления:

$$l/2\gamma_{ul}A_u(1+cth\gamma_{ul}C) + \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{f=1}^{\infty} Q_{ufn}K_{un}L_{fu}A_n = -L_{1u}W_u \quad (5)$$

где

$$K_{un} = (-1)^{\frac{2u+n+1}{2}}\frac{n\pi}{l}\frac{u\pi}{C}\frac{1}{\gamma_{uc}^2 + \left(\frac{n\pi}{l}\right)^2} \quad (6)$$

$$L_{fn} = (-1)^{\frac{2f+u-1}{2}}\frac{u\pi}{l}\frac{f\pi}{C}\frac{1}{\gamma_{fc}^2 + \left(\frac{u\pi}{l}\right)^2} \quad (7)$$

$$Q_{ufn} = \frac{\left((-1)^n + (-1)^n\right)\left(e^{-\gamma_{fc}l} - (-1)^n\right)}{C\gamma_{fc}} \quad (8)$$

$$W_u = 1 - (-1)^n e^{-\gamma_{fc}l} \quad (9)$$

Пересчетные формулы для $S_u^{11}, S_u^{21}, S_u^{31}$ – амплитуд дифрагированных волн в областях I, II, III соответственно будут иметь вид:

$$S_u^{21} = -e^{-\gamma_{uc} l} S_{u1} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e^{-\gamma_{uc} l} - (-1)^n}{C\gamma_{uc}} K_{un} \mathrm{A}_n \tag{10}$$

$$S_u^{11} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n e^{-\gamma_{uc} l} - 1}{C\gamma_{uc}} K_{un} \mathrm{A}_n \tag{11}$$

$$S_u^{21} = \mathrm{A}_n \tag{12}$$

Введем для Н-разветвления такие обозначения:

$$\begin{aligned} \zeta_u &= S_u^{61} + S_u^{41} \quad \kappa_u = \mathrm{T}_u - \mathrm{A}_u \\ \theta_u &= S_u^{61} - S_u^{41} \quad \alpha_u = \mathrm{T}_u - \mathrm{A}_u \end{aligned} \tag{13}$$

Тогда задача сведется к двум СЛАУ II-го рода относительно $\alpha_u$ и $\kappa_u$

$$(l/2)\gamma_{ul}\left(cth\gamma_{ul} C + cth\gamma_{ul}(d/2)\right)\kappa_u + \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{f=1}^{\infty} Q_{ufn} K_{un} L_{fu} \kappa_n = L_{1u} W_u \tag{14}$$

$$(l/2)\gamma_{ul}\left(cth\gamma_{ul} C + th\gamma_{ul}(d/2)\right)\alpha_u + \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{f=1}^{\infty} Q_{ufn} K_{un} L_{fu} \alpha_n = -L_{1u} W_u \tag{15}$$

Пересчетные формулы для $\zeta_u, \theta_u, S_u^{11}, S_u^{71}$ имеют вид:

$$\zeta_u = e^{-\gamma_{uc} l} S_{u1} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e^{-\gamma_{uc} l} - (-1)^n - 1}{C\gamma_{uc}} K_{un} \alpha_n \tag{16}$$

$$\theta_u = -e^{-\gamma_{uc} l} S_{u1} - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e^{-\gamma_{uc} l} - (-1)^n - 1}{C\gamma_{uc}} K_{un} \kappa_n \tag{17}$$

$$S_u^{11} = S_u^{41} - e^{-\gamma_{uc} l} S_{u1} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\left(1 + (-1)^n\right)\left(e^{-\gamma_{uc} l} - 1\right)}{C\gamma_{uc}} K_{un} \mathrm{A}_n \tag{18}$$

$$S_u^{71} = S_u^{61} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\left(1 + (-1)^n\right)\left(e^{-\gamma_{uc} l} - 1\right)}{C\gamma_{uc}} K_{un} \mathrm{T}_n \tag{19}$$

Ассимптотический вид матричных элементов, полученных СЛАУ при больших порядках усечения всех сумм позволяет использовать для их расчета процедуру метода редукции [6]. Результаты, приведенные в таблице, иллюстрируют сходимость метода редукции, примененного к (14), (15) с матричными коэффициентами, определенными (8), (9) $\left(\left|S_1^{21}\right|,\ C/\lambda = 0,72,\ l/\lambda = 1,8,\ d/C = 0,02\right)$. Результаты, полученные при различных значениях отношения M/N (N - порядок усечения внутренней суммы, M – порядок усечения определителя), приведены в таблице. Как видно из таблицы, для получения численных результатов с помощью погрешности не более чем 0,01% достаточно ограничиться для данного разветвления определителем второго порядка, а во внутренней сумме удержать десять членов, что указывает на высокую эффективность используемого алгоритма по скорости сходимости не хужего чем, например [2].

| M/N | 1 | 3 | 5 | 7 | 10 |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 0,925288 | 0,891744 | 0,888233 | 0,887176 | 0,886543 |
| 2 | 0,910494 | 0,901214 | 0,900315 | 0,900052 | 0,899907 |
| 3 | 0,904951 | 0,900386 | 0,899940 | 0,899811 | 0,899740 |
| 5 | 0,901898 | 0,899869 | 0,899672 | 0,899615 | 0,899584 |
| 7 | 0,900799 | 0,899569 | 0,899449 | 0,899415 | 0,899369 |
| 10 | 0,900077 | 0,899351 | 0,899281 | 0,899261 | 0,899249 |

В качестве примера на рис. 2 показана зависимость коэффициента прохождения $S_{41}$ волны $H_{10}$ из плеча I плечо IV H-разветвления при различных значениях длины запредельного волновода VI: $\frac{l}{C}=0,5$; кривая $1-\frac{d}{C}=0,2$; кривая $2-\frac{d}{C}=0,4$; кривая $3-\frac{d}{C}=0,6$. Кривая 4 соответствует T- разветвлению. При этом резонансный характер $S_{41}$ при $a/\lambda \le 0,95$ связан с квазисобственным режимом колебания $H_{110}$, $a/\lambda \ge 0,95$ - колебания $H_{210}$, где индексы соответствуют количеству полу волн по осям $x, y, z$ соответственно, а сами эти колебания являются связанными.

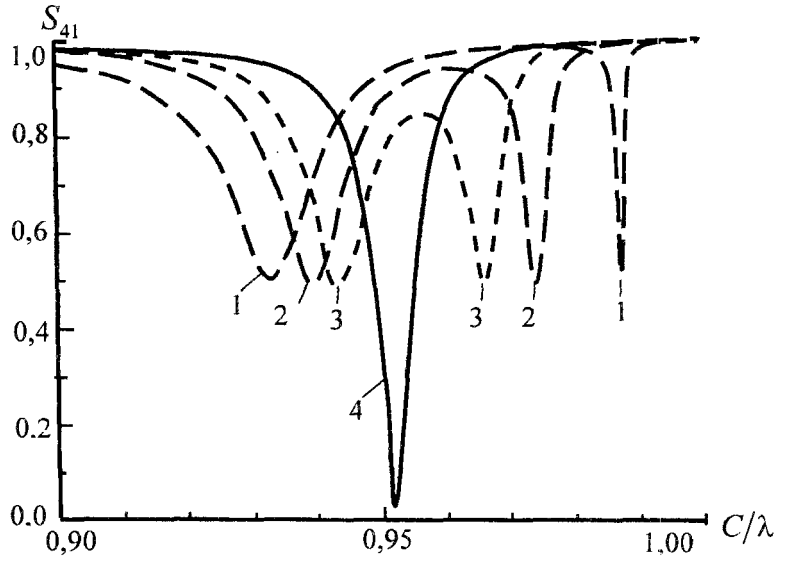



Рис. 2

**Выводы**

Таким образом, использованный в работе метод анализа полуоткрытых полноводных структур является эффективным инструментом как в отношении высокой скорости сходимости решений, так и физического анализа резонансных явлений в сложных волноводных системах. Показана возможность существования в области разветвления квазисобственных режимов, возбуждаемых падающей волной. Проведена классификация типов колебаний. Исследованы резонансные свойства H-разветвлений при различных геометрических параметрах и отмечено существование связанных колебаний.

**Список литературы:** 1. *Прохода И.Г., Чумаченко В.П.* // Изв.вузов СССР. Радиофизика. – 1973. – Т.16, №10. – С. 1578-1582. 2. *Рудь Л.А.* РЭ. – 1984. – Т.29, №9. – С.1711-1719. 3. *Рудь Л.А.* // ЖГФ. – 1985. – Т.55, №6. – С. 1213-1214. 4. *Коробкин В.А., Пятак Н.И.* // РЭ. – 1987. – Т.32, №3. – С 517-525. 5. *Резонансные* рассеяния волн : в 2-х т. – Т.2. Волноводные неоднородности / *Шестопалов В.П., Кириленко А.А,, Рудь Л.А.* – Киев : Наук. думка, 1986. -216с.). 6. *Контарович Л.В., Акилов Г.П.* Функциональный анализ. – М. : Наука, 1984. – 752 с.

*Харьковский национальный университет им. В.Н.Каразина*

*Поступила в редколлегию 11.02.2011*

УДК 621.396

*Р.М. ДІДКОВСЬКИЙ, канд. техн. наук, С.М. ПЕРВУНІНСЬКИЙ, д-р техн. наук*

# ТАКТОВА СИНХРОНІЗАЦІЯ У СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ З ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ ШУМОВОГО СИГНАЛУ

## Вступ

В цифрових системах зв'язку саме система синхронізації багато в чому визначає якість роботи системи в цілому. Тому теорія і техніка синхронізації «класичних» цифрових систем, що використовують гармонійну носійну, досить розвинена [1] і продовжує активно розвиватися [2].

Сьогодні знаходять своє застосування методи і алгоритми, які були розроблені раніше, але відкладені у зв'язку з неможливістю їх реалізації на елементній базі минулих поколінь.

У зв'язку із удосконаленням елементної бази мікроелектроніки та ростом робочих частот, в останні роки інтенсивно проводяться дослідження у галузі систем синхронізації з використанням дискретизації сигналів [3].

Новий поштовх до поглиблення досліджень в області синхронізації дали розробки методів передачі цифрової інформації на базі динамічного хаосу [4].

Системи зв'язку, що використовують динамічний хаос в якості носія інформації, мають цілий ряд важливих переваг: енергетична скритність та захищеність зв'язку від перехоплення; стійкість зв'язку в частково екранованих об'єктах за рахунок багатопроменевого «просочування» надширокополосного сигналу; можливість вторинного використання широкого діапазону частот з низькою спектральною щільністю, що не заважає іншим системам.

Однак складність методів хаотичної синхронізації стала суттєвою перепоною для практичної реалізації такого типу систем та їх масового впровадження. В результаті ряд дослідників взагалі відмовилися від використання хаотичної синхронізації в системах з хаотичною носійною [5].

Альтернативний підхід до побудови надширокополосних систем полягає у використанні істинно шумових (випадкових) процесів у якості переносника інформації. Роботи в цьому напрямку були розпочаті ще в середині минулого століття [6, 7]. Однак лише в наш час розвиток елементної бази відкрив перспективи для практичної реалізації таких систем.

У роботі [8] запропонована система зв'язку з фазовою маніпуляцією шумового сигналу (ФМШС). Дана система вирізняється кількома особливостями: порівняно високий рівень завадостійкості, простий алгоритм формування та прийому сигналу, незалежний від рівня завад нульовий поріг детектора, тощо.

Розробка методів синхронізації такого типу систем зв'язку без використання зовнішніх хронуючих сигналів (наприклад, системи GPS [9]) залишається відкритою проблемою. При цьому побудова системи зв'язку з шумовими сигналами на базі внутрішніх засобів синхронізації має особливий теоретичний і практичний інтерес з точки зору захищеності даних.

Оскільки в системі з істинно шумовими сигналами форма опорного сигналу апріорі невідома на приймальній стороні, то будь-які методи синхронізації, що базуються на тому чи іншому ступені детермінованості опорного сигналу, не можуть бути використані.

Тому розробка методів синхронізації систем зв'язку з ФМШС є актуальною науковою задачею, що практично не досліджена на даний час.

## Постановка задачі

Дослідимо ефективність одного із можливих методів синхронізації, що ґрунтується на введенні в основний модульований шумовий сигнал фрагментів детермінованого псевдошумового сигналу.

Розробимо методику формування квазіоптимальних псевдо-шумових послідовностей із заданими статистичними характеристиками.

**Будова та функціонування системи**

Розглянемо один із можливих варіантів побудови системи зв'язку з ФМШС, що передбачає цифрові методи формування та обробки сигналів.

На стороні передавача цифровий генератор шуму протягом першої половини бітового інтервалу $t_b$ формує вектор $\bar{x} = (x_1, x_2, ..., x_{n_o})$. Розмірність вектора $n_o$ визначається кількістю тактів цифро-аналогового перетворювача (ЦАП) на проміжку часу $t_o = t_b / 2$.

Тактовий період ЦАП позначимо $\Delta t_n$.

Всі координати вектора $\bar{x}$ є реалізаціями однієї й тієї ж випадкової величини (наприклад, нормально розподіленої) з нульовим математичним сподіванням. Вектор $\bar{x}$ виконує роль опорного сигналу (в дискретному представленні).

Протягом другої половини бітового інтервалу формується вектор $\alpha\bar{x}$, де $\alpha = 1$, якщо поточний інформаційний біт дорівнює «1», і $\alpha = -1$, якщо – «0». Цей вектор є дискретним представленням інформаційного сигналу. Отже, протягом бітового інтервалу на виході цифрового тракту передавача формується кортеж векторів $\bar{y} = (\bar{x}, \alpha\bar{x})$ розмірності $2n_o$, який надходить послідовно на ЦАП, фільтр та підсилювач і подається в канал зв'язку.

Сигнал $y(t)$, що спостерігається на виході передавача, під час проходження каналу зв'язку зазнає впливу адитивних завад. На вхід приймача надходить сигнал $z(t) = y(t) + n(t)$, де $n(t)$ – білий гауссовий шум. Після проходження аналогово-цифрового перетворювача маємо векторне представлення вхідного сигналу:

$$\bar{z} = \bar{y} + \bar{n} = (\bar{x}, \alpha\bar{x}) + (\bar{n}_1, \bar{n}_2) = (\bar{x} + \bar{n}_1, \alpha\bar{x} + \bar{n}_2),$$

де $\bar{n}_1$ – фрагмент завад, що відповідає опорному сигналу, а $\bar{n}_2$ – інформаційному.

Прийом сигналу здійснюється автокореляційним методом. За умов ідеальної синхронізації корелятор обчислює скалярний добуток векторів, що відповідають опорному та інформаційному сигналу

$$r = <\bar{x} + \bar{n}_1, \alpha\bar{x} + \bar{n}_2> = \alpha <\bar{x}, \bar{x}> + \alpha <\bar{x}, \bar{n}_1> + <\bar{x}, \bar{n}_2> + <\bar{n}_1, \bar{n}_2>. \quad (1)$$

Знак величини $r$ визначає значення прийнятого інформаційного біта. Якщо $r > 0$, то приймається рішення про прийом одиниці, а якщо $r < 0$, то про прийом нуля.

З метою підвищення скритності передачі даних, кореляційні зв'язки між опорним та інформаційним сигналами можуть бути зруйновані із застосуванням спеціальних перетворень (див., наприклад [10]). У даній роботі для спрощення викладу матеріалу на цьому питанні зосереджуватися не будемо.

**Варіанти вирішення проблеми синхронізації**

Аналіз структури корисного сигналу системи підштовхує до гіпотези про можливість побудови системи синхронізації на базі кореляційних зв'язків між опорними та інформаційними фрагментами сигналу. Криві, зображені на рис. 1, пояснюють хибність цієї гіпотези.

На рисунку наведено типовий вигляд сигналу $r(t)$ на виході фільтра-демодулятора, що обчислює кореляцію двох сусідніх фрагментів вхідного сигналу тривалості $t_b / 2$. На осі часу відмічено моменти вибірки миттєвих значень сигналу $r(t)$ при правильній синхронізації. Ці значення відповідають величині, обчисленій за формулою (1), вони надходять до детектора.

Видно, що навіть за відсутності завад (рис. 1, *а*) функція $r(t)$ не має гострих піків, що не дозволяє здійснити точну синхронізацію за положенням екстремумів даної функції. Якщо ж сигнал системи в лінії зв'язку зазнає впливу завад (на рис. 1, *б* відношення сигнал/завада $E_b / N_0 = 12.041$ *дБ*), то це призводить до появи цілого ряду хибних екстремумів функції $r(t)$, що робить правильну синхронізацію взагалі неможливою.

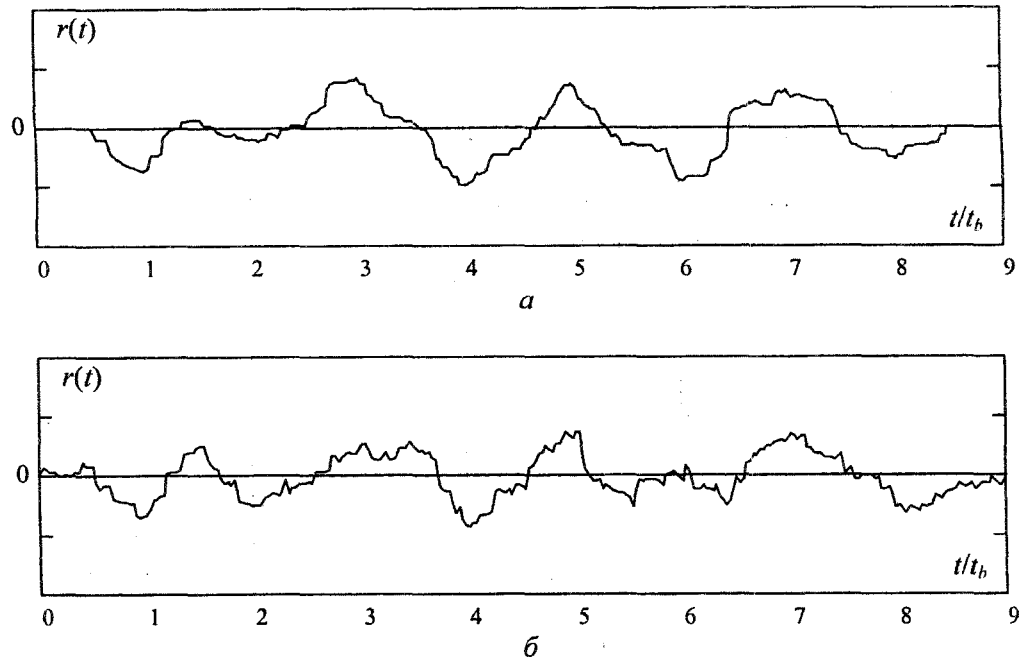



Рис. 1

Одним із можливих напрямків вирішення даної проблеми є введення в основний сигнал псевдо-шумових фрагментів детермінованої форми.

Такі синхросигнали повинні задовольняти кільком вимогам: основні статистичні характеристики синхросигналу мають співпадати з відповідними характеристиками основного (істино шумового) сигналу; синхросигнал повинен мати «хороші» автокореляційні та взаємно кореляційні властивості; алфавіт синхросигналів заданої тривалості повинен бути досить великим аби можна було уникати повторення одного й того ж фрагменту протягом передачі пакета даних середнього (для даної системи) об'єму.

Зауважимо, що тривалість синхросигналу має бути меншою ніж тривалість бітового інтервалу $t_b$. Це необхідно аби приймач встиг ідентифікувати відповідний фрагмент вхідного сигналу як синхросигнал раніше ніж буде здійснено вибірку значення $r$ і запущено процедуру детектування чергового біта. Це обмеження може бути усунено, якщо в алгоритм роботи приймача включити процедуру скасування прийому відповідної кількості біт після детектування синхросигналу.

Необхідна частота слідування синхросигналів повністю залежить від стабільності та узгодженості частоти тактового генератора ЦАП передавача і АЦП приймача, а також від умов розповсюдження сигналу. Оскільки збільшення частоти появи синхросигналів веде до зменшення швидкості передачі даних, то ця частота має бути адаптивно встановлена на мінімальному необхідному рівні в кожному сеансі зв'язку.

Для того щоб система синхронізації могла забезпечити помилку меншу за абсолютною величиною ніж $0.5\Delta t_n$, необхідно, щоб частота перетворення АЦП приймача була кратною частоті перетворення ЦАП передавача з коефіцієнтом більшим одиниці.

**Формування синхросигналу**

Основна перевага систем зв'язку з ФМШС є високий рівень скритності передачі та захищеності даних. Тому використання коротких високоенергетичних імпульсів для синхронізації системи (аналогічно до традиційних систем синхронізації) є надзвичайно небажаним, оскільки регулярна послідовність таких імпульсів сильно демаскує систему.

Інший підхід базується на застосуванні псевдовипадкових бінарних послідовностей з оптимальними або квазіоптимальними авто- та взаємокореляційними властивостями [11]. Однак специфічний вигляд осцилограми сигналу (меандр), отриманого цифро-аналоговим

перетворенням бінарної послідовності, може розцінюватися як суттєвий демаскуючий фактор.

Отже, виникає задача розробки методів формування псевдовипадкових послідовностей з заданим статистичним розподілом, наприклад, гауссовим.

Для вирішення цієї задачі використаємо метод, розроблений на базі методу Монте-Карло. Ідея полягає в здійсненні цілеспрямованого відбору нормально розподілених випадкових послідовностей за певними критеріями оптимальності.

У ході досліджень були використані випадкові послідовності, отримані за допомогою генератора випадкових величин, розробленого Parametric Technology Corporation і включеного до системи Mathcad 14.

Слід зауважити, що отримані в такий спосіб послідовності називаємо псевдовипадковими лише в тому сенсі, що вони будучи зафіксованими один раз в подальшому використовуються в системі зв'язку в незмінному вигляді.

Щодо критеріїв відбору, то вони також мають певну специфіку.

Нехай $\bar{c}$ – зафіксований фрагмент випадкової послідовності. Вимога збалансованості для бінарної послідовності може бути сформульована так: кількість нулів і одиниць в послідовності повинна відрізнятися не більше ніж на 1. Якщо $\bar{c}$ – нормально розподілена послідовність то для неї таке формулювання втрачає зміст. В якості критерію збалансованості будемо використовувати нерівність

$$\frac{\left|\sum_{i=1}^{n_c} c_i\right|}{\sigma_c} \le 1, \qquad (2)$$

де $n_c$ – кількість членів послідовності, $\sigma_c$ – її середньоквадратичне відхилення.

Нормування критеріальної функції на $\sigma_c$ необхідне, оскільки кожна конкретна реалізація послідовності $\bar{c}$ має випадкові флуктуації від заданого значення середньоквадратичного відхилення.

Для бінарних послідовностей важливими також є тести, пов'язані з серіями розташованих підряд однакових біт, блочні тести, тощо. Однак для випадку нормально розподілених послідовностей необхідність у цих тестах втрачається, адже область визначення членів послідовності континуальна. Навіть з урахуванням скінченності пам'яті для зберігання кожного члена послідовності імовірність появи підряд двох однакових значень або повторення блоків надзвичайно мала.

Натомість спектральний тест залишається ефективним інструментом визначення якості отриманої послідовності. Причому, він може бути взятий без змін з [12]. Суть тесту полягає в перевірці гіпотези про те, що кількість спектральних ліній (отриманих шляхом дискретного перетворення Фур'є послідовності $\bar{c}$), які перевищують пороговий рівень $\sqrt{3/n_c}$, має бути близькою до 5% від їх загальної кількості $n_c/2$.

Проведення тестів на можливість стиснення послідовності без втрат інформації на коротких послідовностях нормально розподілених чисел не ефективне. Тому ми обмежилися перевіркою генератора, який був використаний в дослідженні. За допомогою цього генератора була сформована досить довга послідовність (об'ємом $2^{26}$ чисел), яка була записана в файл. Отриманий файл був підданий стисненню за допомогою архіватора RAR. Розмір стиснутого файлу виявився рівним 93 % від розміру початкового. Низький коефіцієнт стиснення говорить про випадковий характер вмісту файлу.

Така методика проведення тесту досить груба і не може бути строго обґрунтована математично, але для практичних задач, на нашу думку, цілком прийнятна.

Головним критерієм оптимальності послідовності $\bar{c}$ є її авто- та взаємнокореляційні властивості. Причому, необхідно звернути увагу на те, що в класичних задачах побудови

бінарних послідовностей намагаються досягти мінімуму бічних викидів періодичної автокореляційної функції.

Послідовності формування, яких зараз розглядаємо ніколи не будуть використовуватися послідовно одна за одною. Між повтореннями такої послідовності завжди буде знаходитись фрагмент істино випадкового сигналу, довжина якого багато більша ніж сама послідовність. Тому слушно розглядати неперіодичну автокореляційну функцію для обчислення показника оптимальності:

$$R_i = \sum_{j=1}^{n_c - i} c_j \cdot c_{j+i}, \quad i = 0,1,\ldots,n_c - 1.$$

Тоді критеріальна функція буде обчислена так:

$$M(\bar{c}) = \frac{\max\limits_{i=1,2,\ldots,n_c-1}\left(\left|R_i\right|\right)}{R_0}. \tag{3}$$

Важливим для ефективного застосування послідовності $\bar{c}$ в якості синхросигналу системи зв'язку з ФМШС є стабільно низький рівень кореляції між сигналом на виході основного генератора шуму та послідовністю $\bar{c}$. Цей показник можна оцінити лише статистично, обчисливши взаємнокореляційну функцію між досить довгим фрагментом шумової послідовності $\bar{x}$ та послідовністю $\bar{c}$. Якщо $R_i(\bar{x},\bar{c})$ – відліки взаємнокореляційної функції, то критерій можна записати так:

$$\frac{\max\left(\left|R_i(\bar{x},\bar{c})\right|\right)}{R_0} < k, \tag{4}$$

де порогове значення $k$ вибирається дослідником і визначає жорсткість вимог до взаємної кореляції. У даній роботі було вибрано $k = 0.5$. Довжина послідовності $\bar{x}$ була встановлена рівною $10 \cdot n_c$.

Тепер можемо сформулювати алгоритм методу формування квазіоптимальних синхросигналів:

1. $M_{opt} := 1$.

2. Основний цикл. Тіло циклу повторюється $N$ раз ($N$ визначається дослідником).

2.1. Генерування послідовності $\bar{c}$.

2.2. Перевірка збалансованості послідовності $\bar{c}$. Якщо нерівність (2) не виконується, то повертаємося до п. 2.1.

2.3. Розрахунок критеріальної функції $M(\bar{c})$ за формулою (3).

2.4. Якщо $M(\bar{c}) < M_{opt}$, то $M_{opt} := M(\bar{c})$, $\bar{c}_{opt} := \bar{c}$.

3. Спектральний тест для послідовності $\bar{c}_{opt}$ (див. [12], п. 2.6). Якщо тест не пройдено, то перехід до п. 1.

4. Взаємнокореляційний тест для $\bar{c}_{opt}$. Якщо нерівність (4) не виконується, то перехід до п. 1.

Зауважимо, що за умов надто жорстких вимог до квазіоптимальної послідовності алгоритм може зациклюватися. У такому випадку можна штучно обмежити кількість входжень у головний цикл, або примусово зупинити виконання та зменшити жорсткість вимог (особливо стосовно параметра $k$ в нерівності (4) ).

**Дослідження ефективності запропонованого методу**

На рис. 2, *а* наведено приклад осцилограми шумового сигналу на виході генератора передавача з включеним до нього синхросигналом (на рисунку підкреслено) довжини $n_c = 61$.

Із рисунку видно, що осцилограма синхросигналу нічим не вирізняється в загальному потоці вихідного сигналу. Таким чином, виділити синхросигнал такого типу і встановити його положення в часі (не знаючи його форми) є надзвичайно складною задачею.

У той же час відгук на цей сигнал фільтра (узгодженого з синхросигналом) має гострий пік, амплітуда якого значно переважає рівень випадкових викидів, а положення відповідає моменту закінчення передачі синхросигналу (рис. 2,*б*). Це дозволяє чітко визначити момент надходження синхросигналу на приймальній стороні системи.




Рис. 2

Відмітимо, що амплітуда випадкових викидів відгуку фільтра поблизу основного максимуму зменшується. Це пояснюється оптимізацією автокореляційних властивостей синхросигналу відповідно до методу його формування.

Дослідимо завадостійкість запропонованої системи синхронізації за допомогою серії імітаційних обчислювальних експериментів. У кожному експерименті вибраний синхросигнал заданої розмірності $n_c$ вклинювався в середину випадкової послідовності, довжина якої дорівнює 1000 відліків. При цьому дисперсія синхросигналу нормована до одиниці, і генератор випадкової послідовності налаштований на отримання вибірки з нульовим математичним сподіванням та дисперсією 1.

Після формування в такий спосіб корисного сигналу до нього додається завада – інша випадкова послідовність довжини $1000 + n_c$, дисперсія якої вибрана так, аби забезпечити необхідне відношення сигнал-завада.

Отримана суміш корисного сигналу і завади надходить до лінійного фільтра, коефіцієнти якого співпадають з відліками синхросигналу, розташованими в зворотному порядку.

В обчисленому відгуку фільтра визначається положення максимуму. Якщо це положення співпадає з моментом закінчення синхросигналу, то приймається рішення про правильну синхронізацію, інакше – про виникнення помилки.

Такий дослід повторювався $10^5$ раз для кожного відношення сигнал-завада. Розмірності синхросигналу вибиралися на 3 одиниці меншими від степенів двійки.

На рис. 3 наведено отримані залежності імовірності помилки синхронізації $P_s$ від відношення сигнал-завада $h^2$ при фіксованих значеннях довжини синхросигналу $n_c$ (вказано біля кривих).

Аналіз результатів показує, що завадостійкість даного методу синхронізації суттєво залежить від розмірності вектора синхросигналу.

При використані коротких синхросигналів неможливо досягти точної синхронізації навіть при великих відношеннях сигнал-завада. Існує пороговий рівень імовірності помилки,

значення якого зумовлене імовірністю того, що випадковий викид відгуку узгодженого фільтра перевищить за амплітудою головний максимум.

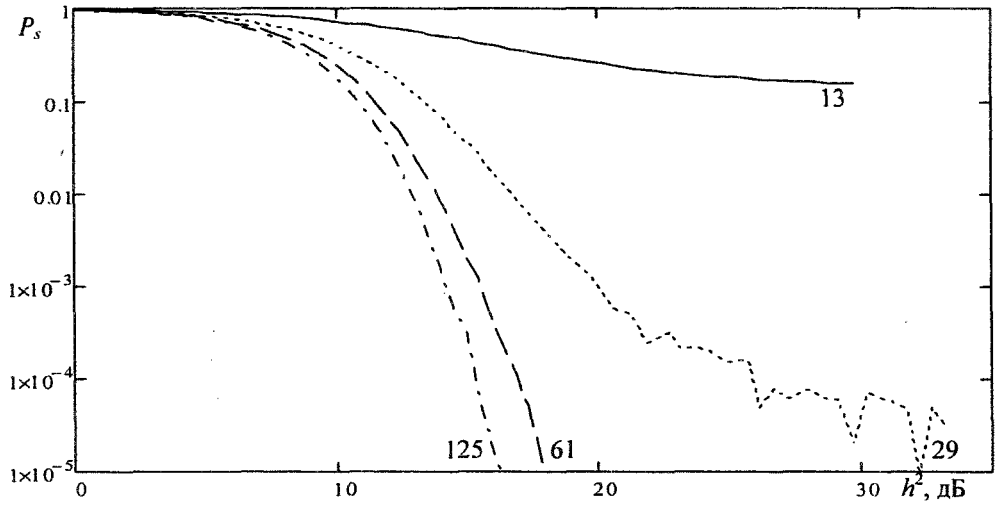



Рис. 3

## Висновки

У роботі запропонований новий для систем з використанням шумової або хаотичної носійної метод синхронізації. Цей метод базується на включенні в основний сигнал системи псевдовипадкових (фіксованої форми) синхросигналів, статистичні характеристики яких співпадають з відповідними параметрами носійної.

Запропоновано метод формування таких синхросигналів з квазіоптимальними авто- і взаємокореляційними властивостями.

Методом імітаційного обчислювального експерименту досліджено завадостійкість запропонованої системи синхронізації.

**Список літератури:** 1. *Шахтарин Б.И., Иванов А.А., Рязанова М.А. и др.* Синхронизация в радиосвязи и радионавигации. – М. : Гелиос АРВ, 2007. – 256 с. 2. *Бірюков М.Л., Макурін М.О., Тріска Н.Р.* Актуальні завдання синхронізації в мережах операторського класу // Наук. записки УНДІЗ. – 2009. – №2(10). – С. 53-59. 3. *Султанов Б.В., Щербаков М.А.* Анализ динамики астатических цифровых систем фазовой синхронизации // Датчики и системы. – 2003. – №3. – С. 39-42. 4. *Короновский А.А., Москаленко О.И., Храмов А.Е.* О применении хаотической синхронизации для скрытой передачи информации // Успехи физических наук. – 2009. – Т. 179, №12. – С. 1281-1310. 5. *Дмитриев А.С., Клецов А.В., Лактюшкин А.М., Панас А.И., Старков С.О., Хилинский А.Д.* Сверхширокополосная беспроводная связь на основе динамического хаоса // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т. 51. № 10. – С. 1193-1209. 6. *Харкевич А.А.* Передача сигналов модулированным шумом // Электросвязь. – 1957. – №11. – С.42-46. 7. *Семенов А.М., Сикарев А.А.* Широкополосная радиосвязь. – М. : Воениздат, 1970. – 278 с. 8. *Первунінський С.М., Дідковський Р.М., Метелап В.В., Тобілевич Ю.Є.* Математичне моделювання систем зв'язку з кореляційно-часовою модуляцією // Вісник Черкаського університету. Серія «Прикладна математика». ЧНУ. – 2006. – Вип. 83. – С.112-123. 9. *Бирюков Н.Л., Триска Н.Р.* Сети синхронизации. Сценарии взаимодействия // Сети и телекоммуникации. – 2005. – № 08-09. 10. *Дідковський Р.М., Метелап В.В.* Підвищення рівня захищеності даних в системах зв'язку з фазовою маніпуляцією шумового сигналу // Вісник Черкаського державного технологічного університету. – 2010. – № 3. – С. 53-57. 11. *Иванов М.А., Чугунков И.В.* Теория, применение и оценка качества генераторов псевдослучайных последовательностей. – М. : КУДИЦ-ОБРАЗ, 2003. – 240 с. 12. *A Statistical* Test Suite for Random and Pseudorandom Number Generators for Cryptographic Applications. National Institute of Standards and Technology. Special Publication 800-22, Revision 1a, 2010. – 131 p.

*Черкаський державний*
*технологічний університет*

*Надійшла до редколегії 15.02.2011*

УДК 681.586.776:621.382

*В.С. ОСАДЧУК, д-р техн. наук, О.В. ОСАДЧУК, д-р техн. наук, О.М. ІЛЬЧЕНКО, Б.С. САВЧУК*

# СИСТЕМА ВИМІРЮВАННЯ ПОТУЖНОСТІ ОПТИЧНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ НА ОСНОВІ ЧАСТОТНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ З ТРАНЗИСТОРНИМИ СТРУКТУРАМИ З ВІД'ЄМНИМ ОПОРОМ

## Вступ

На даний час стала проблема перетворення сонячної енергії в енергію електричного поля, яку потрібно передавати на відстань. Зокрема, це стосується метеорологічних вимірювань (сонячна радіація, інтенсивність УФ променів). Більшість метеостанцій встановлюються у важкодоступних місцях (наприклад, гори), де основною задачею для метеорологів все ще залишається забезпечення безперебійного енергопостачання та отримання даних від сенсорів. Енергосистеми сонячних батарей забезпечують електроенергією телекомунікаційні станції, трубопроводи і метеостанції, які досить часто розташовані автономно у віддалених, безлюдних районах, без інфраструктури. Автономне електропостачання сонячною електрикою – це комерційно вигідне електропостачання промислового призначення [1]. Сонячна батарея, акумуляторна батарея, контролер заряду, інвертор добре суміщаються по всім характеристикам. Таким чином, сонячні батареї є надійним і економічним джерелом струму, що доводить їх актуальність. Що стосується інформації про погодні умови від встановлених сенсорів метеостанції, тут важливим питанням є сприймання, обробка, зберігання і передача виміряних даних в інформаційні центри. Метеостанція складається з центрального блока пам'яті і багатьох сенсорів, які пов'язані кабелем чи радіо з блоком пам'яті. У станції з радіоз'єднанням можна використовувати більші дистанції між сенсором і блоком пам'яті, оскільки передача данних здійснюється по радіоканалу. Переважна більшість метеостанцій потребують персональний комп'ютер, який, в свою чергу, за допомогою телефонного з'єднання чи радіомодема/мобільного телефона передає дані в інтернет. Таким чином, постає важлива задача одночасного вимірювання певних величин в об'єкті вимірювання та передачі виміряної інформації на відстань. Реалізації такої задачі присвячена дана робота, черговим етапом якої буде розробка системи вимірювання потужності оптичного випромінювання з можливістю передачі інформації на відстань.

## 1. Розробка системи вимірювання потужності оптичного випромінювання з можливістю передачі інформації на відстань

В роботі представлено систему вимірювання потужності оптичного випромінювання на основі поєднання вимірювальних частотних перетворювачів з покращеними метрологічними параметрами для дослідження об'єкту вимірювання [2] і сучасних інформаційних технологій для сприймання, обробки, зберігання і передачі виміряної інформації на відстань.

Розроблена система складається з вхідного та вихідного блоків для передачі інформації (рис. 1, 3).

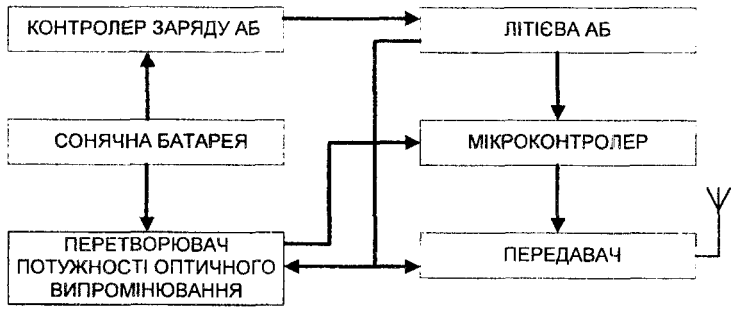



Рис. 1

Вхідний блок (рис. 1) складається з блока для здійснення вимірювання потужності оптичного випромінювання в об'єкті вимірювання та передачі виміряної інформації на відстань. Даний блок містить 8-розрядний мікроконтролер ATmega 8A-AU (SMD), інтерфейс програмування контролера, кварцовий резонатор, тригер Шмітта HEF4093, сонячну батарею (U=7.2В, I=450 mA), яка виконує дві функції: живить літієву акумуляторну батарею (BL-5B) через контролер заряду та являється фоточутливим елементом в частотному перетворювачі потужності оптичного випромінювання на основі транзисторних структур з від'ємним опором [2]. Подібний перетворювач реалізується на основі автогенераторного пристрою, що показаний на рис. 2.

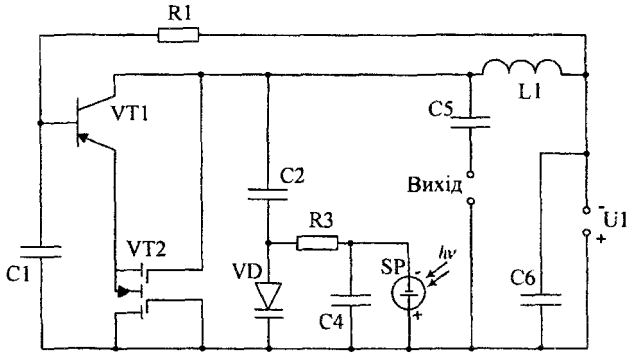



Рис. 2

Напівпровідниковий пристрій складається з біполярної та двозатворної МДН-транзисторної структури, на електродах стік-колектор якої існує повний опір, активна складова якого має від'ємне значення, а реактивна – ємнісний характер. Коливальний контур автогенератора утворений зовнішньою індуктивністю та реактивною складовою повного опору транзисторної структури. При дії оптичного випромінювання на кремнієву сонячну батарею SP, вихідна напруга на ній змінює ємність варікапа VD, що в свою чергу змінює ємність ємнісну складову повного опору транзисторної структури, а це викликає зміну частоти генерації коливального контуру.

Мікроконтролер передавального блоку підраховує кількість імпульсів за рівний проміжок часу і відправляє по вбудованій в ньому системі UART на передавач (MAX1472), який по радіоканалу передає виміряну оброблену інформацію на приймальний блок (рис. 3).

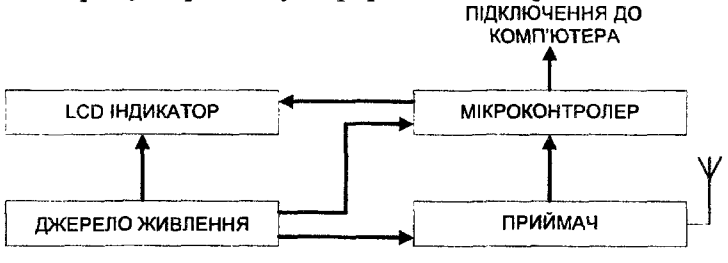



Рис. 3

Приймальний блок містить 8-розрядний мікроконтролер ATmega 8A-PU, інтерфейс програмування контролера, кварцовий резонатор, приймач (MAX1473), джерело живлення. Індикація результатів виміряних параметрів можлива в двох варіантах: перший за допомогою рідиннокристалічного індикатора WH1620, другий на екрані монітора ПК.

Вхідний передавальний блок працює в двох режимах. Перший режим – коли відбувається заряд літієвої акумуляторної батареї (АБ). Потужність оптичного випромінювання перетворюється в електричний сигнал, який надходить до контролера заряду АБ. Підвищуючий ШІМ-контролер забезпечує стабільний заряд літієвої АБ, живлення перетворювача оптичної потужності, мікроконтролера, передавача. Контролер обмежує зарядний струм з врахуванням номінальної ємності, поточної напруги та температури АБ. Крім того, контролер в цифровому вигляді відображає поточні значення температури та напруги на АБ, зарядного струму від СБ.

Другий режим – коли відбувається вимірювання потужності оптичного випромінювання. Дія зміни оптичної потужності приймається кремнієвою сонячною батареєю. Таким чином, змінюється вихідна напруга на сонячній батареї, яка призводить до зміни ємнісної складової повного опору перетворювача, який являє собою автогенератор. В результаті відбувається зміна частоти генерації. Отримані дані надходять до мікроконтролера, який підраховує кількість імпульсів за рівний проміжок часу. Оброблені дані відправляються на передавач, який по радіоканалу передає їх на приймальний блок.

На рис. 4 показана принципова схема пристрою для вимірювання оптичної потужності з подальшою передачею інформації на відстань (вхідний блок для передачі інформації).

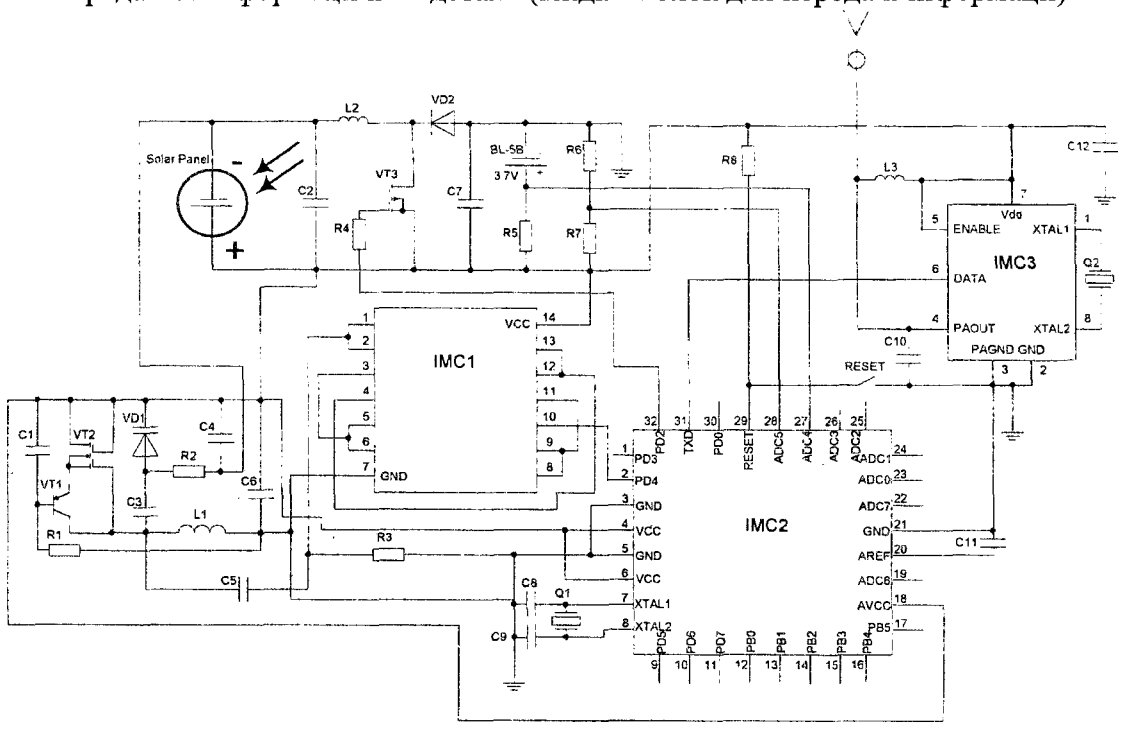



Рис. 4

На рис. 5 показана принципова схема пристрою для вимірювання оптичної потужності (вихідний блок для приймання інформації).

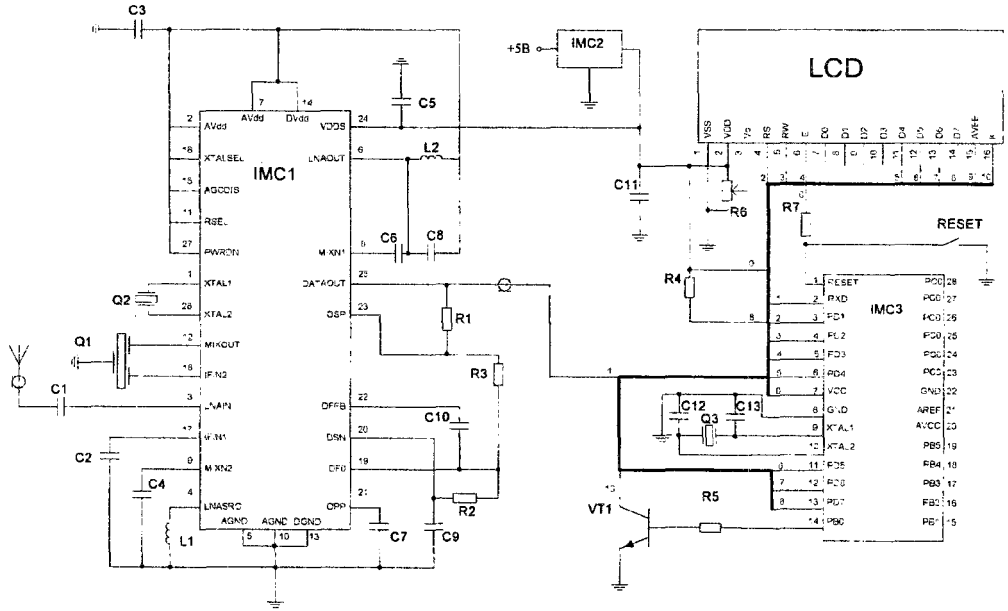



Рис. 5

В отриманому від автогенераторного пристрою сигналі для сприйняття мікроконтролером передавального блоку вирівнюємо фронти за допомогою тригера Шмітта. Отриманий сигнал надходить на 16-розрядний лічильник. Кількість імпульсів автогенератора знаходиться шляхом підрахунку кількості переповнень лічильника і множення на його розрядність, після чого додаються біти не переповненого лічильника. Одночасно 8-розрядним лічильником підраховуємо час, за який працюватиме лічильник імпульсів. Підрахувавши кількість імпульсів за сталий проміжок часу отримаємо частоту, яка дорівнюватиме частоті автогенератора. Для подальшої обробки вимірюваної інформації в передавальному блоці необхідно апроксимувати функцію перетворення частотного перетворювача потужності оптичного випромінювання (рис. 6).

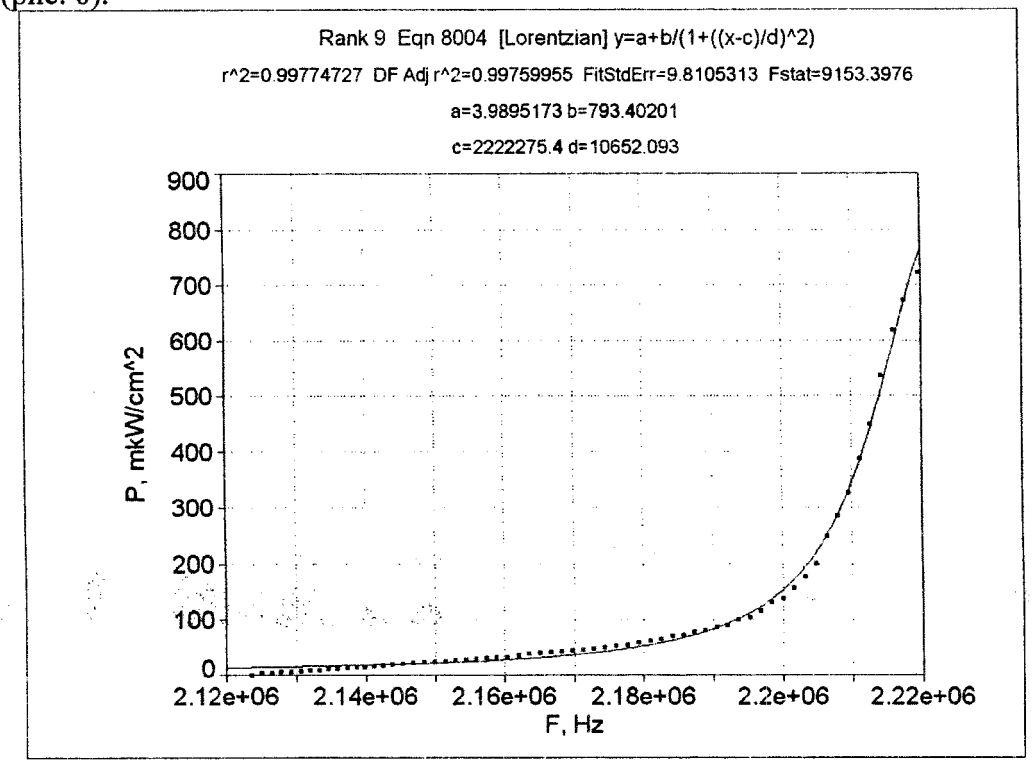



Рис. 6

Рівняння апроксимації функції перетворення має вигляд:

$$y = a + \frac{b}{1 + \left((x - c)/d\right)^2}, \qquad (1)$$

де $x$ – частота генерації; $y$ – потужність оптичного випромінювання; $a$, $b$, $c$, $d$ – коефіцієнти апроксимації.

**2. Моделювання системи вимірювання потужності оптичного випромінювання з передачею інформації на відстань**

Моделювання системи вимірювання потужності оптичного випромінювання проводилось в demo-версії пакету схемотехнічного моделювання Proteus Professional 7.6 SP0. Отриману частоту для зручності налаштування приладу виводимо на додатковий LCD1 що дає можливість візуалізації генераційної частоти автогенератора. При проведенні моделювання було встановлено віртуальний генератор тактових імпульсів, частота якого дорівнює частоті автогенератора, отриманій експериментальним шляхом. Для зручності моделювання було зімітовано радіоканал передачі даних за допомогою кабелю, який передає виміряну оброблену інформацію на приймальний блок. Результати схемотехнічного моделювання наведено на рис. 7. Віртуальний осцилограф дає можливість наглядно побачити розгортку імпульсів (рис. 8, *а*). А віртуальний термінал показує пакет передачі закодованої інформації (рис. 8, *б*).

Як видно з рис. 7, на LCD1 відображається частота генерації в *Гц*, а на LCD2 – потужність оптичного випромінювання. При частоті 2,22 *МГц* потужність оптичного випромінювання становить 769 *мкВт*.

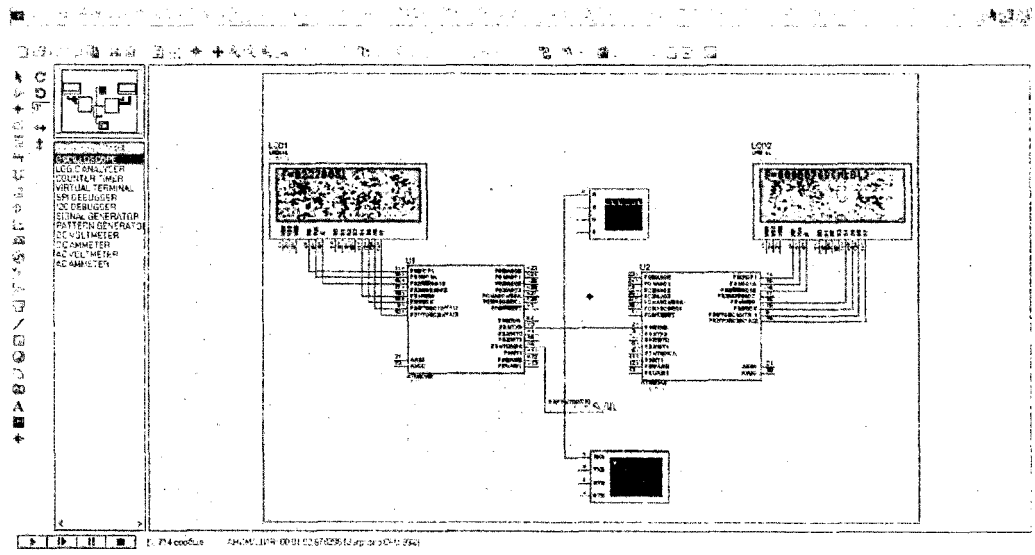
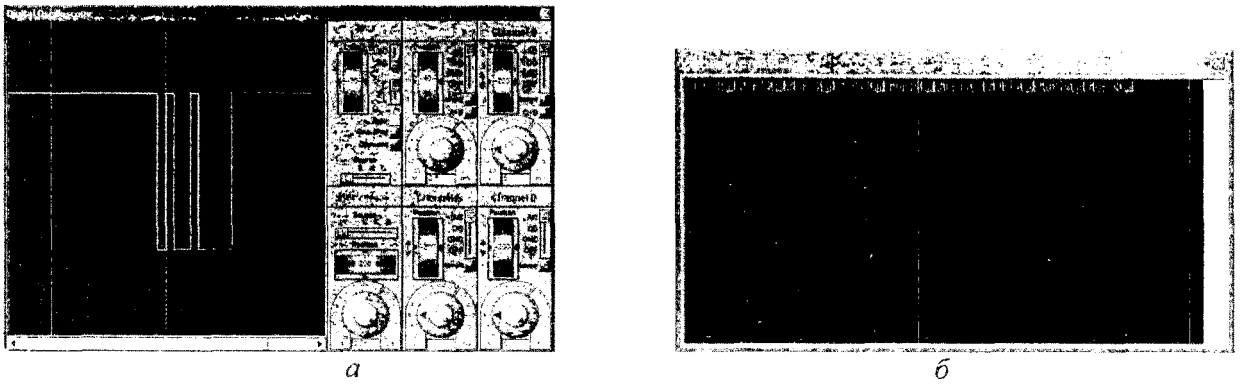


Рис. 7



*а* *б*

Рис. 8

Таким чином, проведено моделювання роботи програмованого пристрою, а саме процес передачі інформації (F=2.220051MHz, P=769mkW).

**Висновки**

Розроблено систему вимірювання оптичної потужності на основі поєднання вимірювальних частотних перетворювачів з покращеними метрологічними параметрами для дослідження об'єкту вимірювання і сучасних інформаційних технологій для сприймання, обробки, зберігання і передачі виміряної інформації на відстань. Основними перевагами такої системи є: покращена чутливість вимірювання за рахунок використання перетворювачів оптичної потужності з частотним виходом на основі транзисторних структур з від'ємним опором; живлення від сонячної батареї; два режими роботи вхідного передавального блоку: перший – коли відбувається заряд літієвої акумуляторної батареї (АБ), другий – коли відбувається вимірювання потужності оптичного випромінювання; можливість передачі виміряної інформації на відстань

**Список літератури:** 1. *Шалимов Ю.Н.* Современная альтернативная энергетика с точки зрения экономики и экологии / Ю.Н. Шалимов, А.Л. Гусев, Г.А. Мхиторяп, Ю.В. Литвинов, В.Е. Ковалев, Е.А. Доброквашин, Е.С. Миленина, Е.Л. Савельева, Д.Л. Шалимов // Альтернативная энергетика и экология. – 2010. – № 10. – С. 114 – 139. 2. *Осадчук В.С.* Мікроелектронний частотний перетворювач густини оптичної потужності з активним індуктивним елементом / В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, О.М. Ільченко // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2010. – № 2 (20). – С. 210 – 218.

*Вінницький національний технічний університет* *Надійшла до редколегії 25.03.2011*

УДК 004.056

*А.А. ЗАМУЛА, канд. техн. наук, А.П. ШУМАР*

# ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИИ В ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОМУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ ОТ ВНУТРЕННЕГО НАРУШИТЕЛЯ

## Введение

Общепризнанным стратегическим фактором успешной деятельности банков, государственных предприятий, коммерческих компаний является эффективное применение информационных технологий. Информационно-телекоммуникационные системы (ИТС) становятся сегодня одним из главных инструментов управления бизнесом и фактически важнейшим средством производства современной компании. Современным ИТС доверяют решение самых разнообразных и важных задач: автоматизированное управление технологическими процессами и промышленными предприятиями, автоматизацию деятельности банков, финансовых бирж, страховых компаний, торговых компаний и т.д. Вместе с тем, возрастает уязвимость ИТС за счет повышения сложности элементов ИТС, появления новых технологий передачи и хранения данных, увеличения объема программного обеспечения. Расширился спектр угроз для ИТС из-за активного использования организациями открытых глобальных сетей для передачи сообщений.

## Суть внутренних угроз информационной безопасности

Внутренний нарушитель (инсайдер) – сотрудник, который работает в организации и представляет собой потенциальную угрозу изнутри организации.

Долгое время компании предпринимали попытки предотвратить атаки несанкционированного доступа к конфиденциальной информации: защищали периметр межсетевыми экранами и системами предотвращения вторжений, внедряли VPN и другие инструменты против неавторизованного доступа. Защита от внешнего окружения достигла высокого уровня. Однако организации упустили из вида главную опасность – внутреннего нарушителя, собственного сотрудника, прошедшего все рубежи авторизации и получившего неограниченный доступ к корпоративной информации. Пока корпоративный периметр оборудовался новыми информационными технологиями, инсайдер беспрепятственно реализовал атаки на информационный ресурс организации (финансовую информацию и интеллектуальную собственность компании, персональные данные).

## Классификация инсайдеров

Классификация инсайдеров представлена в таблице. Подробная характеристика и достоверная информация о злоумышленнике – это первое, что необходимо для эффективной защиты конфиденциальных данных. Особенно если дело касается информационной безопасности, в которой действия нарушителя, как ни в какой другой области, описываются поведенческими моделями. Понимая мотивацию внутреннего нарушителя и цели, можно принимать меры, которые всегда будут опережать его действия.

| Тип | Умысел | Корысть | Постановка задачи |
|---|---|---|---|
| Сотрудники, халатно относящиеся к своим служебным обязанностям | нет | нет | нет |
| Манипулируемые сотрудники | нет | нет | нет |
| Сотрудники, которые считают себя обиженными | да | нет | сам |
| Сотрудники, нелояльно настроенные к организации | да | нет | сам |
| Сотрудники – совместители | да | да | сам/извне |
| Сотрудники, которые внедрены в организацию для выполнения целей по нарушению работоспособности системы | да | да | извне |

**Сотрудники, халатно относящиеся к своим служебным обязанностям**

Такие внутренние нарушители являются наиболее распространенными типом внутренних нарушителей. Его нарушения носят немотивированный характер, не имеют конкретных целей, умысла, корысти.

Эти сотрудники создают незлонамеренные, ненаправленные угрозы, то есть они нарушают правила хранения конфиденциальных данных, действуя из лучших побуждений. Например, они могут вынести информацию из офиса для работы с ней дома, в командировке и т.д., потерять носитель или допустить членов семьи к этой информации. Против таких нарушителей действенными являются простые технические средства предотвращения утечек – фильтрация исходящего трафика в сочетании с работой менеджеров устройств ввода-вывода.

**Манипулируемые сотрудники**

Манипулируемые сотрудники – это чаще всего жертвы социальной инженерии. Социальная инженерия – вид мошенничества, основанный на человеческом факторе, на слабостях, комплексах, предрассудках человека [1].

Халатные сотрудники и манипулируемые –эти оба типа нарушителей объединяют в тип «незлонамеренных». Данные сотрудники, столкнувшись с техническим блокированием их попыток нарушить регламенты хранения и использования информации, обратятся за помощью к коллегам, техническому персоналу или руководству, которые укажут им на недоступность планируемых действий.

**Сотрудники, которые считают себя обиженными**

Группы нарушителей – злонамеренные. В отличие от сотрудников, описанных выше, они осознают, что своими действиями наносят вред компании, в которой работают.

Обиженные сотрудники – это сотрудники, стремящиеся нанести вред компании по личным мотивам. Чаще всего мотивом такого поведения может быть обида, возникшая от недостаточной оценки их роли в компании, недостаточный размер оплаты, неподобающее место в корпоративной иерархии, отсутствие элементов моральной мотивации или отказ в выделении корпоративных статусных атрибутов (ноутбука, телефона, кабинета, машины, секретаря).

**Сотрудники, нелояльно настроенные к организации**

Следующий тип внутренних нарушителей – сотрудники, нелояльно настроенные к организации. Прежде всего, это сотрудники, принявшие решение сменить место работы. В последнее время увеличилось количество инцидентов, связанных с хищением интеллектуальной собственности в компаниях стажерами, поэтому временных сотрудников иногда также относят к этому типу. По направленности угроза, исходящая от таких нарушителей, является «неправильной» – нарушители стараются «унести» максимально возможное количество доступной информации, часто даже не подозревая о ее ценности и не имея представления, как они ее будут использовать. Обиженные и нелояльные сотрудники сами определяют объект хищения, уничтожения или искажения и место его сбыта.

Однако, если еще до похищения информации обиженный или нелояльный сотрудник выйдет на потенциального покупателя конкретной информации, будь то конкурент, пресса, криминальные структуры или спецслужбы, он становится самым опасным нарушителем – мотивируемым извне. Теперь его дальнейшая работа, благосостояние, а иногда жизнь и здоровье, напрямую зависят от полноты и актуальности информации, которую он сможет похитить.

**Сотрудники-совместители**

Сотрудники-совместители или подрабатывающие и внедренные нарушители – это сотрудники, цели которых определяет заказчик похищения информации. В особых случаях инсайдеры стремятся скрыть свои действия (по крайне мере, до момента успешного хищения), однако мотивация их все же различается. Данный тип нарушителя охватывает широкий пласт

сотрудников, ставших инсайдерами по разным причинам. К ним относят людей, решивших заработать. Нередки случаи инсайдеров поневоле: шантаж, вымогательство, давление извне буквально не оставляют им выбора и заставляют выполнять указания третьих сторон.

**Анализ инсайдерских угроз**

Экосистема внутренних нарушителей позволяет понять, кто является нарушителем и чем он руководствуется. Чтобы организовать эффективную систему защиты, следует знать, какие угрозы несут инсайдеры и какими средствами они располагают для их реализации.

Инсайдерские угрозы и средства их реализации удобнее всего рассматривать в виде сценариев, каждый из которых учитывает конкретную цель неправомерных действий и технические средства, используемые для ее достижения. В данной работе представляются основные инсайдерские сценарии:

-утечка конфиденциальной информации;
-использование уязвимостей средств защиты;
-нарушение конфиденциальности информации по неосторожности;
-нарушение авторских прав на информацию;
-мошенничество;
-нецелевое использование информационных ресурсов компании[2].

**Средства защиты**

К основным классам защиты от инсайдерских атак относятся:
-системы выявления и предотвращения утечек;
-средства внутреннего контроля;
-системы сильной аутентификации;
-предотвращение нецелевого использования почтовых ресурсов и Интернета;
-архивирование корпоративной корреспонденции.

**Системы выявления и предотвращения утечек**

Ключевыми элементами решений для борьбы с утечками являются: контентный анализ почтового и веб-трафика, контроль операций с документами на уровне рабочих станций, система централизованной установки и управления.

**Средства внутреннего контроля**

Система внутреннего контроля должна в первую очередь гарантировать целостность, точность и адекватность финансовой отчетности.

**Предотвращение нецелевого использования ИТ-ресурсов**

Системы предотвращения нецелевого использования сетевых ресурсов позволяют не допустить персонал компании к развлекательным сайтам и веб-почте, запретить скачивание музыки и видео на рабочем месте, пересылку писем с ненормативной, оскорбительной, грубой лексикой. Решения представляют собой два раздельных модуля, объединенных средством централизованного управления.

Первый компонент продукта фильтрует трафик, передаваемый по протоколам HTTP и FTP, проверяет запрашиваемые веб-страницы по базе URL, авторизует пользователей при доступе к сети и протоколирует все их действия. Часто этот веб-фильтр может интегрироваться с антивирусными программами, чтобы обеспечить удаление вредоносного кода из HTTP - и FTP-потоков.

Второй компонент продукта фильтрует почтовый трафик и отсеивает запрещенные исходящие сообщения.

**Системы сильной аутентификации**

Решения класса сильной аутентификации (аутентификация, авторизация, безопасное администрирование) служат в основном для защиты от несанкционированного доступа к данным. В их основе лежит двух или трехфакторный процесс аутентификации, в результате которого пользователю может быть предоставлен доступ к запрашиваемым ресурсам.

**Архивирование корпоративной корреспонденции**

Вследствие постоянного обмена сообщениями личные ящики сотрудников очень быстро переполняются, происходит перегрузка системы. Программа для работы с корреспонденцией начинает медленнее работать. В результате служащие просто удаляют все сообщения полугодовой давности. Между тем, многие международные нормативные акты требуют, чтобы ИТ-инфраструктура организации обязательно включала централизованный архив корпоративной корреспонденции [3].

Представленные ниже продукты являются мировыми лидерами в области информационной безопасности и имеют высокий авторитет среди продуктов других компаний.

Защита информации от инсайдерских атак может быть реализована с использованием аппаратно-программного комплекса, представленного на рисунке. Такой комплекс предназначен для создания виртуальных частных сетей и обеспечения защиты информации, передаваемой по открытым каналам связи в корпоративных сетях, использующих протоколы семейства TCP/IP.

Комплекс включает следующие компоненты:

- криптографический шлюз;
- центр управления сетью криптографических шлюзов.

Аппаратно-программный комплекс обеспечивает:

-защиту внутренних сегментов сети от несанкционированного доступа со стороны пользователей сетей общего пользования;

-скрытие внутренней структуры защищаемых сегментов сети;

-криптографическую защиту данных, передаваемых сегментами сети(абонентскими пунктами);

-безопасный доступ пользователей VPN к ресурсам сетей общего пользования;

-централизованное управление настройками VPN-устройств сети;

-защищенное подключение удаленных и мобильных пользователей к защищаемым сегментам сети.

Примерами программно-аппаратных средств защиты от инсайдерских атак могут служить следующие средства [1].

Модуль VPN и удаленного доступа, разработанный компанией Cisco включает в себя:

-межсетевой экран Cisco Secure PIX Firewall;

-маршрутизатор Cisco 7100 IOS Router;

-концентратор Cisco VPN 3060 Concentrator;

-система Cisco Intrusion Detecting System;

-коммутаторы канального уровня Catalyst 3500.

Семейство Check Point Next Generation состоит из:

-FareWall 1;

-VPN 1;

-FloodGate 1;

-MetaIP;

-UserAuthority;

-ConnectControl;

-High Availability;

-SmartView Reporter;

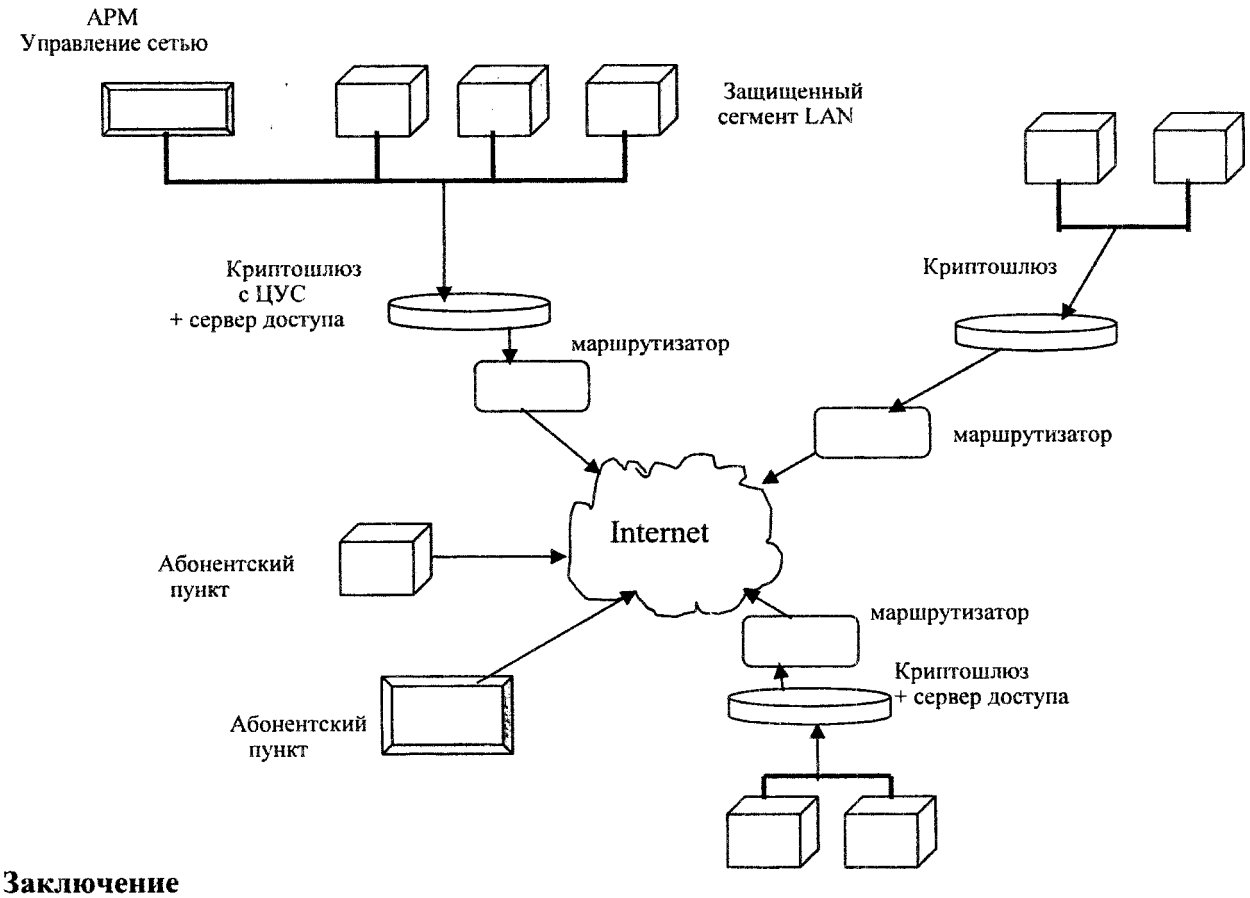
-SmartUpdate.

Для решения пятого класса – архивирования корпоративной корреспонденции – можно использовать продукты следующих компаний:

-Symantec Enterprise Vault 7.0 (компания производитель Symantec );

-Sunbelt Exchange Archive 4.0 (компания производитель Sunbelt Software);

-InfoWatch Mail Storage (компания производитель InfoWatch).




**Заключение**

Результатом данной работы является подробное изложение сути угроз внутренней ИТ-безопасности и существующих способов защиты от этих угроз. С использованием представленных материалов появляется возможность минимизировать риски утечки конфиденциальной информации организации, сформулировать требования к необходимым для этого техническим решениям. Также представлены примеры защиты информации от инсайдерских атак. Эффективное внедрение средств защиты конфиденциальной информации невозможно без проведения мероприятий организационного характера. В частности, организации-заказчику необходимо создать ряд документов, описывающих политику обращения с электронной конфиденциальной информацией, и проводить регулярные тренинги персонала. Политика должна описывать виды информации, хранящейся и обрабатываемой в информационной системе заказчика, присваивать каждому виду информации категорию ее конфиденциальности и определять правила работы с ней. В результате этих действий создается нормативная база комплексной системы защиты от внутренних угроз.

**Список литературы:** 1.*Скиба В.Ю., Кубатов В.А.* Руководство по защите от внутренних угроз информационной безопасности. – Питер; М. : Наука, 2008. – 320с. 2. *В.Ф. Шаньгин* Информационная безопасность компьютерных систем и сетей : учеб. пособие. – М. : ИД «Форум» ИНФА, 2008. – 416 с. 3.*А.В. Галицкий, Рябко С.Д., Шаньгин В.Ф.* Защита информации в сети – анализ и синтез решений. – М. : ДМК, 2007. - 615с.

*Харьковский национальный*
*университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 12.02.2011*

УДК 681.3.06

*Г. З. ХАЛИМОВ, канд. техн. наук*

# УНИВЕРСАЛЬНОЕ ХЕШИРОВАНИЕ ПО РАЦИОНАЛЬНЫМ ФУНКЦИЯМ МАКСИМАЛЬНОЙ КРИВОЙ ТРЕТЬЕГО РОДА

Для построения хеш функций используются вычисления в функциональном поле алгебраических кривых. Свойства линейного пространства по рациональным функциям алгебраической кривой определяются фундаментальной теоремой Римана – Роха и связываются с алгеброгеометрическими параметрами кривой. Первые оценки универсального хеширования по проективной линии, кривым Эрмита, Гурвица и Сузуки представлены в [1 – 4]. Наилучший результат универсального хеширования достигается на максимальных кривых, число точек которых лежит на границе Хассе – Вейля. Классификация максимальных кривых представлена в [5]. Кривая $\omega x^{(q-1)/d} - yx^{2(q-1)/d} + y^q = 0$ в квадратичном поле $F_{q^2}$ в случае $d = 3$, $q = 1(\mathrm{mod}3)$ является третьей по значению рода после кривой Эрмита.

**Цель статьи** – определение проективного многообразия точек кривой $\omega x^{(q-1)/d} - yx^{2(q-1)/d} + y^q = 0$, поля рациональных функций и оценки параметров семейства хеш функций. В разделе 1 приводятся определение алгебраической кривой и функциональное поле кривой. В разделе 2 представлены определение и коллизионные свойства универсального хеширования, в разделе 3 – практический алгоритм вычисления хеш функции.

## 1. Функциональное поле кривой $\omega x^{(q-1)/d} - yx^{2(q-1)/d} + y^q = 0$

Известные результаты [5]:

- Уравнение кривой в проективном пространстве $P^2$

$$F(X,Y,Z) = \omega X^{(q-1)/d} Z^{((d-1)q+1)/d} + YX^{2(q-1)/d} Z^{(d-2)(q-1)/d} + Y^q,$$

- и в аффинном пространстве над $F_{q^2}$

$$\omega x^{(q-1)/d} - yx^{2(q-1)/d} + y^q = 0,$$

где $q \equiv 1(\mathrm{mod}3)$, $\omega \in F_{q^2}$, $\omega^{q-1} = -1$.

- Кривая имеет род $g = q(q-1)/2d$, число $F_{q^2}$-рациональных точек равно $q^2(q-1)/d + q^2 - (q-1)/d - 1$ и достигает границы Хассе – Вейля.

- Точками кривой являются особые точки: $P_\infty = (1:0:0)$, $P_{0,0} = (0:0:1)$ и простые точки $P_{a,b} = (a:b:1)$, где $a,b \in F_{q^2}$ и $\omega a^{(q-1)/d} - ba^{2(q-1)/d} + b^q = 0$.

- Подгруппа Вейерштрасса функционального поля кривой третьего рода содержит подгруппу $H(P_\infty) = \langle (2q+1)/3, q, q+1 \rangle$.

**Замечание 1.**

1. Пусть $d = 3$, $q = 1(\mathrm{mod}3)$ и $F_{q^2}$. Имеем кривую $\omega x^{(q-1)/3} - yx^{2(q-1)/3} + y^q = 0$ третьего рода $g_3 = q(q-1)/6$. $\omega \in F_{q^2}$, $\omega^{q-1} = -1$.

2. Кривая $\omega x^{(q-1)/d} - yx^{2(q-1)/d} + y^q = 0$ в поле характеристики $p = 2$ определена над $F_{q^2}$, для $q = 2^{2t}$, $t = 1,2,...$ и приводится к виду $x^{(q-1)/d} + yx^{2(q-1)/d} + y^q = 0$.

3. В поле характеристики $p=2$ имеем $\omega=1$. В случае $p\neq 2$, $\alpha^{(q^2-1)/2}=-1$, $\omega=\alpha^{(q+1)/2}$, где $\alpha\in F_{q^2}$ порядка $q^2-1$.

4. Число точек кривой определяется выражением Хассе – Вейля для максимальных кривых. Исследования точек $P_{0,0}=(0:0:1)$ и $P_\infty=(1:0:0)$ показывают следующее. Кратность особой точки $P_{0,0}=(0:0:1)$ равна $(q-1)/d$. Это следует из оценки частных производных $F_X$, $F_Y$, $F_Z$. Точка на бесконечности $P_\infty=(1:0:0)$ имеет коэффициент ветвления 2. Из выражения Хассе – Вейля для числа точек максимальной кривой вычтем особые точки с учетом их кратности и получим число точек кривой $P_{a,b}=(a:b:1)$, $a,b\neq 0, a,b\in F_{q^2}$

$$N=q^2(q-1)/d+q^2-(q-1)/d-1. \tag{1}$$

5. Подгруппа Вейерштрасса функционального поля кривой третьего рода $g_3=q(q-1)/6$ и $d=3$ имеет размерность $\dim=3$, содержит подгруппу $H(P_\infty)=\langle(2q+1)/3,q,q+1\rangle$ [5].

6. Для произвольного $d>3$, $q\equiv 1(\mathrm{mod}\,d)$ подгруппа Вейерштрасса принимает значения

$$H(P_\infty)=\langle(2(q-1)/d+1,q-1,q\rangle \tag{2}$$

или

$$H(P_\infty)=\langle(2(q-1)/d+1,q-2,q\rangle, \tag{3}$$

если $((2(q-1)/d+1)n=q-1$. Этот результат является новым.

**Пример 1.** Пусть $q=7$ и задано $F_{7^2}$. Кривая $\alpha^4x^2z^5+\alpha^{24}x^4yz^2+y^7=0$ имеет род $g=7$ и $d=3$. Это случай кривой третьего рода. Выражение Хассе – Вейля определяет число точек кривой в $P^2$ $N=q^2+2gq+1=148$. Точные вычисления точек $P_{a,b}=(a:b:1)$, $a,b\neq 0, a,b\in F_{7^2}$ приводят к значению $N=144$, без двух особых точек $P_{0,0}, P_\infty$, что совпадает с выражением (1). Подгруппа Вейерштрасса точек неразрыва определяется значениями полюсов $H(P_\infty)=\langle 5,7,8\rangle$ и имеет вид $\{0,5,7,8,10,12,13,14,...\}$. Точки разрыва определяются множеством $G(P_\infty)=\{1,2,3,4,6,9,11\}$, их число $|G(P_\infty)|=7$ и равняется значению рода $g=q(q-1)/2d=7$. Линейная серия 5,7,8 является полной.

**Пример 2.** Пусть $q=2^4$. Делители $q-1=3\cdot 5$. Рассмотрим кривую $x^3z^{13}+x^6yz^9+y^{16}=0$ над $F_{2^8}$, $d=5$. Род кривой $g=24$. Число точек кривой в $P^2$ по формуле Хассе – Вейля $N=1025$. Точные вычисления числа $F_{q^2}$ рациональных точек приводят к значению $N=1020$, что совпадает с выражением (1). Подгруппа Вейерштрасса точек неразрыва определяется выражением (2) $H(P_\infty)=\langle 7,15,16\rangle$ и имеет вид $\{0,7,14,15,16,21,22,23,248,19,30,31,32,35,36,37,38,39,42,43,44,45,46,47,48,...\}$. Число точек разрыва $|G(P_\infty)|=24$ и равняется значению рода. Линейная серия 5,15,16 является полной.

**Пример 3.** Пусть $q=11$. Делители $q-1=2\cdot 5$. Рассмотрим кривую $\alpha^6x^2z^9+\alpha^{60}x^4yz^6+y^{11}=0$ над $F_{11^2}$, $d=5$. Род кривой $g=11$. Число точек кривой в $P^2$ по формуле Хассе – Вейля $N=364$. Точные вычисления числа $F_{q^2}$ рациональных точек приводят к значению $N=360$, что совпадает с выражением (1). Подгруппа

Вейерштрасса точек неразрыва определяется выражением (3) $H(P_\infty)=\langle 5,9,11\rangle$, так как $((2(q-1)/5+1)2=q-1$ и имеет вид $\{0,5,9,10,11,14,15,16,18,19,20,21,23,24,...\}$. Число точек разрыва $|G(P_\infty)|=11$ и равняется значению рода. Линейная серия 5,9,11 является полной.

**Утверждение 1**. Базис пространства $L(\rho_\ell P_\infty)$ функционального поля кривой

$$\omega X^{(q-1)/3}Z^{(2q+1)/3}-X^{2(q-1)/3}YZ^{(q-1)/3}+Y^q$$

задается функциями вида $\{x^i\cdot v^j\cdot y^t : iq+j(q+1)+t(2q+1)/3\le\rho_\ell\}$, где $x=X/Z$, $y=Y/Z$ и $div_\infty(v)=q+1$.

**Доказательство**. Кривая $F(X,Y,Z)=\omega X^{(q-1)/3}Z^{(2q+1)/3}+YX^{2(q-1)/3}Z^{(q-1)/3}+Y^q$ является $F_{q^2}$ изоморфной кривой Эрмита (§2 [5]). Это кривая третьего рода и $g_3<(q-1)^2/4$. Размерность линейной серии подгруппы Вейерштрасса функционального поля кривой в этом случае равна $\dim=3$ и первые три положительных числа подгруппы Вейерштрасса $H(P)$, $P\in F(X,Y,Z)$ удовлетворяют условию (§5 [5])

$$m_1(P)<m_2(P)\le q<m_3(P). \tag{4}$$

Над полем $F_{q^2}$ справедливо $m_2(P)=q$ и $m_1(P)\ge q/2$. Вычисления R. Fuhrmann ([6] предложение 1.5) определяют основную подгруппу в виде $\langle m,q,q+1\rangle$, а предложение 5.1 [5] устанавливает $m_1(P)=(2q+1)/3$, $q\equiv 1(\mathrm{mod}\,3)$.

Пусть $\aleph$ является линией с уравнением $X=0$. Тогда $\aleph$ пересекает кривую в одной точке $P_{0,0}$ и $\aleph\cdot F(X,Y,Z)=qP_{0,0}$. Для линии $\Im$ с уравнением $Z=0$ справедливо пересечение кривой в точке $P_\infty=(1:0:0)$; $\Im\cdot F(X,Y,Z)_1=qP_\infty$. Для рациональной функций $x=X/Z$ имеем дивизор $div(x)=qP_{0,0}-qP_\infty$. Полюс рациональной функций $x=X/Z$ определяет значение $m_2(P)=q$. Рациональная функция $y=Y/Z$ не может иметь полюс $div_\infty(y)=(q+1)P_\infty$, так как такое распределение полюсов соответствует кривой Эрмита. Следовательно, имеем $div_\infty(y)=(2q+1)/3P_\infty$ и $m_1(P)=(2q+1)/3$.

Размерность линейной серии подгруппы Вейерштрасса $\dim=3$ и функциональное поле $x=X/Z$ и $y=Y/Z$ следует дополнить функцией $v=f(X,Y,Z)$ с полюсом $div_\infty(v)=(q+1)P_\infty$.◊

**Замечание 2.** Задача определения функции $v$ с порядком полюса, равным $q+1$, требует решения. Оценки дивизоров рациональных функции $x=X/Z$, $y=Y/Z$ пространства $L(\rho_\ell P_\infty)$ функционального поля кривой представлены в утверждении 1 впервые.

**2. Определение универсального хеширования по кривой**
$\omega x^{(q-1)/d}-yx^{2(q-1)/d}+y^q=0$

**Определение 1.** Хеш функция $h_{x,y}(m)\in F_{q^2}$ для сообщения $m$ по рациональным функциям в точке $x,y$ кривой $\alpha^{(q+1)/2}x^{(q-1)/3}+\alpha^{(q^2-1)/2}x^{2(q-1)/3}y+y^q=0$ определяется выражением

$$h_{x,y}(m)=\sum_{i,j,t} m_{i,j,t}\cdot x^i\cdot v^j\cdot y^t, \tag{5}$$

где $i \geq 0, 0 \leq j \leq (q-1)/3, 0 \leq t \leq 2, iq + j(q+1) + t \cdot (2q+1)/3 \leq \rho_k$, $\rho_k$ – полюс подгруппы Вейерштрасса $H(P_\infty)$, $m_{i,j,t} \in F_{q^2}$ – слова сообщения $m$.

**Замечание 3.**

1. Хеш функция $h_{x,y}(m) \in F_{q^2}$ определена для кривой третьего рода наилучшей для данного вида кривых.

2. Индексация рациональных функций $x, v$ и $y$ в выражении (5) учитывает отношение порядков полюсов функций и справедливость такой индексации показана в лемме 1 и предложении 1.

Для теоретической оценки вероятности коллизии необходимо связать значение $k$ с показателями $i, j, t$ степеней рациональных функций $x, y, v$.

**Лемма 1.** Пусть $d = 3$ и $k < \left(q^2 - q + 4\right)/6$, тогда для кривой третьего рода $i = s' - j - 1$, $j = k'' - s'(s'-1)/2 - 1$, $t = s - s' + 1$, $s = \left|(2k' + 1/4)^{1/2} - 1/2\right|$, $s' = \left|(2k'' + 1/4)^{1/2} - 1/2\right|$, $k' = \lceil k/3 \rceil$, $k'' = k - 3(s-1)s/2 + (s-1)(s-2)/2$, где $\lceil \cdot \rceil$ – округление к большему целому числу.

**Доказательство**. Аддитивная подгруппа Вейерштрасса $H(P_\infty) = \{\rho_0 = 0 < \rho_1 < \ldots\}$ кривой $\omega X^{(q-1)/3} Z^{(2q+1)/3} - X^{2(q-1)/3} Y Z^{(q-1)/3} + Y^q$ определяется значениями полюсов $\rho_1 = (2q+1)/3$, $\rho_2 = q$ и $\rho_3 = q+1$. Рассмотрим пример кривой $x^5 + x^{10} y + y^{16} = 0$ над полем $F_{2^8}$, $q = 2^4$. Размещение полюсов рациональных функций базисного пространства $L(\rho_\ell P_\infty)$ подгруппы Вейерштрасса $H(P_\infty) = \langle 11, 16, 17 \rangle$ имеет следующий вид (табл. 1).

Таблица 1

| Значения полюсов подгруппы Вейерштрасса $H(P_\infty) = \langle 22, 32, 33 \rangle$ | | | | | | Номер уровня |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | $\rho_0$=0 | 0 |
| | | | | | $\rho_1$=11 | |
| | | | | $\rho_3$=17 | $\rho_2$=16 | 1 |
| | | | | | $\rho_4$=22 | |
| | | | | $\rho_6$=28 | $\rho_5$=27 | |
| | | | $\rho_9$=34 | $\rho_8$=33 | $\rho_7$=32 | 2 |
| | | | | $\rho_{11}$=39 | $\rho_{10}$=38 | |
| | | | $\rho_{14}$=45 | $\rho_{13}$=44 | $\rho_{12}$=43 | |
| | | $\rho_{18}$=51 | $\rho_{17}$=50 | $\rho_{16}$=49 | $\rho_{15}$=48 | 3 |
| | | | $\rho_{21}$=56 | $\rho_{20}$=55 | $\rho_{19}$=54 | |
| | | $\rho_{25}$=62 | $\rho_{24}$=61 | $\rho_{23}$=60 | $\rho_{22}$=59 | |
| | $\rho_{30}$=68 | $\rho_{29}$=67 | $\rho_{28}$=66 | $\rho_{27}$=65 | $\rho_{26}$=64 | 4 |
| | | $\rho_{34}$=73 | $\rho_{33}$=72 | $\rho_{32}$=71 | $\rho_{31}$=70 | |
| | $\rho_{39}$=79 | $\rho_{38}$=78 | $\rho_{37}$=77 | $\rho_{36}$=76 | $\rho_{35}$=75 | |
| $\rho_{45}$=85 | $\rho_{44}$=84 | $\rho_{43}$=83 | $\rho_{42}$=82 | $\rho_{41}$=81 | $\rho_{40}$=80 | 5 |
| | ... | ... | ... | ... | ... | |

Полюса подгруппы Вейерштрасса $H(P_\infty) = \langle 11, 16, 17 \rangle$ в табл. 1 делятся на строки и уровни, число уровней $(q-1)/3 = 5$.

В общем случае размещение полюсов $\rho_\ell$ в порядке возрастания в подгруппе $H(P_\infty)$ для кривой $\omega X^{(q-1)/3} Z^{(2q+1)/3} - X^{2(q-1)/3} Y Z^{(q-1)/3} + Y^q$ представлено в табл. 2.

Так как $\rho_1 = (2q+1)/d$, имеем

$$\rho_{3(s-1)s/2 + (2-t)(s-1) + (2-t)(2-t-1)/2 + i + 1} = iq + j(q+1) + t \cdot (2q+1)/3.$$

Значение $k$ определяется выражением

$$k = 3(s-1)s/2 + (2-t)(s-1) + (2-t)(2-t-1)/2 + i + 1.$$

Таблица 2

| Значения полюсов подгруппы Вейерштрасса $H(P_\infty) = \langle (2q+1)/3, q, q+1 \rangle$ | | | | Номер уровня |
|---|---|---|---|---|
| | | | $\rho_0=0$ | 0 |
| | | | $\rho_1=\phi=(2q+1)/3$ | |
| | | $\rho_3=\eta=q+1$ | $\rho_2=\gamma=q$ | 1 |
| | | | $\rho_4=2\phi$ | |
| | | $\rho_6=\eta+\phi$ | $\rho_5=\gamma+\phi$ | |
| | $\rho_9=2\eta$ | $\rho_7=\eta+\gamma$ | $\rho_7=2\gamma$ | 2 |
| | | $\rho_{11}=\eta+2\phi$ | $\rho_{10}=\gamma+2\phi$ | |
| | $\rho_{14}=\eta+\phi$ | $\rho_{13}=\eta+\gamma+\phi$ | $\rho_{12}=2\gamma+\phi$ | |
| $\rho_{18}=3\eta$ | $\rho_{16}=2\eta+\gamma$ | $\rho_{16}=\eta+2\gamma$ | $\rho_{15}=3\gamma$ | 3 |
| ... | ... | ... | ... | |
| | $\rho_{3(s-1)s/2+(2-t)(s-1)+(2-t)(2-t-1)/2+i+1}=iq+j(q+1)+t(2q+1)/3$ | | | s |

Нормировка $k$ по 3 даёт $k'=\lceil k/3 \rceil = (s-1)s/2$ и $s = \left| (2k'+1/4)^{1/2} - 1/2 \right|$. Для определения строки $t$ размещения полюса $\rho_k$ на уровне $s$ выполним дополнение арифметического ряда членами $1,2,...,s-2$.

Далее имеем $k - 3(s-1)s/2 + (s-1)(s-2)/2 = k''$ и вычисление $s' = \left| (2k''+1/4)^{1/2} - 1/2 \right|$ дает $t = s - s' + 1$. Индекс $j$ следует из выражения $j = k'' - s'(s'-1)/2 - 1$ и $i = s' - j - 1$.

**Замечание 4.** Для случая кривых с $d > 3$ соотношения между значением $k$ и показателями $i, j, t$ степеней рациональных функций $x, v, y$ являются более сложными. Как и в случае с кривой $x^{(q+1)/d} + x^{2(q+1)/d} + y^{q+1} = 0$ общего решения для показателей степеней $i, j, t$ для $d > 3$ не существует.

**Утверждение 2.** Хеширование по рациональным функциям кривой $\alpha^{(q+1)/2} x^{(q-1)/3} + \alpha^{(q^2-1)/2} x^{2(q-1)/3} y + y^q = 0$ над полем $F_{q^2}$ определяет универсальный хеш класс $\varepsilon - U((q^3+2q^2-q-2)/3, q^{2k}, q^2)$, где $(q^3+2q^2-q-2)/3$ – число хеш функций (объем ключевого пространства), $q^{2k}$ – объем пространства сообщений, $q^2$ – объем пространства хеш кодов. Вероятность коллизии $\varepsilon$ определяется соотношениями

$$\varepsilon = (3iq + 3j(q+1) + t\cdot(2q+1))/(q^3+2q^2-q-2), \text{ если } k < q(q-1)/6, \quad (6)$$

$$\varepsilon = 3(k + q(q-1)/6)/(q^3+2q^2-q-2), \text{ если } k \geq q(q-1)/6, \quad (7)$$

где $i, j, t$, определяются по лемме 1.

**Доказательство.** Параметры универсального класса следуют из определения кривой и числа ее точек в $F_{q^2}$. Пусть $k < q(q-1)/6$. Вероятность коллизии $\varepsilon$ определяется соотношением $\varepsilon = \rho_k / N$, где $\rho_k = iq + j(q+1) + t(2q+1)/3$ – значение полюса рациональной функції $f_k = x^i \cdot v^j \cdot y^t$, $i, j, t$ определяются по лемме 1, $N = (q^3+2q^2-q-2)/3$ – число точек кривой и подстановка дает (6). В случае $k = q(q-1)/6$, имеем $\rho_k = 2g = q(q-1)/3$ и $\varepsilon = 2g/N$, что согласуется с (7). С другой стороны, $\rho_k = iq + j(q+1) + t(2q+1)/3$ и подстановка $t = 0$, $j = 0$, $i = (q-1)/3$ дает проверку $\rho_k = iq + j(q+1) + t(2q+1)/3 = q(q-1)q/3$.

Пусть $k > q(q-1)/6$. Заметим, что $\rho_k = k + q(q-1)/6$. Прямое вычисление $\varepsilon = \rho_k / N$ дает выражение (7). ◊

**Пример 4.** Пусть кривая $x^5 + x^{10}y + y^{16} = 0$ определена над $F_{2^8}$, $q = 2^4$. Пусть $k = q(q-1)/6 = 40$. Имеем:

$k' = \lceil k/3 \rceil = \lceil 40/3 \rceil = 14$,

$s = \left|(2k'+0.25)^{1/2} - 1/2\right| = \left|(2\cdot 14 + 0.25)^{1/2} - 0.5\right| = 5$,

$k'' = k - 3(s-1)s/2 + (s-1)(s-2)/2 = 40 - 30 + 6 = 16$,

$s' = \left|(2k''+0.25)^{1/2} - 1/2\right| = \left|(2\cdot 16 + 0{,}25)^{1/2} - 0.5\right| = 6$,

$t = s - s' + 1 = 5 - 6 + 1 = 0$,

$j = k'' - s'(s'-1)/2 - 1 = 16 - 6(6-1)/2 - 1 = 0$,

$i = s' - j - 1 = 6 - 0 - 1 = 5$.

Тогда $\rho_{40} = k + q(q-1)/6 = 80$ и $\varepsilon = \rho_k / N \approx 0.052$.

**Замечание 5.**

1. Выражения для вероятности коллизии для универсального хеширования по рациональным функциям кривой $\alpha^{(q+1)/2}x^{(q-1)/3} + \alpha^{(q^2-1)/2}x^{2(q-1)/3}y + y^q = 0$ представлены впервые.

2. Пусть $k = q(q-1)/2$. Подстановка в (7) дает

$$\varepsilon = 3(q(q-1)/2 + q(q-1)/6)/(q^3 + 2q^2 - q - 2) \approx 2\varepsilon_{ЭК}, \qquad (8)$$

где $\varepsilon_{ЭК} = 1/q + 1/q^2$ – значение вероятности коллизии универсального хеширования по кривой Эрмита при $k = q(q-1)/2$ (см. [3]). Из оценки (8) следует проигрыш в два раза по вероятности коллизии хешированию по кривой Эрмита. Размер ключевых данных $N = (q^3 + 2q^2 - q - 2)/3$ по сравнению с хешированием по Эрмита меньше почти в три раза. Это приводит и к уменьшению в три раза максимально возможного числа слов хешируемых данных.

3. Для $k < q(q-1)/6$ отличие по вероятности коллизии хеширования по кривым $\alpha^{(q+1)/2}x^{(q-1)/3} + \alpha^{(q^2-1)/2}x^{2(q-1)/3}y + y^q = 0$ и Эрмита будет несущественным. Действительно, размер ключевых данных уменьшается в три раза, но для одного и того же $k$, значение полюса $\rho_k$ в силу нормировки $k' = \lceil k/3 \rceil$ приблизительно в три раза меньше по сравнению с хешированием по кривой Эрмита.

### 3. Практический алгоритм вычисления хеш кода

**Предложение 1.** Сложность универсального хеширования по кривым $\alpha^{(q+1)/2}x^{(q-1)/3} + \alpha^{(q^2-1)/2}x^{2(q-1)/3}y + y^q = 0$ в $F_{q^2}$ определяется выражением

$$N_{опер} = k + s + 3, \text{ если } k < q(q-1)/6, \qquad (9)$$

$$N_{опер} = k + (q-1)/3 + 3, \text{ если } k \geq q(q-1)/6, \qquad (10)$$

где $s = \left|(2k'+1/4)^{1/2} - 1/2\right|$, $k' = \lceil k/3 \rceil$.

Доказательство. Универсальное хеширование определяется выражением

$$h_{x,y}(m) = \sum_{i,j,t} m_{i,j,t} \cdot x^i \cdot v^j \cdot y^t,$$

где $i \geq 0, 0 \leq j \leq (q-1)/3, 0 \leq t \leq 2, iq + j(q+1) + t \cdot (2q+1)/3 \leq \rho_k$.

Базис пространства $L(\rho_k P_\infty)$, задается функциями вида

$$\{v^i \cdot x^j \cdot y^t : iq + j(q+1) + t(2q+1)/d \leq \rho_k\}.$$

Размещение полюсов подгруппы Вейерштрасса $H(P_\infty) = \langle (2q+1)/3, q, q+1 \rangle$ определяется по табл. 2.

Пусть $k < q(q-1)/6$. Члены суммы в выражении $h_{x,y}(m)$ можно представить трехмерным массивом $H_{x,y,v}$ по возрастанию полюсов рациональных функций $x^i \cdot v^j \cdot y^t$ в виде табл. 3:

Таблица 3

| Рациональные функции $x^i \cdot v^j \cdot y^t$ в выражении $h_{x,y}(m)$ | | | | | | Номер уровня |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | | $v^0x^0y^0m_{0,0,0}$ | 0 |
| | | | | | $v^0x^0y^1m_{0,0,1}$ | |
| | | | | $v^1x^0y^0m_{1,0,0}$ | $v^0x^1y^0m_{0,1,0}$ | 1 |
| | | | | | $v^0x^0y^2m_{0,0,2}$ | |
| | | | | $v^1x^0y^1m_{1,0,1}$ | $v^0x^1y^1m_{0,1,1}$ | |
| | | | $v^2x^0y^0m_{2,0,0}$ | $v^1x^1y^0m_{1,1,0}$ | $v^0x^2y^0m_{0,2,0}$ | 2 |
| | | | | $v^1x^0y^2m_{1,0,2}$ | $v^0x^1y^2m_{0,1,2}$ | |
| | | | $v^2x^0y^1m_{2,0,1}$ | $v^1x^1y^1m_{1,1,1}$ | $v^0x^2y^1m_{0,2,1}$ | |
| | | $v^3x^0y^0m_{3,0,0}$ | $v^2x^1y^0m_{2,1,0}$ | $v^1x^2y^0m_{1,2,0}$ | $v^0x^3y^0m_{0,3,0}$ | 3 |
| | | ... | ... | ... | ... | ... |
| | | $v^{s-i}x^{i-2}y^2m_{s-i,i-2,2}$ | ... | $v^1x^{s-3}y^2m_{1,s-3,2}$ | $v^0x^{s-2}y^2m_{0,s-2,2}$ | |
| | | $v^{s-i}x^{i-1}y^1m_{s-i,i-1,1}$ | ... | $v^1x^{s-2}y^1m_{1,s-2,1}$ | $v^0x^{s-1}y^1m_{0,s-1,1}$ | |
| $v^sx^0y^0m_{s,0,0}$ | ... | $v^{s-i}x^iy^0m_{s-i,i,0}$ | ... | $v^1x^{s-1}y^0m_{1,s-1,0}$ | $v^0x^sy^0m_{0,s,0}$ | s |

где $s = \left| (2k'+1/4)^{1/2} - 1/2 \right|$, $k' = \lceil k/3 \rceil$.

Сумма элементов матрицы даёт значение $h_{x,y}(m)$. Группировка слагаемых по строкам и столбцам матрицы приводит к следующему порядку вычислений:

$$h_{x,y}(m) = \sum_{t=0}^{2} y^t \cdot \sum_{j=0}^{s-t} v^j \sum_{i=0}^{s-t-j} m_{j,i,t} x^i. \qquad (11)$$

Выражение (11) определяет, что $h_{x,y}(m)$ можно вычислить по схеме Горнера, последовательно для трёх сумм. Сложность хеширования составит $N_{опер} = k + s + 3$ операций умножений и сложений в $F_{q^2}$.

Пусть $k \geq q(q-1)/6$. Параметр $s$ первой суммы в выражении $h_{x,y}(m)$ (11) определяется значением $s = (q-1)/3$. Сложность вычисления внутренней суммы в (11) составит $k$ операций, а внешних – $(q-1)/3$ и 3 операций умножений и сложений в $F_{q^2}$ по схеме Горнера. ◊

**Замечание 6.**

1. Результаты предложения 1 являются новыми и представлены впервые.

2. Асимптотика оценки сложности универсального хеширования по кривым $\alpha^{(q+1)/2} x^{(q-1)/3} + \alpha^{(q^2-1)/2} x^{2(q-1)/3} y + y^q = 0$ при $k < q(q-1)/6$ определяется $N_{опер} = k + (2k/3)^{1/2} + 3$, так как $s = \left| (2k'+1/4)^{1/2} - 1/2 \right|$, $k' = \lceil k/3 \rceil$. Результат совпадает с оценкой сложности хеширования по кривой третьего рода $y^{3^{t-1}} + y^{3^{t-2}} + \ldots + y = \omega x^{3^t+1}$,

$g_3 = q(q-3)/6$ в поле характеристики $p=3$ и по кривой $x^{(q+1)/3} + x^{2(q+1)/3} + y^{q+1} = 0$, и лучше, чем при хешировании по кривым Эрмита $N_{опер}(HC) = k + \sqrt{2}k^{1/2}$ (см. [3]).

**Следствие 1.** Асимптотика вероятности коллизии универсального хеширования по кривой $\alpha^{(q+1)/2}x^{(q-1)/3} + \alpha^{(q^2-1)/2}x^{2(q-1)/3}y + y^q = 0$ при больших значениях размерности поля $q \to \infty$ имеет вид

$$\varepsilon_{q\to\infty} = \sqrt{6}k^{1/2}/q^2,\ k < g. \qquad (12)$$

**Доказательство.** В выражении (11) для $h_{x,y}(m)$ определим $t=0$, $j=s$ и $i=0$. Подставим в (6) $s = \left|(2k/3+1/4)^{1/2} - 1/2\right|$ и для больших $q$ получим (12).◊

**Выводы**

1. Наилучшей максимальной кривой $\omega x^{(q-1)/d} - yx^{2(q-1)/d} + y^q = 0$ над $F_{q^2}$ является кривая третьего рода $d=3$. С ростом $d$ уменьшается род и число точек кривой.

2. Асимптотические оценки вероятности коллизии универсального хеширования по кривой $\alpha^{(q+1)/2}x^{(q-1)/3} + \alpha^{(q^2-1)/2}x^{2(q-1)/3}y + y^q = 0$ при малых значениях $k$ определяются отношением корня квадратного длины данных к размерности поля и совпадают с оценками для максимальных кривых третьего рода. Проигрыш хешированию по кривой Эрмита составляет $\sqrt{3}$ раз.

3. Практический алгоритм вычисления хеш кода по кривой $\alpha^{(q+1)/2}x^{(q-1)/3} + \alpha^{(q^2-1)/2}x^{2(q-1)/3}y + y^q = 0$ определяется схемой вычисления Горнера по рациональным функциям $x = X/Z$, $y = Y/Z$, $v$ со сложностью $N_{опер} = k + (2k/3)^{1/2} + 3$. Это сложнее, чем хеширование по кривым третьего рода $y^q + y = x^{(q+1)/3}$ и $\sum_{i=1}^{t} y^{q/3^i} + \omega x^{q+1} = 0$, для которых базисное пространство определяется функциями $x = X/Z$, $y = Y/Z$. Относительное увеличение сложности вычислений по сравнению с хешированием по проективной прямой является несущественным $N_{опер}(FC)/N_{опер}(PS) = 1 + \sqrt{2/3}k^{-1/2}$.

**Список литературы:** 1. *Bierbrauer J.* Authentication via algebraic-geometric codes / Bierbrauer J. // URL http://www.math.mtu.edu/~jbierbra/ potpap.ps. 2. *Халимов Г.З.* Аутентификация с применением алгебро-геометрических кодов / Халимов Г.З.,. Кузнецов А.А. // Радиотехника. – 2001. – Вып. 120. – С. 103-109. 3. *Халимов Г.З.* Аутентификация с применением Эрмитовых кодов / Халимов Г.З., Иохов А.Ю. // Вестник ХПИ. – Х., 2005. – Вып. 9. – С. 26-32.4. *Халимов Г.З.* Универсальное хеширование по максимальным кривым Гурвица / Халимов Г.З. // Прикладная радиоэлектроника. – Харьков : ХНУРЭ, 2010. – Т.9 № 3. – С.365-370. 5. *Cossidente A.* Curves of large genus covered by the Hermitian curve / Cossidente A., Korchmaros G. and Torres F. // Commutative Algebra. – 2000. – Vol. 28, No. 10. – P. 4707–4728.6. *Fuhrmann R.* On maximal curves/ Fuhrmann R., Garcia A. and Torres F. // J. Number Theory. – 1997. – Vol. 67, No. 1. – P. 29–51.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 11.02.2011*

УДК 621. 391:519.2:519.7

*И.В. ЛИСИЦКАЯ, канд. техн. наук*

# СОВРЕМЕННЫЕ МЕТОДЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ БСШ. ОТ КОНКУРСОВ К СТАНДАРТАМ

Симметричные шифры и сегодня являются сердцем (основой) криптографической защиты всех сколько-нибудь ответственных систем управления хозяйственной, экономической, производственной и многих других областей деятельности общества, коллектива, региона, государства, обеспечивая информационное взаимодействие между органами и объектами управления. Здесь можно назвать многочисленные банковские системы, интенсивно внедряемые системы электронного документооборота, системы сбора и обработки информации налоговых служб, энергетики, транспорта, служб безопасности, армии, милиции, и многие другие, не говоря уже о локальных системах государственного и частного значения (аппаратов управления различных министерств, ведомств, компаний и предприятий). Здесь можно назвать много разработок конкретного целевого назначения, нашедших применение в Украине, среди которых авторитетное место заняли и разработки АОИИТ при ХНУРЭ. Это и система криптографической защиты информации "Шифр-Х.509", предназначенная для создания инфраструктуры открытых ключей (ИОК), и система ELPay, представляющая качественно новое решение в классе продуктов "Клиент-Банк", нацеленных на представление услуг банка удаленному Клиенту посредством сети Интернет, используемая в банках Киева, Одессы, Крыма, Николаева, Черновцов, Запорожья, Львова, Винницы, Сумм и др. городов, и разработки компании АВТОР, ключ безопасности Secure Token, смарт-карта УкрКОС, модули безопасности серии CryptoLine, IP шифратор CryptoIP и многие другие решения и разработки [1, 2 и др.]. Во всех этих разработках свое применение нашли симметричные шифры (ГОСТ 28-147089)

Актуальность прогрессивного дальнейшего развития технологий симметричного шифрования ярко подтверждается организацией и проведением международных конкурсов, прошедших в последние десятилетия AES (по выбору нового стандарта шифрования США), а также NESSIE и CRYPTREC (в Европе и Японии).

По этому же пути пошла и Украина. 30 июня 2006 г. на сайте ДСТЗІ Украины появилось официальное объявление о проведении конкурса по выдвижению кандидатов на национальный стандарт шифрования. В процессе проведения конкурса было рассмотрено пять предложений, из которых на окончательное рассмотрение было представлено четыре (шифры ADE, Калина, Мухомор и Лабиринт). В отборе и анализе представленных решений приняли участие ученые и разработчики коллектива АОИИТ, которые представили на конкурс два своих предложения (Калина, Мухомор). Конечно, работа над экспертизой проектов потребовала освоить и уже имеющийся международный опыт, и форсировать разработку собственных подходов и методик, позволяющих ускорить процесс анализа и принятия решений. Результаты анализа представленных на украинский конкурс решений показали, что шифры Калина и Мухомор (можно здесь отметить и другие предложения – ADE и Лабиринт) не уступают практически по всем показателям, в том числе и по стойкости к атакам линейного и дифференциального криптоанализа победителю конкурса AES – шифру Rijndael. Тем не менее, по результатам конкурса принято решение остановиться на общепризнанном мировом стандарте Fips-197. Национальные предложения оказались либо слишком близкими по конструкции к мировому лидеру, либо недостаточно прозрачными с точки зрения ожидаемых показателей стойкости по сравнению с мировым авторитетом. Это означает, что работа по поиску более перспективных решений, по дальнейшему развитию и совершенствованию технологий блочного симметричного шифрования для Украины сохраняет свою актуальность и востребованность.

В этой работе мы хотим представить некоторые результаты прошедшего периода, связанные с изучением истоков рождения современных наиболее перспективных разработок и решений по построению блочных симметричных шифров, с анализом и освоением идей и принципов, использованных при их построении, позволивших признать эти решения лидерами современных технологий блочного симметричного шифрования. Внимание работы со-

средотачивается на двух таких разработках: шифре Rijndael, ставшим победителем конкурсов AES и NESSIE, и шифре IDEA NXT, родившимся на основе шифра IDEA (International Data Encryption Algorithm – Международный алгоритм шифрования данных [3]), разработанного в свое время в качестве предлагаемого стандарта шифрования [4]. В книге Б. Шнаера [5] отмечается, что в основе алгоритма IDEA лежат некоторые впечатляющие теоретические положения, и, по его мнению, IDEA является самым лучшим и надежным блочным алгоритмом (на момент опубликования его книги).

Компания MediaCrypt AG – собственник технологии IDEA NXT считает, что IDEA NXT является семейством блочных симметричных алгоритмов шифрования следующего поколения, что и определяет включение этого семейства шифров в круг интересов нашей работы.

**1. AES – передовой стандарт шифрования 21-го века**

Шифр Rijndael сегодня считается последним достижением в технологиях проектирования и разработки блочных симметричных шифров. И поэтому, говоря о современных методах проектирования и разработки БСШ, естественно сосредоточить внимание на идеях и принципах, использованных при создании Rijndael-я.

Здесь будут уместны мысли и соображения, представленные в работе Susan Landau [6], посвященной изучению алгебраических аспектов разработки Rijndael-я (AES-а).

В цитируемой работе внимание сосредотачивается на проектировании блочных шифров. Автор прослеживает пути, которые привели к шифру Rijndael, считающимся сегодня последним достижением проектных и конструкторских решений. Проводится мысль, что эта разработка стала закономерным итогом развития мировой криптографической мысли.

Так, в [6] отмечается ряд работ и предложений, выполненных на пути к Rijndael-ю.

Willi Meier и Othmar Staffelbach предположили, что определенные меры нелинейности, используемые математиками могут быть подходящими для криптографического системного проекта [7]. Основываясь на этих идеях, Josef Pieprzyk предложил алгебраические методы для строительства нелинейных функций [8, 9]. Kaisa Nyberg исследовала S-блоки и применила некоторые из идей Pieprzyk при проектировании S-блоков [10]. Joan Daemen изучил цикловые функции с точки зрения дифференциального и линейного криптоанализа шифра и предложил новую парадигму, подход широкого следа [11]. С другими исследователями он использовал широкий след и S-блоки Nyberg в криптосистеме SHARK [12]. Thomas Jakobsen и Lars Knudsen нашли "интерполяционную атаку" против простых алгебраических шифров, таких как SHARK [13]. Двум разработчикам SHARK-а Daemen и Vincent Rijmen противопоставили криптосистему Square [14]. Knudsen взломал Square, используя различные атакующие методы [14]. Rijndael, отмечает автор цитируемой работы, поднялся из праха Square. Далее в работе отслеживается, как эти нити ткали Rijndael.

Значительное внимание в работе уделяется при анализе методов проектирования Rijndael-я новой парадигме, подходу развитому Joan-ом Daemen-ом, получившему название стратегии широкого следа. Следуя [6], напомним основные идеи этой новой концепции.

**Стратегия широкого следа.** Автор цитируемой работы отмечает: "самые различные ниточки формировали основу Rijndael-я". И далее – S-блоки не обеспечивают диффузию; другие шаги цикловой функции должны делать это. Joan Daemen, в то время студент доктора философии в Katholieke Universiteit в Leuven, Бельгии, предложил новую модель для понимания цикловой функции. Идея Daemen-а, естественная в контексте дифференциального и линейного криптоанализа, состояла в том, чтобы проанализировать цикловую функцию частями (кусками) – S-блоковое преобразование и линейное преобразование – раздельно, чтобы гарантировать, что криптоаналитическая атака не сможет "обойти" нелинейные аспекты алгоритма. Daemen назвал этот подход стратегией широкого следа.

В стратегии широкого следа цикловое преобразование $\rho$ рассматривается как две отдельных части $\gamma$ и $\lambda$ [14]:

- $\gamma$ – нелинейное преобразование, которое манипулирует битами локально (где локально обозначает, что выходной бит зависит от небольшого множества входных битов, и выходные биты поблизости зависят от соседних входных битов);

• $\lambda$ – линейное смешивающее преобразование с высокой диффузией; $\lambda$ может быть отождествлено с $nm \times nm$ матрицей $M$: $\lambda(a) = b$, если и только если $M \cdot a = b$.

Каждый цикл состоит из трех частей: сначала $\gamma$, затем $\lambda$ и окончательно ключевое дополнение (сложение с ключом) $\sigma[k^{(r)}]$, где $k(r)$ – цикловый подключ для $r$-того цикла (см. рис. 1). Эти части анализируются отдельно.

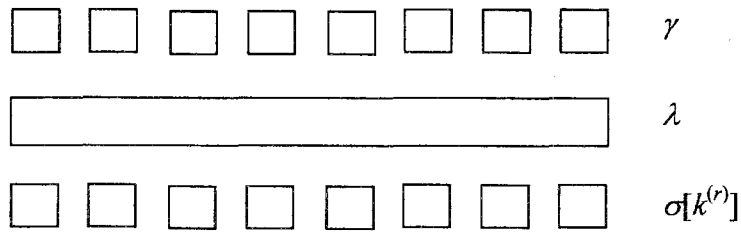



Рис. 1. Стратегия широкого следа: слоеобразование

В подходе широкого следа, все S-блоки идентичны. Стратегия широкого следа состоит в том, что:

• Выбирают S-блок, для которого как максимальная вероятность любого дифференциального следа, так и максимальная корреляция линейных комбинаций входных и выходных битов имеют как можно меньшие значения[1].

• Выбирают линейные преобразования таким образом, чтобы не имелось следов с несколькими активными S-блоками.

Последнее – "Широта" стратегии широкого следа. Стратегия проектируется так, чтобы распространить диффузию широко, чтобы развить диффузию соответственно математическим принципам, и чтобы выполнять диффузию по пути, поддающемуся математическому анализу. Это контрастирует с диффузией DES, которая статистически поддается анализу, но оказывается далекой от любой очевидной структуры.

В DES, диффузия происходит на битовом уровне. Daemen и Rijmen предложили отличающуюся модель. Они пренебрегли диффузией, которая происходит в пределах S-блоков, и сосредоточились на диффузии, обеспечиваемой $\lambda$ частью "линейно смешивающего" преобразования.

Криптоанализ выполнить легче всего, когда в каждом цикле активен единственный (один) S-блок. Поэтому проектировщик криптографического алгоритма должен стремиться избежать худшего случая диффузии, когда встречается единственный активный S-блок. Ясно, лучшее, что может быть сделано проектировщиком с точки зрения достижения верхней границы, это чтобы число ветвлений $B^2$ было равно $n + 1$, где $n$ – число связок (каждая связка состоит из $m$ битов). Обратимое линейное отображение, которое достигает этого, называется оптимальным. Daemen-у и Rijmen-у удалось построить такое отображение. Они показали, что сепарабельные коды с максимальным минимальным расстоянием обеспечивают путь строительства таких оптимальных линейных преобразований. Это отображение оказалось существенно эффективнее многих других используемых в шифрах линейных преобразований.

**Цели проекта Rijndael.** Заслуживают внимания также цели проекта Rijndael в интерпретации Susan Landau. Для проектировщиков Rijndael-я безопасность была предварительным выбором, эффективность была вторым беспокойством, отмечает она. Daemen и Rijmen искали простоту – простоту спецификации и простоту анализа [15, p. 65]. Не каждый криптограф видит простоту как важную цель – два финалиста AES-а, MARS и Twofish имеют намного более сложные проекты (некоторые наблюдатели посчитали, что эта сложность стала частью причин, по которым эти два алгоритма не были выбраны как Продвинутый Стандарт Шифрования, поскольку их цикловые функции были просто слишком трудными, чтобы

[1] Сейчас уже выполненными нами исследованиями малых моделей шифров показано, что показатели стойкости шифра Rijndael к линейному и дифференциальному криптоанализу от свойств S-блоков не зависят.

[2] число ветвлений B ($B_L$ –линейное и $B_D$ – дифференциальное) – нижняя граница для числа активных S-блоков в смежных циклах для дифференциальной или линейной

их проанализировать полностью). Стратегия широкого следа – простая парадигма, чтобы защититься против дифференциального и линейного криптоанализа. Во всех вариантах алгоритмов, которые применяли эту стратегию – SHARK, Square и Rijndael – Daemen и Rijmen использовали простые примитивы. Таким образом, шаг Square для доказательства достаточности оказался не совсем хорошим, траспозиция, была естественным и простым путем осуществить смешивание колонок. В Rijndael-е, следующем экземпляре широкого следа, этот шаг был заменен перестановкой строк, только немного более сложной функцией, которая появляется, чтобы достигнуть цели.

Простота порождает другие критерии, в том числе симметрию. Rijndael показывает симметрию между циклами, и в пределах их.

Daemen и Rijmen имели незаявленную цель в разработке своего алгоритма: прозрачность. Два проектировщика не захотели иметь никаких подозрений в наличии лазеек. Многочлен, определяющий поле – первый вход в таблицу неприводимых полиномов Lidl и Niederreiter-а $GF(2^8)$ [16]. В использованном открытом списке выбора параметров проектировщики Rijndael-я, показали, что у них нет ничего в запасе. Простота $x^8 + 1$ и $x^4 + 1$ – другая демонстрация отсутствия скрытых параметров.

Daemen и Rijmen захотели, чтобы перемешивание столбцов (колонок) было обратимым, чтобы оно было линейным в $GF(2)$, и чтобы диффузия была хорошей, и, чтобы оно было быстрым на 8-разрядных процессорах. Многочленное умножение удовлетворяет обратимости, линейности в $GF(2)$ и простоте для описания – это было естественным выбором. Простые мультипликативные коэффициенты $GF(2^8)$ – напомним, что хотя многочленные коэффициенты представляются целыми числами, они – фактически элементы $GF(2^8)$ – быстрее они на 8-разрядных процессорах. Соответственно умножение на полином $3x^3 + x^2 + x + 2$ работает хорошо, отмечает Susan Landau. Многочлены $x^7 + x^6 + x^2 + x$, $x^7 + x^6 + x^5 + x^4 + 1$ и $3x^3 + x^2 + x + 2$ не имеют элегантного объяснения для выбора полиномов $x^8 + 1$ и $x^4 + 1$. Тем не менее, аргументы – самый "простой среди всех многочленов, взаимно простых с модулем" и "линейный в $GF(2)$), сильно разреженный, быстро реализуемый на 8-разрядных процессорах" – делают ясным, что ничего скрытого здесь также нет.

Проектировщики Rijndael-я достигли эффективности. Алгоритм был значительно быстрее, чем все другие финалисты в ключевых настройках, и был посередине пакета для шифрований.

Расшифрование для Rijndael-я оказалось более медленным, потому что ключевая настройка берет больше времени, но замедление не чрезмерное. Анализ Агентства национальной безопасности аппаратных выполнений показал, что Rijndael является разумным и по его макетному размеру и по имеющейся превосходной "производительности" (объему работы, проделанной в течение определенного периода) [17].

В общем, Daemen-у и Rijmen-у удалось создать конструкцию, которая сумела завоевать доверие и поддержку большинства экспертов и специалистов мирового уровня.

**2. IDEA NXT – новый подход в технологиях блочного симметричного шифрования**

Еще одно направление развития технологий блочного симметричного шифрования, которое заслуживает внимания – это так называемое "гибкое шифрование", появившееся в связи с разработками, связанными с шифром FOX, задуманным в период 2001 – 2003 гг. и опубликованном в 2004 г. [18]. Этот шифр явился усовершенствованием европейского стандарта IDEA, который к тому времени уже прошел значительный период испытаний временем и обеспечил в течение всего этого периода задекларированный уровень стойкости. В мае 2005г. шифр FOX был анонсирован компанией MediaCrypt под названием IDEA NXT. Мы здесь напомним результаты анализа этого предложения, представленные в [19].

Сегодня, отмечается в этой работе, IDEA NXT выступает как универсальное семейство алгоритмов блочного симметричного шифрования, которое обеспечивает защиту электронных сред, данных, которые передаются в телекоммуникационных системах, и хранящихся данных. Семейство представлено набором двух модификаций шифров с различными разме-

рами шифруемых блоков и ключей: Standard NXT64 (64-битный блок, 128-битный ключ, 12 раундов шифрования) и Standard NXT128 (128-битный блок, 256-битный ключ, 12 раундов шифрования). Могут также быть построены версии Standard с размерами ключей от 2 до 256 бит и числами циклов от 2 до 255. В шифрах предусмотрена загрузка индивидуальных таблиц (S-блоков и перестановочных матриц) для замены стандартных.

Главными особенностями (свойствами) этой разработки, как отмечается в публикациях, является высокий уровень защиты, высокая эффективность и беспрецедентный уровень гибкости реализации.

Как заявляет компания-собственник разработки, IDEA NXT имеет способность применения в динамической системе обновления, в результате чего защита может переустанавливаться после успешной атаки. Такая система позволяет пользователям (собственникам) и операторам осуществлять быстрое возвращение в нормальное рабочее состояние и продолжать поддерживать рентабельное производство без необходимости выполнения трудоемкого аппаратного свопинга. IDEA NXT характеризуется гибким и масштабированным диапазоном операционных режимов, что позволяет динамично оптимизировать компромисс между эффективностью и безопасностью с одновременной поддержкой согласованности и эффективной функциональности в широком разнообразии устройств.

Математическая структура разработки построена на базе схемы Лея – Массэя. В качестве табличных преобразований используются раундовые (цикловые) функции и элементы Замены-Перестановки (SPN). Кроме того, разработана новая структура стойких и эффективных алгоритмов разворачивания ключей.

IDEA NXT обеспечивает необходимый уровень управления настройками, включая простое и надежное создание уникальных собственных версий алгоритмов. Такие версии создают дополнительную степень защиты для применений, требующих особенной обработки.

Кроме того,

- стандарт допускает эволюционную миграцию с существующими алгоритмами, такими как IDEA, AES и 3DES;
- настраиваемость позволяет заказчикам выбирать размеры ключей, число раундов для достижения компромиссного решения между эффективностью и степенью защищенности;
- заказной характер обеспечивает достижение максимального уровня защиты, с выдачей гарантийных уникальных таблиц, на базе которых создается собственный алгоритм;
- индивидуализация способствует адаптации IDEA NXT продукта к целевым процессорам или к заказанным сервисным требованиям.

Таким образом, судя по заявлениям компании-собственника разработки, предлагаемая технология обладает следующими преимуществами:

- высокий уровень защиты;
- высокая эффективность;
- гибкость и масштабируемость;
- разнообразие в применениях;
- динамическое обновление;
- настраиваемость для разных приложений;
- эволюционную миграцию с существующими алгоритмами;
- правовую защиту.

В [19] представлено краткое описание разработки, правда, не совсем аккуратное. Приведем здесь необходимые уточнения.

Рассмотрим особенности проектных решений, принятых в IDEA NXT. Будем при этом ориентироваться на базовую конструкцию шифра FOX [18], лежащую в основе всех решений по построению семейства шифров IDEA NXT.

Напомним, что шифр FOX основан на схеме Лея – Массэя [3, 4]. Ее 64-битная реализация (Imor64) с дополнительным or преобразованием представлена на рис. 1. Сам шифр представляет собой $r$–1-разовое повторение функции Imor64. В конце процедуры шифрования выполняются функция Imid64. Она представляет собой слегка измененную функцию Imor64 (отсутствует функция or).

По этой же схеме реализуется цикловое преобразование для 128 битного шифра. Здесь соответствующие функции обозначены elmor128 и elmid128 (см. Рис 2).

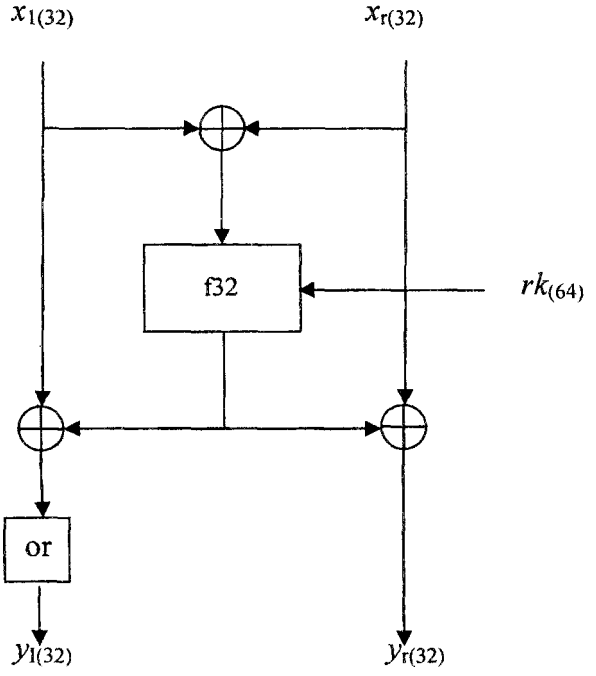



Рис. 1. Цикловая функция lmor64

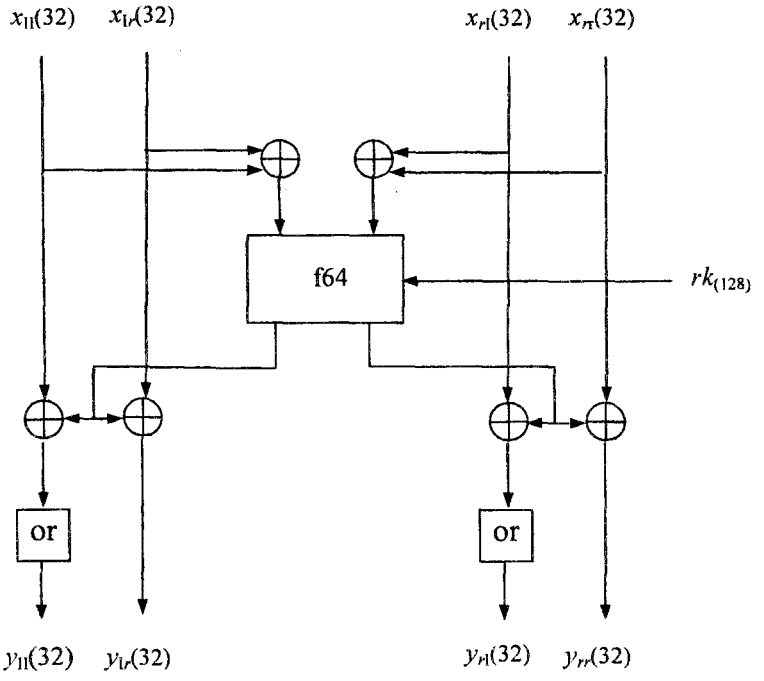



Рис. 2. Цикловая функция elmor128

Здесь мы более подробно остановимся на реализации функций f32 и f64.

Функция f32 – ядро FOX64. Она состоит из комбинации трех основных элементов: таблицы подстановок, рассеивающей части – mu4, и части сложения с цикловым ключом, образующих структуру, представленную на рис. 3.

Рассеивающая часть f32 представляет собой линейную (4,4)-мультиперестановку в поле $GF(2^8)$ [20], выполняемую с помощью матричного умножения:

$$\begin{pmatrix} y_{0(8)} \\ y_{1(8)} \\ y_{2(8)} \\ y_{3(8)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \alpha \\ 1 & c & \alpha & 1 \\ c & \alpha & 1 & 1 \\ \alpha & 1 & c & 1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} x_{0(8)} \\ x_{1(8)} \\ x_{2(8)} \\ x_{3(8)} \end{pmatrix},$$

где $c = \alpha^{-1} + 1 = \alpha^6 + \alpha^5 + \alpha^4 + \alpha^3 + \alpha^2 + 1$ – как и $\alpha$ – элементы поля $GF(2^8)$ с порождающим полиномом $P(\alpha) = \alpha^8 + \alpha^7 + \alpha^6 + \alpha^5 + \alpha^4 + \alpha^3 + 1$.

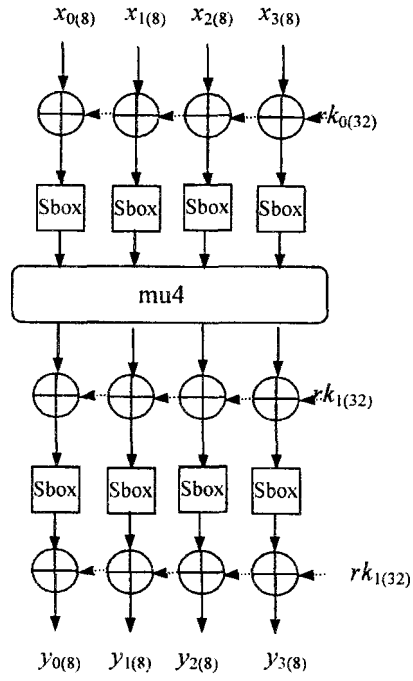



Рис. 3. Функция f32

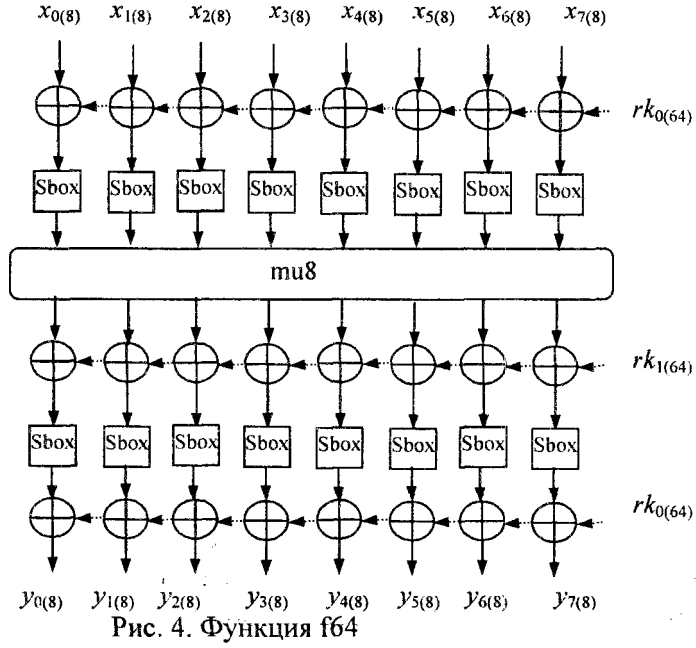



Рис. 4. Функция f64

Функция f64, являющаяся ядром FOX128 [3,4], состоит из комбинации тех же элементов, только удвоенных по численности (см. рис. 4), mu8 – часть f64 в этом случае представляет собой линейную (8;8)-мультиперестановку в поле $GF(2^8)$ [21] и реализуется с помощью матричного умножения:

$$\begin{pmatrix} y_{0(8)} \\ y_{1(8)} \\ y_{2(8)} \\ y_{3(8)} \\ y_{4(8)} \\ y_{5(8)} \\ y_{6(8)} \\ y_{7(8)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & a \\ 1 & a & b & c & d & e & f & 1 \\ a & b & c & d & e & f & 1 & 1 \\ b & c & d & e & f & 1 & 1 & a \\ c & d & e & f & 1 & 1 & a & b \\ d & e & f & 1 & a & b & c & 1 \\ e & f & 1 & a & b & c & d & 1 \\ f & 1 & a & b & c & d & e & 1 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} x_{0(8)} \\ x_{1(8)} \\ x_{2(8)} \\ x_{3(8)} \\ x_{4(8)} \\ x_{5(8)} \\ x_{6(8)} \\ x_{7(8)} \end{pmatrix},$$

где

$$a = \alpha + 1,$$
$$b = \alpha^{-1} + \alpha^{-2} = \alpha^7 + \alpha,$$
$$c = \alpha,$$
$$d = \alpha^2,$$
$$e = \alpha^{-1} = \alpha^7 + \alpha^6 + \alpha^5 + \alpha^4 + \alpha^3 + \alpha^2,$$
$$f = \alpha^{-2} = \alpha^6 + \alpha^5 + \alpha^4 + \alpha^3 + \alpha^2 + \alpha$$

– элементы поля $GF(2^8)$. Умножение выполняются в поле $GF(2^8)$, для которого снова используется порождающий полином

$$P(\alpha) = \alpha^8 + \alpha^7 + \alpha^6 + \alpha^5 + \alpha^4 + \alpha^3 + 1.$$

Мы хотим обратить здесь внимание на то, что разработка шифра FOX-а велась уже после завершения конкурса AES, и, конечно, авторы проекта знали о его результатах. Судя по представленным фрагментам конструкторских решений, получается, что проектировщики FOX-а включили в свою разработку одно из ключевых решений принятых при построении шифра Rijndael – конструкцию линейного преобразования, эффективно реализующего стратегию широкого следа.

Более того, как показывает наш анализ, свойства шифрующего преобразования шифра FOX оказываются ничуть не лучше свойств преобразования шифра Rijndael (к асимптотическим показателям, свойственным случайной подстановке, шифр FOX выходит на два цикла позднее, чем шифр Rijndael).

Отдельного внимания заслуживает подход к построению нелинейного преобразования.

**S-блоки шифра FOX.** Разработчики S-блоков этого шифра [18] отмечают, что их первичная цель состояла в том, чтобы избежать чисто алгебраической конструкции для S-блока; вторичной целью стала возможность реализации S-блока эффективным путем в аппаратных средствах, использующих ASIC или FPGA технологии. Реализованная ими S-блоковая функция является нелинейным биективным отображением 8-битных входных значений в 8- битные выходные. Она строится с помощью схемы Лэя – Массэя [4] с тремя циклами, представленной на рис. 5. Схема берет как цикловую функцию три разных "малых" (размером 4×4) подстановки и комбинирует с ними с помощью операций сложения по модулю два и ортоморфных преобразований, где ортоморфизм третьего цикла опущен. Малые S-блоки обозначены $S_1$, $S_2$ и $S_3$, а их содержимое приведено в табл. 1.

Ортоморфизм or, использованный в схеме Лэя – Массэя, является одиночным циклом 4-битовой схемы Фейстеля с цикловой функцией в виде функции тождества.

Процесс формирования (выбора) S-блоковой конструкции состоял в следующем. Сначала псевдослучайным способом был выбран набор из трех кандидатов $S_1$, $S_2$ и $S_3$ для малых подстановочных конструкций (S-блоков размера 4×4). Каждая из отобранных подстановок, представленных в табл. 1, имеет значения $LP_{max}$ и $DP_{max}$ не более чем $2^{-2}$ (обозначения из [18]), где

$$\mathrm{LP}^f(a,b) = \left(2\Pr_X[a \bullet X = b \bullet f_k(X) - 1\right)^2,$$

$$\mathrm{LP}^f_{\max} = \max_{a,b\neq 0} LP^f(a,b),$$

с символом •, обозначающим скалярное произведение двоичных векторов, и

$$\mathrm{DP}^f(a,b) = \Pr_X[f_k(X \oplus a) = f_k(X) \oplus b],$$

$$\mathrm{DP}^f_{\max} = \max_{a\neq 0,b} DP^f(a,b).$$

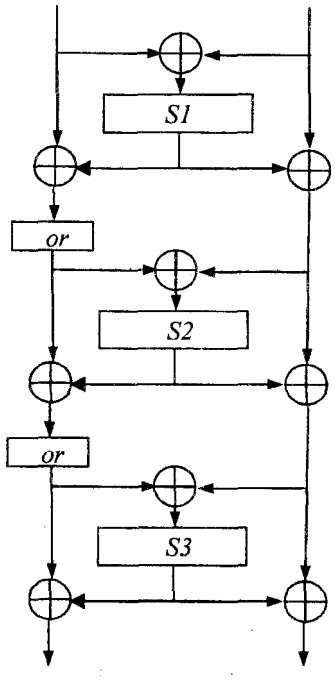



Рис. 5. S-блок шифра FOX

В приведенных формулах $\mathrm{LP}_{\max}$ и $\mathrm{DP}_{\max}$ – максимальные (исключая первые входы в первую строку и первый столбец) значения линейной аппроксимационной таблицы и таблицы дифференциальных разностей S-блока соответственно; $a$, $b$ – битовые векторы соответствующей размерности, обозначающие маски входа и выхода (для LAT) либо входные и выходные разности для XOR таблицы дифференциальных разностей, а $X$, $f_k(X)$ – вход и выход $k$-го S-блока, выполняющего преобразование $f$. $\mathrm{DP}_{\max}$ соответствует понятию дифференциальной $\delta$ -равномер-ности S-блока, введенному еще в работах К. Нюберг.

Таблица 1

Таблица нелинейных элементов замены $S_1(x)$, $S_2(x)$ и $S_3(x)$

| $x$ | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $S_1(x)$ | 2 | 5 | 1 | 9 | E | A | C | 8 | 6 | 4 | 7 | F | D | B | 0 | 3 |
| $S_2(x)$ | B | 4 | 1 | F | 0 | 3 | E | D | A | 8 | 7 | 5 | C | 2 | 9 | 6 |
| $S_3(x)$ | D | A | B | 1 | 4 | 3 | 8 | 9 | 5 | 7 | 2 | C | F | 0 | 6 | E |

Затем кандидаты для итогового S-блока были оценены и протестированы относительно значений $\mathrm{LP}_{\max}$ и $\mathrm{DP}_{\max}$ до тех пор, пока хороший кандидат не был обнаружен. Авторы отме-

чают, что выбранный S-блок имеет показатели $DP_{max}^{sbox} = LP_{max}^{sbox} = 2^{-4}$ (для S-блока AES $LP_{max} = DP_{max} = 2^{-6}$). Табл. 2 иллюстрирует свойства S-блока шифра FOX.

Таблица 2

Показатели случайности S-блока Fox

Analyzed substitution 8x8 [93 222 0..]

5D DE 0 B7 D3 CA 3C D C3 F8 CB 8D 76 89 AA 1
88 22 4F DB 6D 47 E4 4C 78 9A 49 93 C4 C0 86 13
A9 20 53 1C 4E CF 35 39 B4 A1 54 64 3 C7 85 5C
5B CD D8 72 96 42 B8 E1 A2 60 EF BD 2 AF 8C 73
7C 7F 5E F9 65 E6 EB AD 5A A5 79 8E 15 30 EC A4
C2 3E E0 74 51 FB 2D 6E 94 4D 55 34 AE 52 7E 9D
4A F7 80 F0 D0 90 A7 E8 9F 50 D5 D1 98 CC A0 17
F4 B6 C1 28 5F 26 1 AB 25 38 82 7D 48 FC 1B CE
3F 6B E2 67 66 43 59 19 84 3D F5 2F C9 BC D9 95
29 41 DA 1A B0 E9 69 D2 7B D7 11 9B 33 8A 23 9
D4 71 44 68 6F F2 E DF 87 DC 83 18 6A EE 99 81
62 36 2E 7A FE 45 9C 75 91 C F E7 F6 14 63 1D
B 8B B3 F3 B2 3B 8 4B 10 A6 32 B9 A8 92 F1 56
DD 21 BF 4 BE D6 FD 77 EA 3A C8 8F 57 1E FA 2
58 C5 27 AC E3 ED 97 BB 46 5 40 31 E5 37 2C 9E
A B1 B5 6 6C 1F A3 2A 70 FF BA 7 24 16 C6 61

Cycles: 8
Inversions: 17056
Max DT: 16
Increasings: 125

Number of max DT: 70
MaxLAT: 32
Number of max LAT: 219

| Elements DT: | | Elements LAT: | |
|---|---|---|---|
| 0 | 42361 | 0 | 18686 |
| 2 | 15377 | 2 | 0 |
| 4 | 5758 | 4 | 18171 |
| 6 | 680 | 6 | 0 |
| 8 | 754 | 8 | 5888 |
| 10 | 19 | 10 | 0 |
| 12 | 6 | 12 | 6405 |
| 14 | 0 | 14 | 0 |
| 16 | 70 | 16 | 4280 |
| 18 | 0 | 18 | 0 |
| 20 | 0 | 20 | 983 |
| 22 | 0 | 22 | 0 |
| 24 | 0 | 24 | 352 |
| 26 | 0 | 26 | 0 |
| 28 | 0 | 28 | 41 |
| 30 | 0 | 30 | 0 |
| 32 | 0 | 32 | 219 |
| 34 | 0 | 34 | 0 |

Max diversion: 0,0461053440984237

Max diversion: 0,187922645136486

Конечно, по $LP_{max}$ и $DP_{max}$ показателям S-блок шифра FOX уступает S-блоку AES. По остальным показателям случайности S-блок шифра FOX ни в чем существенно не отличается от показателей S-блоков многих других шифров (ЛАТ тоже далека от показателей случайного S-блока). Однако и эти более низкие показатели позволяют, как мы сейчас увидим, обосновать разработчикам доказуемую стойкость шифра FOX к атакам дифференциального и линейного криптоанализа.

Центральное проектное решение – это стойкость разработки.

Доказательство стойкости шифра FOX к атакам дифференциального и линейного криптоанализа осуществлено с использованием теоремы Hong-а и др. Сама теорема и излагаемая методика используется в большом числе других работ по оценке показателей стойкости шифров к атакам дифференциального и линейного криптоанализа. Поскольку у нас есть существенные претензии к этой методике, мы ее здесь напомним в кратком изложении, чтобы продемонстрировать ее сущность.

В обозначениях работы [20]. Пусть S обозначает $m \times m$ биективный подстановочный блок, который является биекцией над $\{0,1\}^m$. Рассматривается стандартная kSPkSk структура (т.е.одна цикловая функция FOX-а) как слоистая конструкция из $m \times n$ битных строк, а именно слой сложения с ключом, подстановочный слой, диффузионный слой, следующий за ними второй слой ключевого сложения, подстановочный слой и заключительный слой сложения с ключом. Полагается, что подстановочный слой состоит из $n$ параллельно действующих $m \times m$ S-блоков S и для $1 \le i \le n$, диффузионный слой может быть выражен как инвертируемая $n \times n$ MDS матрица M с коэффициентами из поля $GF(2^m)$, и что слой сложения с ключом состоит из поразрядного сложения по модулю два (XOR) $mn$-битного подключа с состоянием (блоком данных). Далее вводится обозначение

$$\pi_{\mathrm{DP}}^{S_i} = \max_{1 \le i \le n} \mathrm{DP}_{\max}^{S_i} \text{ и } \pi_{\mathrm{LP}}^{S_i} = \max_{1 \le i \le n} \mathrm{DL}_{\max}^{S_i}.$$

Теперь можно привести теорему Hong и др. (здесь повторяем и обозначения теорем из работы [20]).

***Теорема 3.3*** (Hong и др.). *В* kSPkSk *структуре, если цикловые ключи статистически независимы и распределены равномерно, то вероятность каждого дифференциала по отношению к операции* $\oplus$ *ограничена сверху значением*

$$\left(\pi_{\mathrm{DP}}^{\mathrm{S}}\right)^{\beta}.$$

*В то же время вероятность каждого линейного корпуса ограничена сверху значением*

$$\left(\pi_{\mathrm{LP}}^{\mathrm{S}}\right)^{\beta}.$$

Здесь $\left(\pi_{\mathrm{DP}}^{\mathrm{S}}\right)^{\beta}$ и $\left(\pi_{\mathrm{LP}}^{\mathrm{S}}\right)^{\beta}$ – максимальные значения таблицы дифференциальной разности и таблицы линейной аппроксимации S-блока соответственно, т.е. рассматривается методика оценки показателей стойкости шифров на основе привязки к дифференциальным и линейным свойствам S-блоков входящих в шифр.

В случае FOX64, так как $\mathrm{DP}_{\max}^{\mathrm{sbox}} = \mathrm{LP}_{\max}^{\mathrm{sbox}} = 2^{-4}$ и функция mu4 (соответственно mu8) имеет число ветвлений равное пяти (соответственно 9), и так как можно предположить, что подключи равномерно распределены и статистически независимы, что должно быть естественным для алгоритма разворачивания ключей, можно, утверждают авторы, оправдано применить теорему 3.3. и получить следующий результат

***Теорема 3.4.*** *Если цикловые подключи являются статистически независимыми и равномерно распределены, то справедлива следующая граница:*

$$\mathrm{DP}_{\max}^{f32} = \mathrm{LP}_{\max}^{f32} \le 2^{-16}$$

и

$$\mathrm{DP}_{\max}^{f64} = \mathrm{LP}_{\max}^{f64} \le 2^{-32}.$$

Далее доказываются леммы о том, что в расширенной схеме Лея – Массэя любая двухцикловая дифференциальная и линейная характеристики должны включать, по крайней мере, одну $f64$ функцию.

И, собирая теперь вместе приведенные теоремы и леммы, авторы приходят к утверждению:

***Теорема 3.5.*** *Дифференциальная (соответственно линейная) вероятность любой однопутевой характеристики в* FOX64/*k*/*r* *ограничена сверху* $(DP_{max}^{sbox})^{2r}$ *(соответственно* $(LP_{max}^{sbox})^{2r}$ *Подобно этому для* FOX128/*k*/*r* *верхней границей будет* $(DP_{max}^{sbox})^{4r}$ *(соответственно* $(LP_{max}^{sbox})^{4r}$.

Эти результаты позволяют авторам заключить, что невозможно обнаружить любой полезный дифференциал или линейную характеристику после восьми циклов и для FOX64 и для FOX128. Следовательно, минимальное число 12 циклов обеспечивает минимально безопасное значение.

Отметим также, что в подобной же манере с использованием тщательных расчетов значений двухцикловых дифференциалов (и линейных аппроксимаций) выполнено обоснование доказуемых показателей стойкости шифра Rijndael (см., например, [22]).

Здесь мы детально остановились на подходе к оценке показателей стойкости шифров, потому что хотим заметить, что использованная авторами методика оценки средних значений максимумов переходов таблиц XOR разностей и смещений таблиц аппроксимаций, связываемая с дифференциальными и линейными показателями S-блоков, входящих в шифрующее преобразование, как установлено в наших работах [23 – 25], ошибочна. На самом деле итоговые показатели стойкости шифров к атакам дифференциального и линейного криптоанализа от S-блоков, применяемых в шифрах, не зависят. Поэтому приведенные разработчиками обоснования нуждаются в пересмотре и уточнении.

Мы готовы это сделать в рамках данной статьи.

В соответствии с развиваемой новой идеологией оценки показателей стойкости блочных шифров к атакам дифференциального и линейного криптоанализа, изложенной в работе [26], рассмотренные в статье шифры Rijndael, FOX и соответственно IDEA NXT имеют при одинаковых размерах битовых входов одинаковые показатели стойкости.

Числовые значения этих показателей можно найти в нашей работе [24].

Так, для среднего значения максимума дифференциальной вероятности (*MADP*) 128-битного шифра справедлива оценка $MADP = \frac{128+3}{2^{128}} \approx 2^{-113}$ (здесь использована аппроксимация точного выражения для *MADP* в виде $MADP = \frac{n+3}{2^n}$, предложенная в [27] на основе анализа результатов вычислений, выполненных для различных значений *n*)

Среднее значение максимального смещения таблицы линейных аппроксимаций (линейных каркасов (оболочек)) для шифров с *n*-битным входом аппроксимируется соотношением $\left(\frac{3}{2}\right)^n$ [28]. Для среднего значения максимума вероятности линейного корпуса (*MALHP*) 128-битного шифра имеем: $MALHP = \left(\frac{\left(\frac{3}{2}\right)^{128}}{2^{127}}\right)^2 = 2^{-104}$. Реальное значение может отличаться от приведенного, по нашим оценкам, менее чем в два раза.

**Заключение**

Представленный анализ принципов проектирования современных шифров позволяет выделить следующие существенные результаты:

1. Безусловным достижением современных конструкторских решений по построению шифров следует считать реализацию стратегии широкого следа, строящуюся на основе матричного умножения в расширенных полях.

2. Заслуживают одобрения и поддержки принципы проектирования, примененные разработчиками AES-а, такие как:

- простота спецификации и простота анализа;

- прозрачность;
- эффективность.

2. Пропагандируемая новая концепция гибкого шифрования безусловно является шагом вперед в технологиях блочного симметричного шифрования и при желании легко может быть реализована с использованием многих других разработок, а не только с помощью семейства шифров IDEA NXT.

3. Приведенные в публикациях подходы и результаты оценки показателей стойкости к атакам дифференциального и линейного криптоанализа не являются объективными и нуждаются в уточнении.

4. Сегодня уже существует подход, позволяющий вычислительным путем определить показатели стойкости блочных симметричных шифров к атакам дифференциального и линейного криптоанализа.

5. В соответствии с этим подходом шифры семейства IDEA NXT по своим показателям стойкости находятся на уровне показателей стойкости, реализуемых многими другими шифрами, т.е. рассмотренная разработка в этом отношении не имеет заметных преимуществ по сравнению со многими другими (здесь имеются в виду и шифры, представленные на украинский конкурс).

6. Структура Лэя – Массэя (архитектура верхнего уровня) не создает сколько-нибудь ощутимых преимуществ по сравнению с конструкцией цикловой функции, примененной в шифре Rijndael.

7. Представляется, что одним из дополнительных проектных решений в перспективных разработках должно стать использование цикловой функции с высокими динамическими характеристиками перехода к установившимся (стационарным) значениям максимумов полных дифференциалов и линейных корпусов.

**Список литературы:** 1. www.cipher.kiev.ua/product_cipherx509.html. 2. proit.com.ua/hard/2008/04/18/170657. *html.* 3. *X. Lai.* On the design and security of block ciphers, volume 1 of ETH Series in Information Processing. Hartung-Gorre Verlag, 1992. 4. *X. Lai.* A proposal for a new block encryption standard. / X. Lai and J. Massey // In I. Damg˚ard, editor, Advances in Cryptology – EUROCRYPT'90, vol. 473 of Lecture Notes in Computer Science, p. 389–404. Springer-Verlag, 1991. 5. *Шнаер Б.* Прикладная криптография. Протоколы, алгоритмы, исходные тексты на языке Си. – М. : Триумф, 2002. – 727 с. 6. *Susan Landau.* Polynomials in the Nation's Service: Using Algebra to Design the Advanced Encryption Standard February 2004. 7. *W. Meier and O. Staffelbach,* Nonlinearity criteria for cryptographic functions, in Advances in Cryptology: Eurocrypt '89, J.-J Quisquater and J. Vandewalle, eds., Springer-Verlag, Berlin, 1989. 8. *J. Pieprzyk,* Nonlinearity of exponent permutations, in Advances in Cryptology: Eurocrypt '89, J.-J Quisquater and J. Vandewalle, eds., Springer-Verlag, Berlin, 1990, pp. 89–92. 9. *J. Pieprzyk,* On Bent Permutations, Technical Report CS91/11, Department of Computer Science, University of New South Wales; presented at International Conference on Finite Fields, Coding Theory, and Advances in Communications and Computing, Las Vegas, 1991. 10. *K. Nyberg,* Differentially uniform mappings for cryptography, in Advances in Cryptology: Eurocrypt '93, T. Helleseth, ed., Springer-Verlag, Berlin, 1994, pp. 53–64. 11. *J. Daemen,* Cipher and Hash Function Design Strategies Based on Linear and Differential Cryptanalysis, Ph.D. thesis, Katholieke Universiteit, Leuven, Belgium, 1995. 12. *V. Ridjmen, J. Daemen, B. Preneel, A. Bosselaers, and E. De Win,* The cipher SHARK, in Fast Software Encryption: Third International Workshop, D. Gollman, ed., Springer-Verlag, Berlin, 1996, pp. 99–112. 13. *T. Jakobsen and L. Knudsen,* Attacks on block ciphers of low algebraic degree, J. Cryptology 14 (2001) 197–210. 14. *J. Daemen, L. Knudsen, and V. Ridjmen,* The Block Cipher Square, in Fast Software Encryption, E. Biham ed., LNCS 1267, Springer-Verlag, Berlin, 1997. 15. *J. Daemen and V. Ridjmen.* The Design of Rijndael: AES — the Advanced Encryption Standard, Springer-Verlag, Berlin, 2002. 16. *R. Lidl and H. Niederreiter,* Introduction to Finite Fields and Their Applications, Cambridge University Press, Cambridge, 1986. 17. B. *Weeks, M. Bean, T. Rozylowicz, and C. Ficke,* Hardware Performance Simulation of Round 2 Advanced Encryption Standard Algorithms (May 15, 2000); available at http://csrc.nist.gov/encryption/aes/ round2/r2anlsys.htm. 18. *P. Junod and S. Vaudenay,* FOX: a new family of block ciphers. In H. Handschuh and A. Hasan, editors, Selected Areas in Cryptography: 11th

International Workshop, SAC 2004, Waterloo, Canada, August 9-10, 2004. Revised Selected Papers, volume 3357 of Lecture Notes in Computer Science, pages 114–129. Springer-Verlag, 2004. 19. *Горбенко І.Д.* Принципи побудування та властивості блокових симетричних IDEA подібних шифрів / Горбенко І.Д., Долгов В.І., Олійников Р.В., Руженцев В.І., Михайленко М.С., Горбенко Ю.І., Колесніков П.О. // Прикладная радиоэлектроника. – Харьков : ХНУРЭ, 2007. – Т. 6, № 2. – С. 158-173. 20. Specification of FOX version 1.2, April 15.2005. 21. *D. Coppersmith and S. Winograd.* Matrix multiplication via arithmetic progressions. Journal of Symbolic Computation, 9(3):251-280, 1990. 22. *Daemen, J.* 'Understanding two-round differentials in AES'./ Daemen, J., and Rijmen, V.: / Proc. Security and Cryptography for Networks (SCN 2006), LNCS, 4116, 2006, edited by De Prisco, R., and Yung, M., (Springer), pp. 78–94. 23. *Долгов В.И.* Исследование показателей стойкости БСШ, представленных на Украинский конкурс. / Долгов В.И., Лисицкая И.В., Олейников Р.В., Руженцев В.И. // XII Междунар. науч.-практ. конференция "Безопасность информации в информационно-телекоммуникационных системах, 18-21 мая 2009 г., Киев, с. 43. 24. *Лисицкая И.В.* Об участии S-блоков в формировании максимальных значений дифференциальных вероятностей блочных симметричных шифров / Лисицкая И.В., Казимиров А.В. // System Research and Information Technologies, 2011. (в печати). 25. *Лисицкая И.В.* Линейные свойства блочных симметричных шифров, представленных на украинский конкурс / Кузнецов А.А., Исаев С.А. // Прикладная радиоэлектроника. – 2011. (в печати). 26. *Горбенко І.Д.* Новая идеология оценки стойкости блочных симметричных шифров к атакам дифференциального и линейного криптоанализа / Горбенко І.Д., Долгов В.И., Лисицкая И.В., Олейников Р.В. // Прикладная радиоэлектроника. – 2010. – Т. 9, № 3. – С. 212-320. 27. *Олейников Р.В.* Дифференциальные свойства подстановок / Олейников Р.В., Олешко О.И., Лисицкий К.Е., Тевяшев А.Д. // Прикладная радиоэлектроника. – 2010. – Т.9. – № 3. – С. 326–333. 28. *Долгов В.И.* Свойства таблиц линейных аппроксимаций случайных подстановок / Долгов В.И., Лисицкая И.В., Олешко О.И // Прикладная радиоэлектроника. – 2010. – Т.9. – № 3. – С. 334–340.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 15.03.2011*

УДК 621.396: 510.62

*В.В. ЖИРНОВ, канд. техн. наук, С.В. СОЛОНСКАЯ,*
*С.Ю. ШАБАНОВ-КУШНАРЕНКО, д-р техн. наук*

# ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДА ФУНКЦИОНАЛЬНО-СЕМАНТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СПЕКТРАЛЬНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

## Введение

В связи с увеличением чувствительности приемников существенно увеличилось влияние пассивных помех типа «ангел-эхо» на качество радиолокационного обнаружения маловысотных целей. Это обусловливает актуальность разработки новых методов обработки сигналов и оценки их эффективности. Настоящая работа посвящена сравнению эффективности новых методов функционально-семантической обработки (ФСО) радиолокационных изображений и известных энергетических методов обработки радиолокационных сигналов в обзорных РЛС.

ФСО – это совокупность операций, служащих для представления смысла функциональной знаковой системы (картины, виртуального изображения, явления, текста и д.т.) в виде записи на некотором формализованном семантическом (смысловом) языке [1, 2]. Обычно ФСО связана с операциями над детерминированными величинами. Однако в рассматриваемом случае она представляет собой смешанную логико-энергетическую обработку сигналов, где кроме основных логических операций имеется какая-то часть вероятностных энергетических операций, связанных с пороговым сравнением при переходах на логические уровни обработки. При выполнении энергетических операций перехода на логический уровень обработки возникает случайная составляющая ФСО, по величине которой имеется возможность сравнения эффективности интеллектуальных и энергетических методов.

При ФСО виртуальных спектральных изображений для обзорных РЛС неопределенность или случайные составляющие возникают также при переходе на семантический уровень описания изображений с помощью предикатов (функция, определенная на множестве A событий как семантическая составляющая). Случайные составляющие трансформируются в суммарную ошибку при формировании различительных предикатных признаков $L_1, ..., L_n$, описывающих характер и поведение виртуальных изображений спектра флуктуаций пачки импульсов [1,2,3], принадлежащих классам $S_1, ..., S_m$ и связанных предикатным уравнением $P(L_1, ..., L_n; S_1, ..., S_m) = 1$ .

В настоящей работе при оценке работоспособности и эффективности систем семантической обработки использовались два вида моделирования: математическое и смешанное. С их помощью формировались модели виртуальных спектральных изображений помех и сигналов – искусственная и реальная.

В первой модели для проведения каждого испытания с помощью датчика случайных чисел и данных корреляционных связей радиолокационных помех и характеристик сигналов формировалась пачка импульсов. Затем путем преобразования Фурье получали спектральное изображение флуктуаций огибающей пачки импульсов.

Во второй модели спектральные изображения формировались путем выбора числовых усредненных значений спектральных составляющих $x_i$ спектров радиолокационных отметок сигналов, отраженных от объектов заданного класса $S_1, ..., S_m$. Затем на них накладывались случайные составляющие с заданным законом распределения $f_i(x_1, ..., x_n)$ по одному из известных алгоритмов [6].

Сравнение эффективности семантической обработки виртуальных спектральных изображений радиолокационных отметок с эффективностью энергетических методов цифро-

вого оптимального и квазиоптимального обнаружения радиолокационных сигналов проводилось в условиях стационарных и нестационарных пассивных помех. Поэтому была выбрана такая модель пассивных помех, которая формировала бы поток, пригодный для обработки известными методами оптимального и квазиоптимального обнаружения радиолокационных сигналов и новыми методами семантической обработки радиолокационных изображений на фоне пассивных помех.

Физические и математические модели пассивных помех формировались на основе экспериментальных данных радиолокационных отражений от местных предметов, морской поверхности, гидрометеоров (дождя, облаков, тумана) и атмосферных турбулентностей (ангел-эхо) [5]. В этих моделях мешающие объекты представлены в виде совокупности большого числа независимых и случайно расположенных отражающих элементов, перемещающихся друг относительно друга и относительно РЛС. Считалось, что отраженный от такой совокупности "блестящих" точек сигнал представляет собой нормальный случайный процесс. В результате задача математического описания радиолокационных отражений сводилась к нахождению корреляционных функций соответствующих стационарных и нестационарных процессов. При этом корреляционная матрица или матрица дисперсий $\Phi$ задавалась в виде суммы корреляционной матрицы шума $I$ и корреляционной матрицы помехи $\rho$:

$$\Phi = I + \eta\rho,$$

где $\eta$ – относительная мощность внешней (пассивной) помехи.

Корреляционные связи задаются корреляционной матрицей вида

$$\rho_{i,l} = \left\{ \rho_l^{(i-l)^2} \right\}_{l,l=1}^{M},$$

где $\rho_l$ – коэффициент корреляции отсчетов пассивной помехи, разделенных интервалом повторения импульсов в пачке.

Таким образом, удалось смоделировать прохождение одинаковых моделей сигналов через тракты энергетической и функционально-семантической обработки и выполнить сравнительную оценку их эффективности. При этом в качестве показателя эффективности использовались вероятность правильного обнаружения отметок целей и вероятность правильной идентификации спектральных изображений при фиксированной вероятности ложной тревоги.

### 1. Энергетический метод обработки радиолокационных сигналов и вероятность правильного обнаружения отметок подвижных объектов на фоне пассивных помех

Для обнаружения отметок целей на фоне отмеченных моделей пассивных помех используются оптимальный и квазиоптимальные классические методы энергетической обработки радиолокационных сигналов[4, 8]. При этой обработке формируется M-мерный вектор пачки $u_i = \left\{ u_l^{(i)} \right\}_{l=1}^{M}$ отраженных сигналов на входе амплитудного детектора (АД).

Считая текущий элемент обработки центральным элементом пачки, выполняются следующие операции:

Формируется набор из N пачек импульсов вектор-столбцов матрицы $M \times N$ суммы комплексных амплитуд пассивной помехи, сигнала и шума. Здесь M – размер пачки $i$-го азимутального элемента по дальности. N – число элементов дальности. Каждый $i$-й вектор-столбец комплексных амплитуд помехи и шума $Y_i =\geq \left\{ y_l^{(i)} \right\}_{l=1}^{M}$ матрицы $M \times N$ формируется как результат преобразования $Y_i = T\,\xi_i$ $M_i$-мерного вектора белого шума $\xi = CN(0, \Phi)$ в фильтре с матричной импульсной характеристикой (МИХ) $T$, равной левому «корню» матрицы $\Phi$, удовлетворяющей равенству $TT^* = \Phi$ [4, 8].

Далее определяются характеристики оптимального и квазиоптимального обнаружения для когерентной пачки при наличии внутреннего шума приемника и пассивной помехи.

Характеристики оптимального обнаружения для когерентной пачки при наличии внутреннего шума приемника и пассивной помехи определяются зависимостью вероятности правильного обнаружения D от величины сигнала при заданной вероятности ложной тревоги F согласно формуле [8]

$$D = F^{\frac{1}{1+\mu}}, \quad (1)$$

где $\mu$ – отношение сигнала к помехе плюс шума.

$$\mu = h^2 x^*(f_s)\Psi x(f_s), \quad (2)$$

где $\Psi = \Phi^{-1}$ – матрица обратная корреляционной матрице помех; $x(f_s)$ – сигнал с частотой Доплера $f_s$; h – относительный (по отношению к шуму) уровень полезного сигнала.

При этом пассивная помеха может задаваться с различной степенью междупериодных корреляционных связей (для местных предметов – $\rho$ = 0.99, для метеообразований – $\rho$ =0.85-0.9, для помех типа «ангел-эхо» – $\rho$ = 0.75-0.85) [5] .

Сравнение предельных возможностей моделей квазиоптимальных систем межпериодной обработки на основе некогерентного накопления (суммирование квадратов модулей) показывает, что связанные с этим потери определяются длительностью пачки импульсов и для пачек средней длительности порядка 100 в среднем составляют от 3 до 4.5 *дБ* [8,9].

## 2. Функционально-семантическая обработка спектральных изображений радиолокационных отметок

Для оценки эффективности семантического метода обработки спектральных изображений отметок при селекции подвижных объектов на фоне нестационарных пассивных помех выполняем следующие операции;

1. Формируем спектральные изображения флуктуаций огибающей для каждой пачки импульсов (M-мерный вектор – столбец в матрице $M \times N$). При этом для каждой пачки сигнала можно менять частоту Доплера f или величину сигнала для заданной дальности. С помощью таких операций моделировали разные радиолокационные ситуации: полет одного летательного аппарата по всем элементам дальности на фоне помехи, полет N самолетов с разными скоростями, находящихся на разных дальностях. В соответствии с моделями реальних сигналов [3, 4] было смоделировано 6 типов реальных эталонных пачек радиолокационных сигналов целей и помех и их спектральные изображения Sj. Каждому типу спектрального изображения соответствовала определенная комбинация нулей и единиц.

2. Семантический или смысловой анализ (СА) полученных спектральных изображений будем проводить на логическом уровне обработки с помощью алгебры конечных предикатов (АКП). АКП – характеризуется алфавитом событий A, состоящим из k символов $\alpha_1, ..., \alpha_k$, и алфавитом переменных B, состоящим из n символов $x_1, ..., x_n$, с помощью которых может быть записан любой n-местный k-й предикат $f(x_1, ..., x_n)$, заданный над алфавитом событий A. В данной работе для описания спектрального изображений выбран n-местный вторичный предикат $f(x_1, ..., x_n)$.

Пусть $M = \{q_1, q_2, ..., q_n\}$ – фиксированное множество, состоящее из n элементов – значений спектральных составляющих (компонент) в n спектральных каналах, A – некоторое из его подмножеств $A \subseteq M$, спектральные составляющие $q_i$ которого превышают некое пороговое значение $|G_n| = |G_{max}|/2$. Для множества M составляем набор логических эле-

ментов $(t_1, t_2, ..., t_n)$ по следующему правилу: если $q_i \in A$, то $t_i = 1$; если $q_i \notin A$, то $t_i = 0$, $i = \overline{1,n}$. Набор $(t_1, t_2, ..., t_n)$ является характеристикой множества $A$ как спектральной картины.

Предикат $f(x)$ на множестве спектральных каналов $M$, соответствующий множеству $A$ спектральных каналов, превысивших порог, с характеристикой $(t_1, t_2, ..., t_n)$, запишется формулой

$$f(x) = t_1 x(q_1) \vee t_2 x(q_2) \vee \ldots \vee t_n x(q_n).$$

Для идентификации со спектральными типами была сформирована система предикатов-признаков $L_i$ [1, 3, 7], «чувствительных» к количеству и разрывности нулей, единиц и групп сомкнутых единиц (спектральных пиков) в предикате $f(x)$

Был введен еще один вид предиката – F(y), построенный на множестве $F$, элементы $f_1, f_2, ..., f_{k-1}$ которого определены путем суммирования по модулю два каждого элемента $t_i$ со смежным элементом. Для определения количества спектральных пиков использована арифметическая сумма $\Phi$ предиката $F(t)$ $\Phi = \sum_{i}^{k-1} f_i = \sum_{i=1}^{k-1} [t_i + t_{i+1}] | M_2$, где индекс $|M_2$ означает суммирование по модулю два. Анализ возможных значений $\Phi$ для различных типов спектральных картин показывает, что для одиночной группы сомкнутых единиц в множестве $F$ результат суммирования всегда равен двум, независимо от ширины пика, т.е. от количества сомкнутых единиц. Для двух групп сомкнутых единиц результат такой операции равен четырем, для трех пиков – шести и т.д. В признаке $L_1^{j_i}$, верхний индекс $j_i$ указывает на наличие в предикате f(x) на количество спектральных пиков и определяется по следующему правилу: если $\Phi \geq 2$, то $j_i = \Phi/2$, иначе $j_i = 0$. В модели $j_i = P_i$.

Введен признак $L_2^{l_i}$, верхний индекс которого или номер предиката $l_i$ указывает на количество нулей между группами единиц в предикате A(x). В модели $l_i = L_i$. Для учета отличий спектральных картин по энергетике принятого сигнала введен признак $L_3^{s_i}$, верхний индекс которого указывает на количество единиц в предикате A(x). В модели $s_i = E_i$.

Алгоритм идентификации типов $S_j$ спектральных изображений, описывается системой предикатных уравнений, составленной исходя из того, что каждому спектральному типу $S_j$ (рис. 1, 2, 3, 4) соответствует определенная комбинация нулей и единиц в предикате $A(x)$. К примеру, тип $S_1$ «проявляется» в $A(x)$ в виде «одиночной» группы единиц среди всех остальных нулей. Для типа $S_2$ характерны две группы единиц, количество нулей между которыми меньше или равно двум. Тип $S_3$ представлен в виде одной или двух групп единиц и отстоящей от этой группы дополнительной «одиночной» двойки единиц и т.д

На рис. 1, 2, 3, 4 показаны 6 типов характерных пачек радиолокационных сигналов с наложенными на них случайными составляющими и их спектральные изображения.

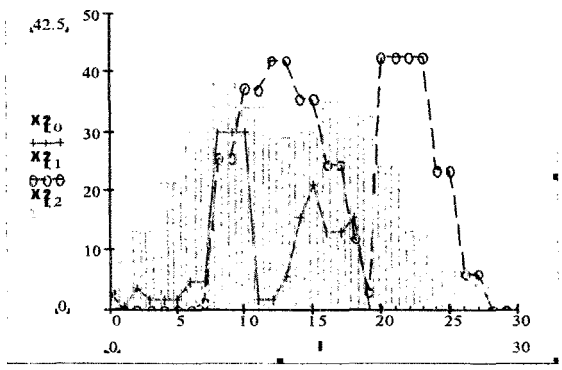


Рис. 1

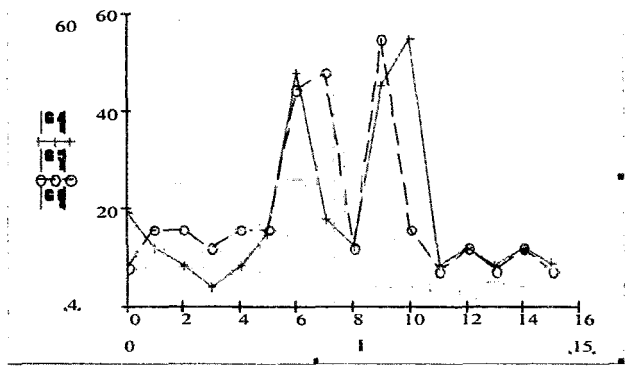


Рис.2

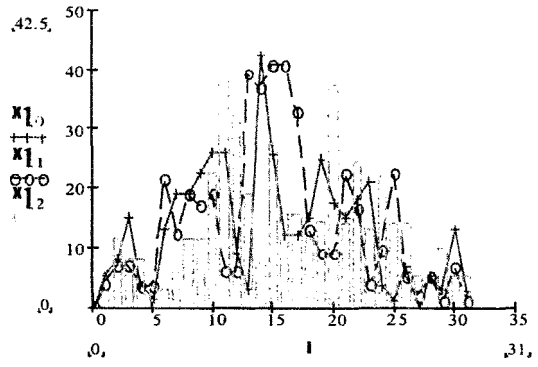


Рис. 3

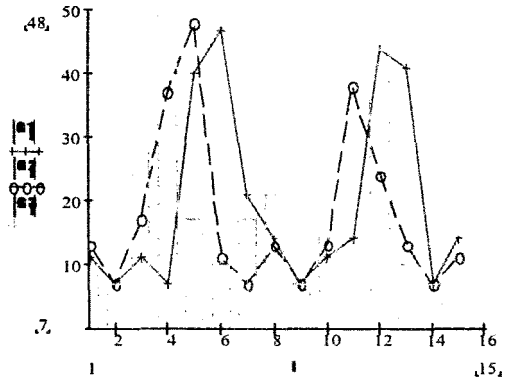


Рис.4

На рис. 5, 6 показаны виды предикатов f (x) и F(y)

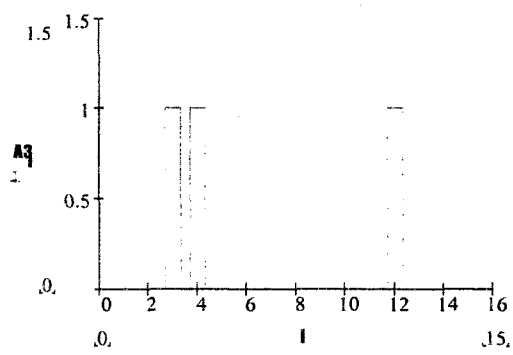


Рис. 5

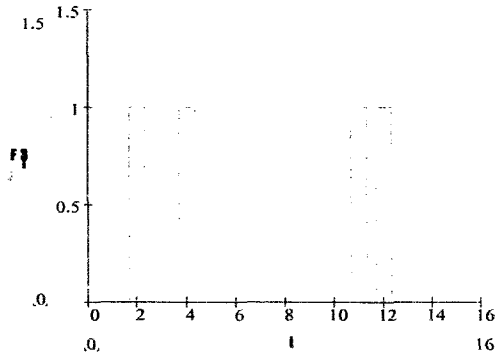


Рис. 6

Определены характеристики предикатных признаков; $s_i = E_i$ – энергетического как сумму единиц в f(x), $j_i = P_i$ – количества пиков и $l_i = L_i$ – количество нулей между пиками.

Предикатные уравнения идентификации типов $S_j$ спектральных изображений составлены для случая первой модели получения спектральных изображений путем преобразования Фурье пачек импульсов, сформированных с помощью датчика случайных чисел, корреляционной матрицы помех и характеристик сигналов подвижных объектов

$$
\begin{aligned}
S := \;& \text{for } i \in 0..N-2 \\
& \quad s_i \leftarrow 1 \text{ if } PK_i = 0 \wedge E_i > 0 \\
& \quad s_i \leftarrow 5 \text{ if } PK_i = 1 \wedge E_i \le 3 \\
& \quad s_i \leftarrow 3 \text{ if } PK_i \ge 2 \wedge \max(L_i) \le 2 \wedge E_i \le 2 \\
& \quad s_i \leftarrow 2 \text{ if } PK_i \ge 2 \wedge \max(L_i) \ge 2 \wedge E_i \ge 2 \\
& \quad s_i \leftarrow 4 \text{ if } PK_i = 1 \wedge E_i \le 1 \wedge (Nl_i)_0 \le 1 \\
& \quad s_i \leftarrow 1 \text{ if } PK_i = 1 \wedge E_i > 3 \wedge (Nl_i)_0 \ge 1 \\
& \quad s_i \leftarrow 1 \text{ if } PK_i = 1 \wedge (Nl_i)_0 \ge 3 \\
& s
\end{aligned}
$$

Здесь: $PK_i$ – количество спектральных пиков, $Nl_i$ – количество нулей до пиков, начиная с нулевого канала, $S_i$ – результат идентификации спектральных изображений с известными типами: при $S_i=1$, $S_i=2$ – спектральное изображение отметок подвижных отметок, а при других значениях $S \ge 3$ – изображения пассивной помехи.

### 3. Результаты сравнительной оценки эффективности энергетического и функционально-семантического методов обработки радиолокационных сигналов

Для проведения экспериментальных исследований проводилось математическое моделирование полета маловысотной цели типа ЯК-52. Самолет осуществлял полет в направлении РЛС 19Ж6 со скоростью 250 *м/с* на высоте 800 *м*. Проводилось радиолокационное обнаружение целина фоне пассивных помех. При этом формировался массив данных из 1000 отметок с дискретностью по дальности 150 *м*. Все операции по селекции воздушной цели и распознаванию радиолокационных спектральных изображений на фоне помех выполнялись автоматически и в реальном масштабе времени.

Для каждой дальности определялись вероятность правильного обнаружения радиолокационных отметок самолета (энергетический метод) и вероятность правильной идентификации их спектральных изображений (функционально-семантический метод) на фоне пассивных помех интенсивностью 1000 относительных единиц.

Для сравнительной оценки эффективности указанных методов была использована следующая методика.

1. Исследование эффективности энергетического метода обработки сигналов.

- Рассчитывалась вероятность правильного обнаружения D радиолокационных отметок на фоне пассивных помех при оптимальной обработке когерентных пачек сигналов при заданной вероятности ложной тревоги $F=10^{-2}$
- Определялась вероятность правильного обнаружения D радиолокационных отметок для квазиоптимальной межпериодной обработки на основе некогерентного накопления пачек сигналов при заданной вероятности ложной тревоги $F=10^{-2;}$
- Проводилось построение кривых оптимального и квазиоптимального обнаружения отметок моделируемой цели. Результаты расчетов приведены на рис. 9.

2. Исследовалась эффективность функционально-семантического метода обработки сигналов.

- Проводилось сравнение уровней ложной тревоги F при энергетической и функционально-семантической обработке при отсутствии отраженного от цели сигнала и при мощной помехе (h = 1000). На рис. 7 приведены результаты идентификации типа спектральных изображений отметок от цели $S_i$ по всей трассе полета. Здесь по оси ординат – результаты идентификации: при $S_i=1$, $S_i=2$ – спектральное изображение отметок подвижных отметок, а при других значениях $S \ge 3$ – изображения пассивной помехи, по оси абсцисс – количество экспериментов. Из анализа рисунка следует, что из 1000 экспериментов по идентификации изображений отметок только 3 ложные, то есть вероятность ложной идентификации ниже $10^{-2}$.

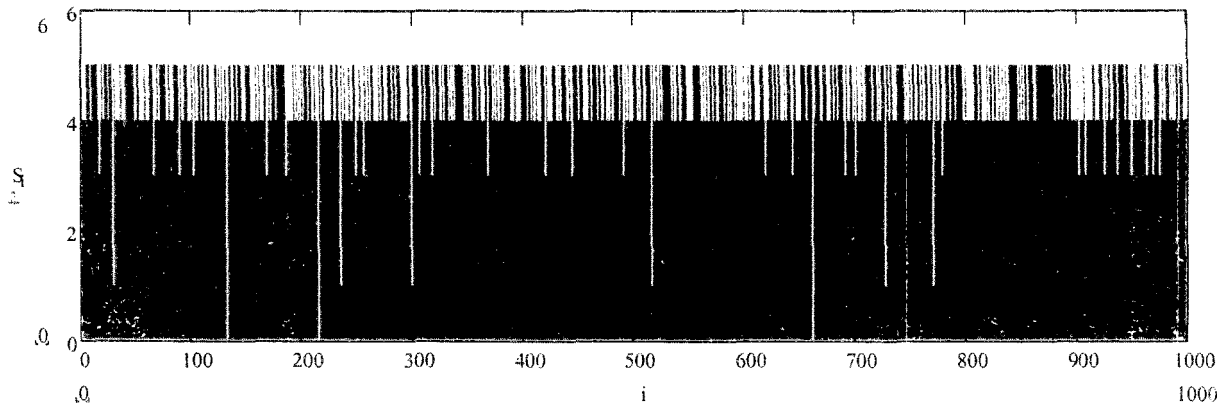



Рис. 7. Результаты идентификации типа спектральных изображений отметок от цели при отсутствии отраженного сигнала

• Определение вероятности правильной идентификации типа спектрального изображения отметки цели на фоне пассивных помех при наличии отраженного сигнала. Проведено 2000 экспериментов, при каждом последующем эксперименте относительная интенсивность сигнала h меняется на 0,2 единицы. На рис.8. приведены результаты идентификации типа спектральных изображений отметок от цели $S_i$ по всей трассе полета.

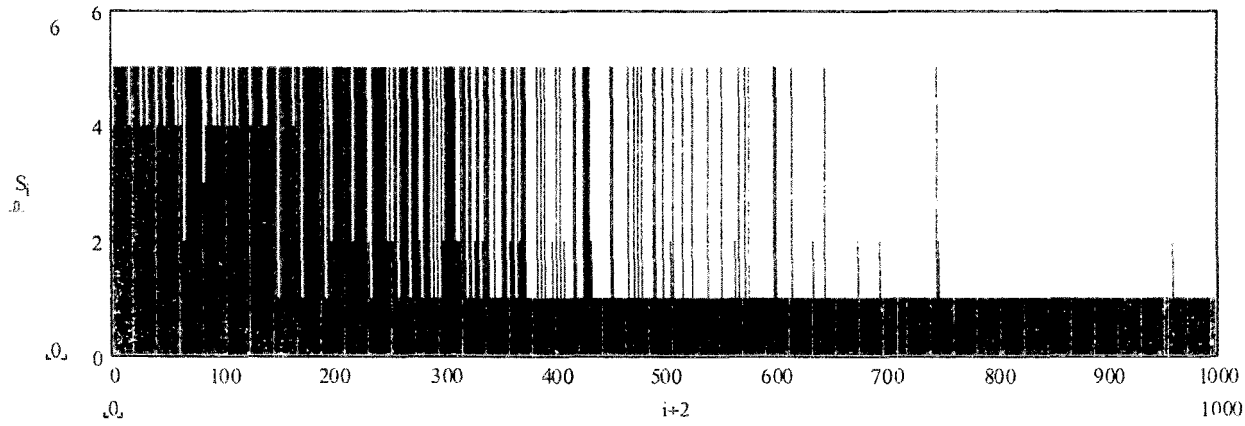



Рис. 8. Результаты идентификации типа спектральных изображений отметок от цели при наличии сигнала

• Определение вероятности правильной идентификации типа спектральных изображений отметок цели $p_i$. Для этого производится вычисление отношения количества правильных ответов $N_c$ к общему числу испытаний $N$, то есть $p_i \approx N_c/N$.

• . По результатам, приведенным на рис. 8, проводилось построение кривых вероятности правильной идентификации типа спектральных изображений отметок цели. Результаты расчетов приведены на рис.9.

На рис. 9 приведены кривые оптимального 1 (сплошная) обнаружения отметки от цели для когерентной пачки, квазиоптимального 2 (штрихпунктирная) обнаружения цели для некогерентной пачки при наличии внутреннего шума приемника и пассивной помехи и кривые вероятности правильной идентификации 3, 4 (пунктирные) типа спектральных изображений радиолокационных отметок.

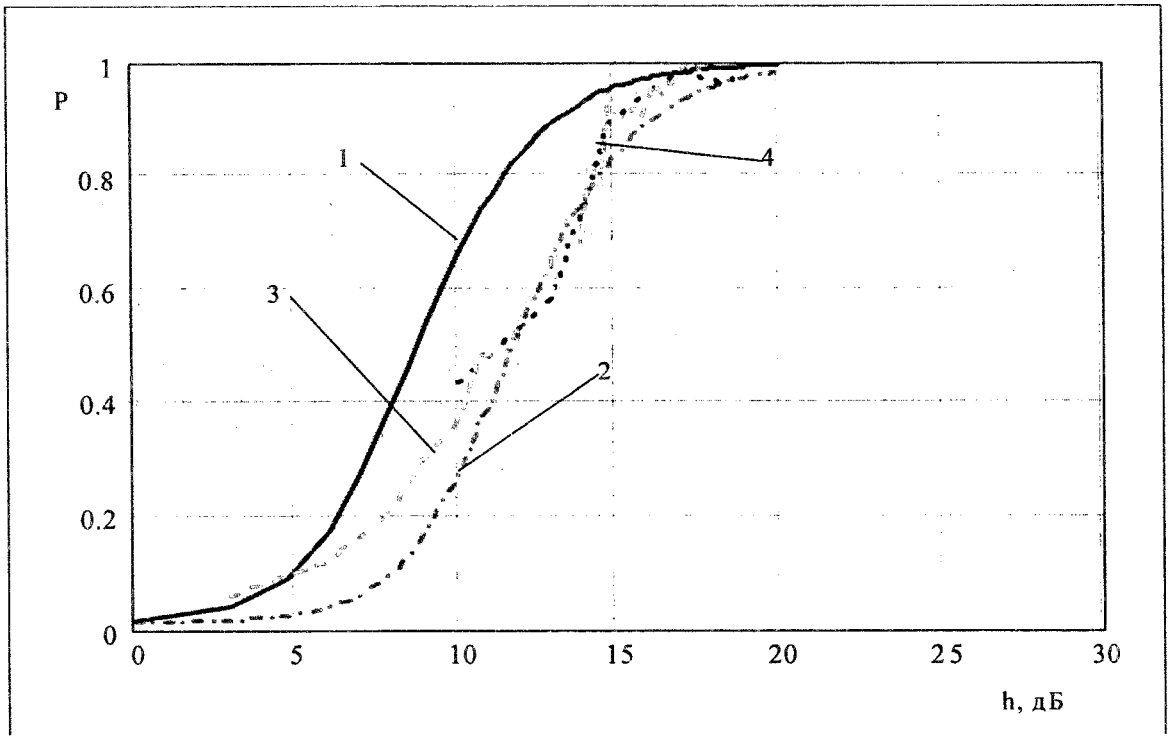



Рис. 9. Кривые оптимального 1 (сплошная), квазиоптимального 2 (штрихпунктирная) обнаружения отметок цели и кривые вероятности правильной идентификации 3, 4 (пунктирные) спектральных изображений радиолокационных отметок

**Заключение**

1. Сравнение кривых вероятности правильной идентификации 3, 4 (пунктирные) спектральных изображений радиолокационных отметок с кривыми оптимального 1 (сплошная), квазиоптимального 2 (штрихпунктирная) обнаружения отметок цели для когерентной пачки в условиях пассивных помех показывает:

- кривые вероятности правильной идентификации 3, 4 (пунктирные) спектральных изображений радиолокационных отметок идут ниже кривой оптимального 1 (сплошная) обнаружения отметки цели, но выше квазиоптимального 2 (штрихпунктирная) обнаружения отметок цели.
- при малых и больших значениях отношений сигнал/помеха кривые вероятности правильной идентификации 3, 4 (пунктирные) спектральных изображений проходят ближе к кривой оптимального обнаружения. Это объяснятся тем, что при малых отношениях сигнал/помеха в изображении как в многомерном образе сигнала больше информации, чем в одномерном накопленном сигнале при энергетической обработке. При больших отношениях сигнал/помеха случайные составляющие в поступающих для обработки характеристиках предикатных признаков незначительны и предикатные признаки как бы становятся детерминированными.

2. Следует также отметить, что в отличие от обычных статистик, порог перехода на логический уровень обработки формируется на основе реальной информации о виде спектрального изображения и не является фиксированным, а адаптируется в каждой конкретной ситуации по уровню максимума спектрального пика. Такая адаптация позволяет отображать информацию о форме спектра независимо от энергетики пачки и, в конечном счете, стабилизирует вероятность ошибки при определении типа спектрального изображения отметки.

3. Последнее делает актуальным применение функционально-семантических методов для обработки виртуальных радиолокационных изображений в условиях нестационарных помех типа «ангел-эхо».

**Список литературы:** 1.*Солонская С.В.* О возможности использования алгебры предикатов для классификации воздушных объектов по радиолокационному спектральному изображению // Радиотехника : Всеукр. науч.-техн. сб. – 2004. – Вып. 139. – С.73-76. 2. *Шабанов-Кушнаренко Ю.П.* Теория интеллекта. Математические средства. – Х. : Вища шк. Изд-во при Харьк. ун-те, 1984. – 144 с. 3. *Жирнов В.В., Солонская С.В.* Интеллектуальная система радиолокационного обнаружения малозаметных воздушных объектов // Радиоэлектроника и информатика. – 2005. – Вып. 3. – С.134-138. 4. *Леховицкий Д.И., Кириллов И.Г.* Моделирование пассивных помех импульсным РЛС на основе процессов авторегрессии произвольного порядка // Системи обробки інформації. – Х. : ХУПС, 2008. – № 3 (70). – С. 90–101. 5. *Баранов П. Е., Гавриленко А. Г.* Математические модели радиолокационных отражений от мешающих объектов // Труды Одесского политехнического университета. -1999. – Вып. 3, 1999. – С. 34 – 40. 6. *Быков В.В.* Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. – М. : Сов. Радио, 1971. – 328 с. 7. *Жирнов В.В., Солонская С.В.* Распознавание радиолокационных отметок по спектральному изображению с адаптивными весовыми коэффициентами // Радиоэлектроника и информатика. – Х., 2006. – Вып. 1. – С. 121-124. 8. *Теоретические* основы радиолокации / под ред. Я.Д. Ширмана. – М. : Сов. радио, 1970. – 560с. 9. *Леховицкий Д.И., Рябуха В.П., Жуга Г.А., Рачков Д.С.* СДЦ в импульсных РЛС: 3. *Структуры*, параметры и эффективность квазиоптимальных систем междупериодной обработки гауссовых сигналов на фоне гауссовых пассивных помех // Прикладная радиоэлектроника – 2008. – Т.8, №2. – С.109-123.

*Харьковский национальный*
*университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 27.03.2011*

УДК 681.324.067

*Ю.І. ГОРБЕНКО, канд. техн. наук*

# МЕТОДИ ОЦІНКИ НЕОБОРОТНОСТІ ГЕНЕРАТОРА ПСЕВДОВИПАДКОВИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ НА ОСНОВІ БАГАТОМОДУЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЕНЬ В СКІНЧЕННИХ ПОЛЯХ

## Вступ

В [1, 2] запропоновано методи та досліджено властивості псевдовипадкових послідовностей, які будуються на основі використання багатомодульних перетворень в простих та розширеннях скінченних полів Галуа. Визначено необхідні та достатні умови існування ПВП з рівноймовірним розподілом символів довільного алфавіту $m$, заданим періодом повторення та існуванням ізоморфізмів. Запропоновано спосіб введення ключа генератора ПВП. Разом з тим, залишились не дослідженими властивості необоротності такого генератора щодо складності компрометації ключа генератора на основі здійснення криптоаналізу. В [2] запропоновано достатньо грубий метод оцінки складності криптоаналізу такого генератора, який зводиться до розв'язку дискретного логарифмічного рівняння в скінченному полі Галуа.

Мета цієї статі – теоретична та практична оцінка складності здійснення криптоаналізу генератора ПВП на основі трьох- та багатомодульних перетворень в скінченних полях Галуа.

## 1. Сутність методу генерування ПВП

Розглядається метод генерування ПВП з певним алфавітом символів, наприклад $m$, на основі багатомодульних перетворень в скінченному полі Галуа $GF(p^n)$, $n \geq 1$. Вважається, що здійснюється $k$ перетворень елементів розширення поля Галуа $GF(p^n)$, відповідно за модулями $(f(X), f_1(X)), (f_1(X), f_2(X)), \ldots, (f_{k-2}(X), f_{k-1}(X))$ та останнім модулем $m$. Загальними параметрами є кортеж $(f(X), p, n, \theta_j)$, де $f(X)$ – незвідний поліном ступеня $n$ над полем $GF(p)$, а $\theta_j$ – первісний елемент, вибраний із множини $\{\theta\}$ порядку $\varphi(p^n - 1)$, де $\varphi(\,)$ – функція Ейлера [3]. Для даного випадку генерування (формування) елементів поля здійснюється за правилом

$$a_i = (\theta_j)^i (\mathrm{mod}(f(X), p, n)). \tag{1}$$

Метод (1) породжує скінченне поле Галуа з періодом повторення $p^n - 1$. Нехай $(f_s(X), p_s, n_s)$ будуть кортежами загальних параметрів, наприклад поліномів (в тому числі незвідних) $f_s(X)$. $s = (1, k-1)$, а $n_s$ – їх ступені, причому згідно [1]

$$n_1 > n_2,\ n_2 > n_3,\ \ldots,\ n_{k-2} > n_{k-1}, \tag{2}$$

а також виконуються нерівності

$$p^{n_1} >> p^{n_2},\ p^{n_2} >> p^{n_3},\ \ldots,\ p^{n_{k-2}} >> p^{n_{k-1}},\ p^{n_{k-1}} >> m. \tag{3}$$

Розглядається генератор ПВП, що функціонує згідно з багатомодульним перетворенням

$$b_i = \left((\theta_j)^i (\mathrm{mod}(f(X), p, n), (f_1(X), p_1, n_1), (f_2(X), p_2, n_2), \ldots \right.$$
$$\left. \ldots, (f_{k-1}(X), p_{k-1}, n_{k-1}), (f_m(X), \mathrm{m})\right), \tag{4}$$

де

$$(f_s(X), p_s, n_s) \tag{5}$$

кортежі загальних параметрів, $m$ – певне натуральне число, $k$ – ступінь багатомодульності, $p_m$ (не обов'язково просте), $m$ – ціле натуральне, $n \geq 1$.

Справедливим є твердження 1.

**Твердження 1.** Детермінований генератор ПВП, що функціонує згідно з алгоритмом багатомодульного перетворення

$$b_i = \left((\theta_j)^{K_0+i}(\mathrm{mod}(f(X),p,n),(f_1(X),p_1,n_1),(f_2(X),p_2,n_2),\ldots \right.$$
$$\left. \ldots,(f_{k-1}(X),p_{k-1},n_{k-1}),\left(f_m(X),\vec{m}\right)\right), \qquad (6)$$

де $K_0+i$ – плинний ключ генератора, причому $K_0$ є початковим ключем, а $i$ – ключем сеансу, є необоротним з експоненційною складністю атаки «повне розкриття».

Будемо розглядати також частковий випадок твердження 1 для трьохмодульного перетворення. В даному випадку елементи розширення поля Галуа також генеруються згідно (1). Але (2) – (6) приймають наступний вигляд

$$n_1 > m, \qquad (7)$$

$$p^{n_1} >> p^m, \qquad (8)$$

$$b_i = \left((\theta_j)^{K_0+i}\left(\mathrm{mod}(f(X),p),(f_1(X),p_1,n_1),\left(f_m(X),\vec{m}\right)\right)\right). \qquad (9)$$

Де, як в (4), $K_0+i$ – плинний ключ генератора, $K_0$ початковий, а $i$ – ключ сеансу.

## 2. Оцінка складності обернення генератора ПВП

Проведемо оцінку складності дискретного логарифмування для трьох- та багатомодульного перетворень.

У випадку для скінченного поля Галуа $GF(p)$ маємо

$$b_i = \left((\theta_j)^X(\mathrm{mod}(P),(P_1),(m))\right), \qquad (10)$$

де $X = K_0 + i$ належить визначенню, за умови, що відомою є деяка послідовність символів $b_i$, первісний елемент $\theta_j$ та кортеж параметрів ($P$, $P_1$, $m$).

При здійсненні атаки «груба сила» можуть бути застосовані такі основні методи – перебирання ключів, таблична атака та атака зі словником [5].

При застосуванні атаки «груба сила» вважається, що довжина ключа $k$ не більш ніж довжина генерованої ПВП і порушник, перебираючи ключ $X$, робить спробу отримати значення

$$b_i^* = b_i. \qquad (11)$$

При виконанні умови (11) буде визначено ключ генератора.

Для оцінки можливостей реалізації атаки «груба сила» можуть бути використані такі показники як $N_k$ – число ключів, безпечний час $t_б$, $P_p$ – ймовірність успішного криптоаналізу тощо [2, 5]. Значення $t_б$ можна обчислити [5]:

$$t_б = \frac{N_k}{\gamma K} P_p, \qquad (12)$$

де $\gamma$ – потужність криптоаналітичної системи, $K$ =3,15 $10^7$ – число секунд у році.

Таблична атака та атака зі словником ґрунтуються на використанні математичного апарату «парадоксу про день народження» – методом створення колізій [5]. Для даного методу параметри ймовірність колізій $P_k$, число спроб криптоаналітика $k$ та повна множина можливих вихідних значень $n$ пов'язані між собою параметричним рівнянням [5]

$$1 - P_k = e^{-(k(k-1))/2n}, \qquad (13)$$

або в кінцевому вигляді

$$k^2 - k + 2n\ln(1 - P_з) = 0. \qquad (14)$$

Співвідношення (14) дозволяє оцінити число експериментів, які необхідно виконати для здійснення колізії з застосуванням математичного апарату «парадоксу про день народження».

В ряду випадків пару «ключ генератора – вихідний блок ПВП» можна отримати методом словника. В цьому випадку генеруються або збираються пари «ключ генератора – вихідний блок ПВП» в спеціальному словнику. А пошук ключа здійснюється засобом знаходження реалізації ПВП, що співпадає з виходом генератора по словнику.

Проведемо аналіз можливостей та умов реалізації атаки типу «груба сила», яка проводиться відносно (10) з метою визначення елемента поля $(\theta_j)^X (\mathrm{mod}\, p)$. Розглянемо модель відображення $m$-ічного символу в $p$-ічний. Нехай довжини символів в двійковому поданні будуть $l_p, l_{p_1}$ та $l_m$ відповідно для модулів $p$, $p_1$ та $m$. Визначимо ймовірність угадування по $b_i$ символу $p$-ічного символу, а по суті визначення $\theta_j^{K_0+i}$.

*Теорема 1.* Для умов (11) ймовірність правильного відображення (вгадування) $P_{\text{пв}}$ $m$-ічного $b_i$ символу в $p$-ічний $\theta_j^{K_0+i}$ визначається співвідношенням

$$P_{\text{пв}} = 2^{l_m - l_p}, \tag{15}$$

де $l_p$ та $l_m$ – двійкове подання довжин символів $p$ та $m$.

Розглянемо доведення теореми. При довжині $m$-ічного $b_i$ символу в двійковому поданні $l_m$ число можливих його станів визначається як $2^{l_m}$. При перетворенні за модулем $p_1$ довжина символу в двійковому поданні буде $l_{p_1}$, а число можливих станів визначається як $2^{l_{p_1}}$. При цьому степінь розширення алфавіту можна оцінити як

$$\mu_2 = 2^{l_{p_1}} \Big/ 2^{l_m} = 2^{l_{p_1} - l_m}.$$

При перетворенні за модулем $p$ довжина символу в двійковому поданні буде $l_p$, а число можливих станів визначається як $2^{l_p}$. Ступінь розширення алфавіту при переході до перетворення за модулем $p$

$$\mu_1 = 2^{l_p} \Big/ 2^{l_{p_1}} = 2^{l_p - l_{p_1}}.$$

Відповідно ймовірність вгадування символу алфавіту за модулем $p_1$ визначається як

$$P_{p_1} = 1 \Big/ \mu_2 = 2^{l_m - l_{p_1}}. \tag{16}$$

Ймовірності вгадування символу алфавіту за модулем $p$ визначається як

$$P_p = 1 \Big/ \mu_1 = 2^{l_{p_1} - l_p}. \tag{17}$$

Таким чином теорема доведена.

Загальна ймовірність вгадування символу алфавіту $P_{\text{в}}$ за модулем $p$ при переході від $m$-ічного джерела до $p$-ічного буде визначатись перемноженням подій $P_{p_1}$ та $P_p$, тобто

$$P_{\text{в}} = P_{p_1} \cdot P_p = 2^{l_m - l_{p_1}} \cdot 2^{l_{p_1} - l_p} = 2^{l_m - l_p}. \tag{18}$$

Використовуючи (18), можна також визначити складність $I_{\text{в}}$ вгадування одного символу алфавіту за модулем $p$ при переході від $m$-ічного джерела до $p$-ічного, як

$$I_{\text{в}} = 1 \Big/ P_{\text{в}} = 2^{l_p - l_m}. \tag{19}$$

Таким чином, при застосуванні схеми генератора без гешування складність $I_{ВЛ}$ відновлення ключа $X = K_0 + i$ визначається

$$I_{ВД} = I_{В} \cdot I_{ДЛ} = 2^{l_p - l_m} \cdot \exp\left(\varepsilon \ln(p)^{\upsilon} \ln\ln(p)^{(1-\upsilon)}\right). \quad (20)$$

Для випадку застосування схеми генератора з вгадуванням елемента поля, розв'язком дискретного логарифму та гешуванням складність $I_{ВДГ}$ відновлення ключа $X = K_0 + i$ визначається

$$I_{ВДГ} = I_{В} \cdot I_{ДЛ} \cdot I_{Г} = 2^{l_p - l_m} \cdot \exp\left(\varepsilon \ln(p)^{\upsilon} \ln\ln(p)^{(1-\upsilon)}\right) \cdot 2^{n/2} \quad (21)$$

Необхідно відмітити, що вирази (20) та (21) отримані для випадку, коли ПВП виробляється засобом використання тільки одного $m$-ічного символу. Якщо для вироблення ПВП використовується $\mu$ $m$-ічних символи, а значення $i$ збільшується за відомим правилом, то (20) та (21) можна використовувати для оцінки криптографічної стійкості генератора ПВП, що пропонується. Якщо $i$ збільшується за невідомим правилом, то необхідно вирішувати додатково ще і задачу визначення правила його зміни. Але, так як правило зміни $i$ будемо вважати відомим криптоаналітику, то (20) та (21) рекомендується для оцінки складності обернення генераторів ПВП типу (20) та (21).

В таблиці наведено оцінки складності обернення генератора ПВП згідно (20) та (21). Аналіз даних таблиці дозволяє зробити висновок про те, що складність обернення генератора носить експоненційний характер і є більшою за складність методу «груба сила».

0

| $p, p_1, m$ Метод | | $2^{256}, 2^{28}, 2^8$ | $2^{256}, 2^{128}, 2^{64}$ | $2^{512}, 2^{256}, 2^8$ | $2^{1024}, 2^{512}, 2^{256}$ | $2^{2048}, 2^{1024}, 2^{512}$ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $I_{ВД}$ | | $5.0543 \cdot 10^{089}$ | $7.0143 \cdot 10^{072}$ | $2.1618 \cdot 10^{172}$ | $1.4827 \cdot 10^{259}$ | $1.1867 \cdot 10^{500}$ |
| $I_{ВДГ}$ | $n$ | $6.1103 \cdot 10^{113}$ | $8.4798 \cdot 10^{096}$ | $2.6135 \cdot 10^{196}$ | $1.7925 \cdot 10^{283}$ | $1.4346 \cdot 10^{524}$ |
| | 160 | | | | | |
| | 256 | $1.7199 \cdot 10^{128}$ | $2.3868 \cdot 10^{111}$ | $7.3562 \cdot 10^{210}$ | $5.0453 \cdot 10^{297}$ | $4.0381 \cdot 10^{538}$ |
| | 384 | $3.1726 \cdot 10^{147}$ | $4.4029 \cdot 10^{130}$ | $1.3570 \cdot 10^{230}$ | $9.3071 \cdot 10^{316}$ | $7.4490 \cdot 10^{557}$ |
| | 512 | $5.8524 \cdot 10^{166}$ | $8.1219 \cdot 10^{149}$ | $2.5031 \cdot 10^{249}$ | $1.7168 \cdot 10^{336}$ | $1.3741 \cdot 10^{577}$ |

Розглянемо ще один підхід до вирішення задачі обернення генераторів ПВП виду (10), що грунтується на классах лишків. Для цього подамо (10) у такому вигляді:

$$\begin{gathered} b_i = \Theta^{x_i} \pmod P \pmod{P_1} \pmod m, \\ \Theta^{x_i} \pmod P \pmod{P_1} = q_i \cdot m + b_i, \\ 0 \le q_i \cdot m + b_i < P_1, \\ \Theta^{x_i} \pmod P = l_i \cdot P_1 + q_i \cdot m + b_i, \quad 0 \le l_i \cdot P_1 + q_i \cdot m + b_i < P, \\ \Theta^{x_i} \pmod P = l_i \cdot P_1 + q_i \cdot m + b_i \pmod P. \end{gathered} \quad (22)$$

Аналіз (22) показує, що $x_i, l_i, q_i$ є невідомими та належать визначенню. Тепер врахуємо, що правило зміни $x_i$ є відомим. На основі (22) можна скласти систему рівнянь виду

$$\begin{cases} \Theta^{x_i} \pmod P = l_i \cdot P_1 + q_i \cdot m + b_i \pmod P; \\ \Theta^{x_{i+1}} \pmod P = l_{i+1} \cdot P_1 + q_{i+1} \cdot m + b_{i+1} \pmod P; \\ \ldots\ldots\ldots \\ \Theta^{x_{i+k}} \pmod P = l_{i+k} \cdot P_1 + q_{i+k} \cdot m + b_{i+k} \pmod P. \end{cases} \quad (23)$$

Аналіз системи рівнянь (22) показує, що кожне нове рівняння в системі добавляє два невідомих, але при цьому існує лінійна залежність між $x_i$ та $x_{i+1}$ тощо. В цілому в системі $k$-го порядку буде $2k+1$ невідомих, якщо навіть вважати що тільки $x_i$ є невідомим.

Таким чином, система рівнянь виду (23) з $2k+1$ невідомими розв'язку не має. Також необхідно відмітити, що по аналогії з трьохмодульним перетворенням, при багатомодульному перетворенні кожне додаткове модульне перетворення добавляє два невідомих.

**Висновки та рекомендації**

Властивості необоротності генератора ПВП по суті пов'язані з розв'язком дискретних логарифмічних рівнянь, наприклад для трьохмодульним перетворенням виду (9) та (10) відносно $i$ та $K_0+i$.

Для успішного криптоаналізу генератора необхідно спочатку вирішити дискретне логарифмічне рівняння та знайти елемент – прообраз. В цьому випадку спочатку необхідно знайти прообраз відповідного елемента поля $A_i$, а потім вирішити дискретне логарифмічне рівняння зі складністю $I_{\text{ДЛ}}$.

Для умови (13) ймовірність правильного відображення (вгадування) $P_{\text{ПВ}}$ $m$-ічного $b_i$ символу в $p$-ічний $\theta_j^{K_0+i}$ визначається співвідношенням (18).

Аналіз системи рівнянь (22) показує, що кожне нове рівняння в системі добавляє два невідомих, причому існує лінійна залежність між $x_i$ та $x_{i+1}$ тощо. В системі $k$-го порядку буде $2k+1$ невідомих. Тому система рівнянь виду (23) з $2k+1$ невідомими розв'язку не має.

**Список літератури.** 1. *Потий А.В.* Метод многомодульного преобразования чисел // Обработка информации и обеспечение надежности систем управления : сб. науч. тр. – Харьков: НАНУ, ПАНИ, ХВУ, 1997. – С. 63-68. 2. Гріненко Т.О., Горбенко Ю.І. Метод генерування псевдовипадкових послідовностей на основі багатомодульних перетворень в скінченних полях. 3. *Андерсон, Джеймс А.* Дискретная математика и комбинаторика : пер. с англ. – М. : Изд. дом «Вильямс», 2003 – 960 с. 4. *ISO/IEC 18031* Information technology – Security techniques –Random bit generation. 2005. 5. *Горбенко Ю.І., Горбенко І.Д.* Інфраструктури відкритих ключів. Системи ЕЦП. Теорія та практика. – Харків : Форт, 2010. – 593с.

*Харківський національний університет радіоелектроніки*

*Надійшла до редколегії 17.03.2011*

УДК 681.326

*В.Г. КОТУХ, канд. техн. наук, М.А. МИРОШНИК, канд. техн. наук,*
*С.Н. СЕЛЕВКО, канд. техн. наук.*

# РАЗВИТИЕ СОВРЕМЕННЫХ НАПРАВЛЕНИЙ ЦИФРОВЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И СЕТЕЙ

## Введение

Под телекоммуникационной системой понимается комплекс нескольких или множества подходящего аппаратно-программного обеспечения объектов и связи между ними по каналам, созданный для автоматизированного взаимодействия. Под термином телекоммуникация понимается огромное поколение разных технологий, которые представляют собой огромные массивы объектов, находящихся на определенном расстоянии между друг другом.

Средства телекоммуникаций развиваются очень быстро. Реализация с их помощью многофункционального сервиса (голос, данные, графика, неподвижные и подвижные изображения) требует наличия высокопроизводительных систем передачи, отличающихся широким диапазоном скоростей; мощных устройств коммуникации, которые приспособлены к различным трафикам. Для систем телекоммуникаций, реализованных с использованием современных компьютерных технологий, необходимо совершенное программное обеспечение [1-3].

Стандартизация, логическая корректность, совместимость процедур обмена – необходимые условия для нормального функционирования современных телекоммуникационных систем. Этим требованиям в полной мере отвечают цифровые сети в том числе системы передачи синхронной цифровой иерархии (SDH) и системы цифровой коммутации. Интегральные цифровые сети (Integrated Digital Network – IDN) дают возможность в единой форме передавать дискретные (телеграф, передача данных) и аналоговые (голос, видеоизображения) сообщения.

Интеграция в цифровых сетях связи может проводиться следующими способами: на уровне терминальных устройств; на уровне каналообразующего и коммутационного оборудования; путем объединения сетей различного назначения; на уровне предоставления услуг.

Интеграция на уровне терминальных устройств позволяет использовать один тип терминального устройства для выполнения различных функций (персональный компьютер – для организации телефонных переговоров, цифровой телефонный аппарат – для реализации функций директорского коммутатора и т.п.).

Интеграция на уровне каналообразующего и коммутационного оборудования позволяет использовать цифровую систему коммутации в качестве оборудования каналообразования.

Интеграция на уровне объединения сетей различного назначения позволяет создать интегральную сеть, реализующую функции разнообразных сетей (например, интегральная технологическая сеть позволяет объединить в себе функции оперативно-технологической и общетехнологической связи или интегральная сеть может объединять телефонную сеть и сеть передачи данных).

Интеграция на уровне предоставления услуг позволит сконцентрировать все функциональные возможности обслуживания и передать их по абонентской линии с использованием одного и того же абонентского номера.

Объединение сетей различного функционального назначения может проводиться путем интеграции сети передачи данных в телефонную сеть или наоборот [4 – 6].

На сегодняшний день самые современные направления телекоммуникаций это разработка SIP-технологий в сетях нового поколения NGN; разработка методов обеспечения электромагнитной совместимости в системах подвижной связи 3G, в системах абонентского радиодоступа, Wi-Fi, Wi-max; цифровая, пространственно-временная и адаптивная обработка сигналов в телекоммуникациях; административный менеджмент в сфере защиты информации с ограниченным доступом; исследования полностью оптических сетей связи (DWDM); моде-

лирование и анализ алгоритмов функционирования современных телекоммуникационных систем и сетей.

**Тенденции в развитии телекоммуникационных сетей и систем**

Анализируя тенденции в развитии телекоммуникационных сетей и систем, следует отметить появление и стремительное внедрение отдельных цифровых линий, построенных по принципу импульсно-кодовой модуляции с использованием временного разделения каналов (TDM). Продолжительные исследования показали, что цифровые каналы имеют значительно меньшую вероятность ошибки (10–6) по сравнению с аналоговыми каналами (10–4), и их производительность в 5–7 раз выше аналоговых. Цифровые сети, построенные на основе этих базовых принципов с последующим мультиплексированием, получили название плезиохронной цифровой иерархии (Plesiochronous Digital Hierarchcy, PDH) [1-6].

Однако, как показали дальнейшие исследования принципов построения и функционирования сетей PDH, информационный обмен в режиме коммутации каналов, отсутствие средств сетевого автоматизированного контроля и протоколов маршрутизации существенно затрудняют процесс передачи большого объема данных и предоставления телекоммуникационных услуг и сервисов с требуемыми показателями качества. В то же время постоянно растущий спрос и резкое повышение требований к качеству предоставляемых услуг обусловил необходимость объединения различных служб в рамках единой сети (передача данных, телефония, видео и т.д.).

Реакцией со стороны разработчиков телекоммуникационных технологий на требования информационного сообщества явилась разработка цифровых сетей интегрального обслуживания (ЦСИО (Integrated Service Digital Network, ISDN)) [3 – 5], внедрение которых планировалось провести в три этапа. Первый этап (70–80-е года) характеризуется переходом к цифровым методам передачи и коммутации, т.е. строится так называемая интегральная цифровая сеть IDN (Integrated Digital Network) при аналоговых абонентских линиях и аналоговых телефонах. На этом этапе сохраняются обособленные системы передачи данных с коммутацией каналов и коммутацией пакетов. На втором этапе (80–90-е года) международным союзом электросвязи (МСЭ) была разработана и внедрена группа рекомендаций серии I с описанием основных принципов построения узкополосной ЦСИО (N-ISDN). Скорость передачи в такой сети равна 144 *Кбит/с*, что при первичном доступе к сети включает два речевых канала по 64 *Кбит/с* (B-каналы) и один канал для передачи данных и служебной информации со скоростью 16 *Кбит/с* (D-канал). Проведенные исследования показали, что один такой канал связи обслуживает до 30 «информационных каналов» и обеспечивает возможность быстрой генерации и сброса вызовов, а также передачу информации о поступающих вызовах, в том числе о номере обращающегося к сети абонента. При построении N-ISDN сетей использованы различные методы коммутации: коммутация каналов (КК) для речи и коммутация пакетов (КП) для данных. Однако на практике основным режимом функционирования ISDN остается режим с коммутацией каналов [3], что, в свою очередь, делает невозможным внедрение современных средств и протоколов сетевого (решение задач маршрутизации) и транспортного (решение задач мультиплексирования, сегментации и др.) уровня в процесс передачи данных.

Постоянный рост популярности компьютерной техники увеличение числа абонентов телекоммуникационных сетей, расширение видов услуг, постоянный спрос на услуги сети Интернет (WWW и др.) привели к значительному росту общего сетевого трафика. В связи с этим на следующем этапе развития телекоммуникационных сетей произошел переход от узкополосных сетей интегрального обслуживания к широкополосным цифровым сетям, (Broadband Integrated Service Digital Network, B-ISDN).

Основные принципы построения таких сетей, определенные рекомендацией МСЭ I.121, включают в себя коммутацию пакетов, называемых ячейками (cells), и асинхронный режим доставки (Asynchronous Transfer Mode, ATM) [5]. Базовая скорость передачи данных, опре-

деленная стандартными рекомендациями, принята равной 155,52 *Мбит/с*, что значительно превосходит базовую скорость T-ISDN.

Однако проведенные исследования показали, что наряду с очевидными достоинствами этой технологии у нее есть ряд существенных недостатков. В частности, сложность управления процессами в таких сетях (например, функционирование ATM в режиме соединение с доступной скоростью (ABR)), большая избыточностью протокола ATM, увеличенные задержки на сборку/разборку ячеек, а также сложность протоколов маршрутизации по сравнению с «IP-протоколами» до сих пор не позволяют в полной мере использовать преимущества этой технологии для передачи потоков данных в условии поступления множественных заявок абонентов. В связи с этим была предложена концепция мультисервисных сетей следующего поколения NGN (Next Generation Network) [4 – 5].

Концепция NGN, в первую очередь, характеризуется четким разделением трех уровней соединения – доступа, транспорта и услуг (рис. 1) в соответствии с их функциональными задачами (для маршрутизации, коммутации и передачи данных используется транспортный функциональный уровень, для передачи информации сигнализации – уровень доступа, а за управление логикой услуг и приложений, создание, внедрение и взаимодействие различных услуг отвечает уровень услуг) [6 – 9].

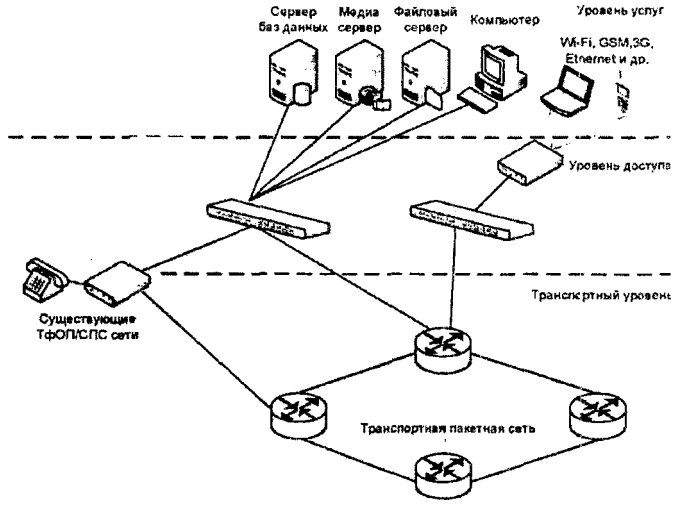



Рис. 1. Обобщенная схема построения сети NGN

Основным отличием сетей NGN от B-ISDN является отказ от принятой в традиционных сетях «канальной парадигмы» и перевод традиционных (телефония, видео и т.д.) услуг на IP-платформу. Проведенный анализ показал, что использование на транспортном уровне сети NGN стека TCP/IP позволит упростить процесс управления и маршрутизации потоков данных [7 – 8].

Предоставление услуг гарантированного качества независимо от типа передаваемой информации является отличительной особенностью сетей следующего поколения (Next Generation Network, NGN). Качество обслуживания абонентов в NGN является ключевым вопросом и в той или иной форме присутствует при решении практически любой задачи, связанной с проектированием или эксплуатацией сетей данного типа. Как правило, качество предоставляемой пользователю услуги фигурирует в роли ограничений в рамках математической постановки какой-либо более общей задачи, например задачи выбора пропускных способностей каналов передачи на этапе проектирования или задачи распределения этих пропускных способностей между информационными потоками на этапе управления сетью в процессе ее эксплуатации. Зачастую эти ограничения формулируются в терминах сетевых показателей качества, отражающих качество передачи трафика на участке транспортной сети и не учитывающих влияние других элементов соединения, например локальных сетей и оконечного оборудования. Формулирование требований и ограничений должно осуществляться

в терминах оценок качества, воспринимаемого конечным пользователем, которые являются производными качества работы сети.

Рассматривая управление сетевыми ресурсами как основной инструмент достижения заданного качества обслуживания на этапе эксплуатации телекоммуникационной сети (ТКС), следует отметить, что наибольшая эффективность управления трафиком, канальными и буферными ресурсами достигается при условии реализации динамической многопутевой стратегии. При ориентировании именно на такой подход возникает следующая научно-техническая задача: сформулировать в аналитическом виде условия (ограничения) обеспечения требований конечных пользователей к воспринимаемому качеству услуги в условиях реализации динамической многопутевой стратегии управления трафиком и другими сетевыми ресурсами.

Поставленную задачу можно условно разделить на две последовательно решаемые подзадачи: первая связана с получением формализованной зависимости оценок качества конечного пользователя от текущего значения сетевых параметров, вторая – с формированием зависимости сетевых параметров качества от текущего распределения ресурсов при условии реализации динамической многопутевой стратегии.

**Заключение**

Проведенный анализ достоинств и недостатков цифровых телекоммуникационных сетей показал перспективность развития широкополосных сетей (B-ISDN, NGN). Однако, учитывая значительное увеличение числа абонентов и интенсивности передаваемого трафика а также расширение видов услуг и постоянное повышение вероятностно-временных требований к качеству обслуживания (Quality of Service, $Q_oS$) (прежде всего к времени доставки данных и их достоверности), перед операторами телекоммуникационных услуг помимо традиционных задач увеличения пропускной способности сети встали задачи оптимизации распределения потоков данных для полного использования доступных ресурсов. Очевидно, что характеристики обслуживания потоков данных должны дифференцироваться в зависимости от природы трафика, загруженности отдельных компонентов телекоммуникационной сети, изменений интенсивности информационных потоков, а также с учетом предъявляемых вероятностно-временных требований к качеству предоставляемых услуг.

**Список литературы**: 1. *Мирошник М.А* Разработка диагностического обеспечения многопроцессорных систем управления телекоммуникационными системами на основе концепции сигнатурного мониторинга / Г.И. Загарий, М.А. Мирошник, С.В. Панченко // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – Харків : УкрДАЗТ, 2011. – № 1 (86). – С.37–46. 2. *Семенов С.Г.* Оптимизация трафика на основе сбалансированной загрузки информационно-телекоммуникационной сети / С.Г. Семенов // Системи обробки інформації. – Х. : ХВУ, 2004. – № 8(36). – С. 206-210. 3. *Величко В.В.* Передача данных в сетях мобильной связи третьего поколения / В.В. Величко. – М. : Радио и связь, Горячая линия-Телеком, 2005. – 332 с. 4. *Королев А.В.* Управление сетевыми ресурсами / А.В. Королев, Г.А. Кучук, А.А. Пашнев. – Х. : ХВУ, 2004. – 272 с. 5. *Кучерявый Э.А.* Управление трафиком и качество обслуживания в сети Интернет / Э.А. Кучерявый. – СПб. : Наука и техника, 2004. – 336 с. 6. *Смирнов А.А.* Анализ и сравнительное исследование перспективных направлений развития цифровых телекоммуникационных систем и сетей / А.А. Смирнов, В.В. Босько, Е.В. Мелешко // Системи обробки інформації. – Х. : ХВУ, 2008. – Вип. 7 (74). – С. 120-123. 7. *Евсеева О.Ю.* Обеспечение гарантированного качества обслуживания в сетях NGN с использованием оценок конечных пользователей / О. Ю. Евсеева // Радиотехника. – 2008. – Вып. 155. – С. 55-72. 8. *Дещинский П.Ю.* Взаимодействие одноранговых сетей P2PSIP с сетями NGN / П.Ю. Дещинский // Радиотехника. – 2008. – Вып. 155. – С. 83-86. 9. *Мирошник М.А.* Разработка методов повышения отказоустойчивости и надежности функционирования компонентов телекоммуникационных систем и сетей / В.Г. Котух, М.А. Мирошник // Радиотехника. – 2011. – Вып. 164. – С. 190 – 197.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники, Украинская государственная академия железнодорожного транспорта*

*Поступила в редколлегию 12.03.2011*

УДК 621.371

*А.Ф. ВЕЛИЧКО, д-р. техн. наук, Д.А. ВЕЛИЧКО, канд. техн. наук, Е.И.ВДОВИЧЕНКО*

# СЕЛЕКЦИЯ СИГНАЛА И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ФАЗОВОГО НАБЕГА РАДИОВОЛНЫ ЦИФРОВЫМИ МЕТОДАМИ В РЕТРАНСЛЯЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ДИАГНОСТИКИ

В настоящее время контролю технологических процессов и параметров изделий уделяется большое внимание, поэтому практически всегда к радиоэлектронным системам диагностики предъявляются повышенные требования по точности измерения. Эти требования достаточно часто возникают при использовании в качестве информационного параметра фазового набега радиоволны. В частности, этот информационный параметр используется в ретрансляционных системах [1]. Извлечение информации из фазового запаздывания в системах диагностики усложняется в связи с тем, что, как правило, измерение выполняется при небольших расстояниях между системой и объектом, который имеет значительный угловой размер. В этом случае фазовый набег радиоволны, которая является суммой волн, отраженных различными элементами объекта, имеющими разные угловые координаты, нелинейно изменяется при изменении расстояния между измерителем и объектом [2,3].

Другие причины нелинейности фазовой зависимости от расстояния между объектом и измерителем вызваны появлением паразитных гармоник в ретрансляторе и применением гомодинного метода преобразования входного сигнала в радиолокационном датчике ретрансляционного измерителя [3, 4]. В связи с этим были разработаны методы компенсации влияния паразитных компонент спектра сигнала, возникающих при преобразовании в ретрансляторе [5, 6]. Эти методы использовали компенсацию погрешностей за счет ввода переключаемых участков в трактах ретранслятора, которые отличались фазовым набегом распространяющихся в них волн.

Однако существует и другой путь улучшения качества – подавление паразитных компонент спектра преобразованного сигнала. Этот путь совершенствования ретрансляционных систем до настоящего времени не исследован. Основная трудность реализации селекции традиционными методами – малый частотный разнос между компонентами спектра. Поэтому в данной статье решается задача изменения метода обработки сигнала в ретрансляционных системах так, чтобы, во-первых, отфильтровать полезный сигнал от паразитных компонент спектра и, во-вторых, использовать методы, пригодные к применению в устройствах с цифровыми принципами обработки. Важной особенностью поставленной задачи является то, что информация содержится в одной гармонике спектра принятого сигнала [1,2,5], которую необходимо выделить для цифровой обработки. Отметим, что такое решение облегчает переход к современной базе радиоэлектронных компонентов, без которых реализация систем диагностики в настоящее время невозможна. Исследования будем выполнять методами имитационного моделирования.

Очевидно, что механизм нелинейной зависимости фазового набега радиоволны от расстояния между измерителем и объектом, который имеет значительный угловой размер, при решении поставленной задачи предлагаемым способом не затрагивается. Однако данная составляющая погрешности измерения значительно меньше той, которая вызвана паразитными компонентами спектра ретранслируемого сигнала [2, 3].

Общим направлением решения поставленной задачи является отказ от гомодинного метода обработки входного сигнала радиолокационного датчика. Вместо этого при первом преобразовании выделяется сравнительно высокая промежуточная частота за счет использования отдельного гетеродина. Преобразованный сигнал усиливается в полосе, которая содержит спектральные компоненты в том виде, в котором они излучаются ретранслятором. Усиленный сигнал оцифровывается, из полученного массива цифровыми методами выделяется полезная компонента. Из нее выделяется информационный параметр – фазовый набег радиоволны. Основным свойством ретрансляционной системы, которое используется в данном

случае, является фиксированное смещение частоты ретранслируемого сигнала и достаточно высокая стабильность несущей частоты и частоты гетеродина на интервале наблюдения. В процессе обработки изменения этих параметров учитываются.

При использовании фазового набега в качестве информационного параметра необходимо определить основные преобразования сигналов и волн в системе. Как и в работе [5], будем использовать непрерывные, немодулированные сигналы и радиоволны миллиметрового диапазона. В параметрах принятых радиоволн будет содержаться информация о контролируемом объекте. Переход к широкополосному сигналу может быть реализован так, как это было сделано в [5]: методом переключения частоты непрерывного немодулированного колебания. В этом случае из ансамбля параметров, извлекаемых при работе на разных частотах, составляется информационная картина о контролируемом объекте. Ниже преобразования сигналов и волн выполняются только для одной i-ой частоты, преобразования сигналов на других частотах полностью аналогичны, однако количественные результаты отличаются.

На рис. 1 представлена функциональная схема ретрансляционной системы. На ней обозначено: 1, 5 – задающие генераторы излучаемого сигнала и гетеродина соответственно; 2, 6 – умножители излучаемого колебания и гетеродина; 3, 7 – полосовые усилители излучаемого

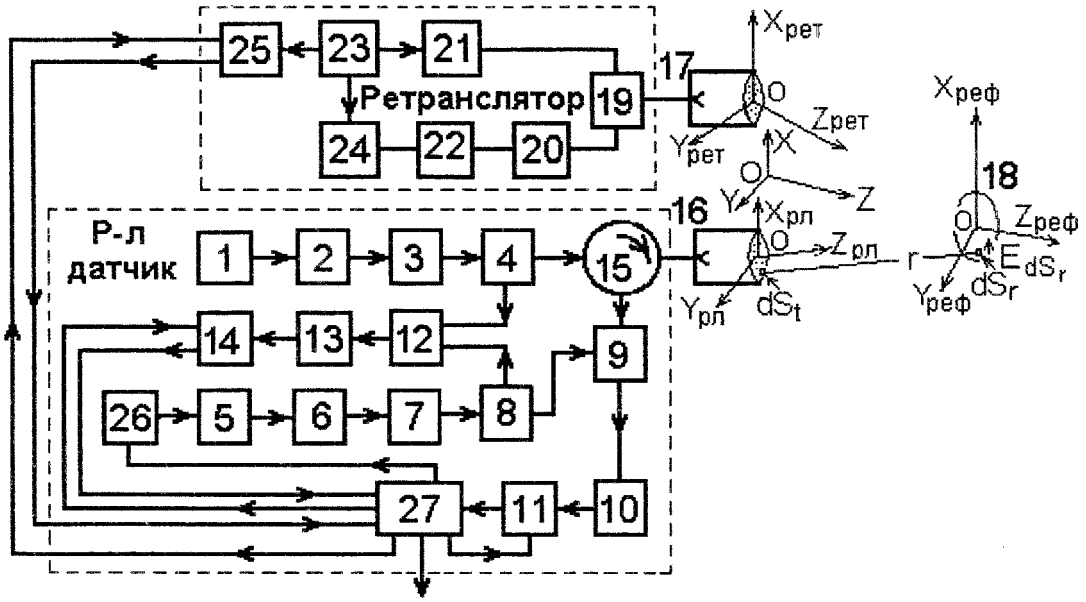



Рис.1. Функциональная схема ретрансляционной системы

сигнала и гетеродина; 4, 8 – направленные ответвители; 9, 12 – смесители радиолокационного датчика и контрольного сигнала; 10, 13 – полосовые усилители промежуточной частоты; 11, 14, 25 – АЦП сигналов; 15 – циркулятор; 16, 17 – антенны радиолокационного датчика и ретранслятора; 18 – рефлектор; 19 – разветвитель – сумматор; 20 – СВЧ фазосдвигатель $\Delta\varphi_{mw} = \pi/4$; 21, 22 – рефлекторы СВЧ сигнала; 23 – генератор сдвига; 24 – НЧ фазосдвигатель на $\Delta\varphi_{Rf} = \pi/2$; 26 – блок управления колебаниями гетеродина; 27 – устройство обработки и управления. Излучаемое колебание $e_t(t)$ и колебание гетеродина $e_{гет}(t)$ имеют вид

$$e_t(t) = U_t \cdot \cos(\omega_t \cdot t + \varphi_t)\ ,\ e_{гет}(t) = U_{гет} \cdot \cos(\omega_{гет} \cdot t + \varphi_{гет}), \qquad (1)$$

где $U_t$, $U_{гет}$, $\omega_t$, $\omega_{гет}$, $\varphi_t$, $\varphi_{гет}$ – амплитуды, круговые частоты и начальные фазы излучаемого и гетеродинирующего колебаний в направленных ответвителях 4 и 8. Потери, набег фазы в циркуляторе и внутри антенн приняты равными нулю.

Формирование излучаемой волны, ее преобразования при распространении, при отражении от рефлектора и при модуляции в ретрансляторе выполнялось с помощью методов и формул, использованных в [2,4]. При этом использовалось следующее. Апертуры антенн радиолокационного датчика и ретранслятора принимались круглыми. Распределение амплитуд излучаемых полей на них считалось равным $E/E_o = d + \left(1 - r^2\right)^2$, где $E_o$ – напряженность поля в центре апертуры, $r \le 1$ – нормированный радиус, $d$ – пьедестал. Поляризация волны и распределение фазы поля принимались постоянными на всей излучающей поверхности. При распространении в «прямом» направлении от антенны радиолокационного датчика к рефлектору и к ретранслятору (рис.1) поле имеет одну спектральную составляющую, в обратном направлении распространяется несколько спектральных составляющих, индекс которых обозначен $\nu$.

При моделировании, как и в [2], использовались: базовая декартова система координат с осями OX, OY, OZ, система координат радиолокационного датчика с осями OXрл, OYрл, OZрл, система координат рефлектора с осями OXреф, OYреф, OZреф и система координат ретранслятора с осями OXрет, OYрет, OZрет (см. рис.1). Такой подход позволил унифицировать процедуры моделирования излучения, рассеяния и распространения радиоволн, которые применялись после использования формул перехода из одной системы координат в другую.

Поле $E_{dS_r}$ на элементе облучаемой поверхности $dS_r$ (см. рис.1) определялось с помощью уравнения скалярного поля дифракции Френеля – Кирхгофа [7]. Формула поля $E_{dS_r}$ аналогична той, которая использовалась в [2]. Она имеет вид

$$E_{dS_r} = \frac{1}{4\pi} \iint_{S_t} \left\{ \sum_{\nu} E_{dS_t}\left(x_{dS_t}, y_{dS_t}, z_{dS_t}, \omega_\nu\right) \frac{e^{-jk_\nu r}}{r} \left[ \left( jk_\nu + \frac{1}{r} \right) \cos\left(\vec{n}, \vec{r}\right) + jk_\nu \cos\left(\vec{n}, \vec{P}\right) \right] \right\} dS_t, \quad (2)$$

где $E_{dS_t}\left(x_{dS_t}, y_{dS_t}, z_{dS_t}, \omega_\nu\right)$ – плотность амплитуды поля спектральной компоненты с частотой $\omega_\nu$ на элементе поверхности $dS_t$, имеющем координаты $x_{dS_t}, y_{dS_t}, z_{dS_t}$, $k_\nu$ – волновое число спектральной компоненты с индексом $\nu$, $r = |\vec{r}|$ – расстояние от возбуждающего элемента $dS_t\left(x_{dS_t}, y_{dS_t}, z_{dS_t}\right)$ до элемента $dS_r\left(x_{dS_r}, y_{dS_r}, z_{dS_r}\right)$, в центре которого поле определяется, $\left(\vec{n}, \vec{r}\right)$ – угол между нормалью к излучающей поверхности и ортом вектора $\vec{r}$ (рис.1), $\left(\vec{n}, \vec{P}\right)$ – угол между той же нормалью и вектором Умова – Пойтинга поля на апертуре.

Сигнал на входе ретранслятора – выходе его антенны 17 ( рис.1) может определяться следующим образом. В соответствии с принципом работы апертурной антенны все колебания, поступившие на поверхность антенны при движении волны в прямом направлении, будут суммироваться в облучателе и возбудят входной сигнал ретранслятора, который можно определить суммированием

$$e^{(\text{вх})}_{рет\Sigma}(t) = k_{рет} \int_{S_{рет}} \dot{E}^{(\text{вперед})}_{dS_{рет}}\left(x_{dS_{рет}}, y_{dS_{рет}}, z_{dS_{рет}}, t\right) \cdot dS_{рет} = U^{(\text{вх})}_{рет} \cos\left(\omega_t t + \varphi^{(\text{вх})}_{рет}\right), \quad (3)$$

где $k_{рет}$ – коэффициент пропорциональности между полем и входным напряжением ретранслятора; $\dot{E}^{(\text{вперед})}_{dS_{рет}}\left(x_{dS_{рет}}, y_{dS_{рет}}, z_{dS_{рет}}, t\right)$ – поле (амплитуда и фаза) на элементе теневой стороны поверхности $S_{рет}$ линзовой антенны с соответствующими координатами;

$U_{рет}^{(вх)}$ – амплитуда суммарного сигнала на выходе рупорного облучателя антенны 17 ретранслятора; $\varphi_{рет}^{(вх)}$ – суммарное изменение фазы сигнала при распространении от излучающей плоскости антенны 16 радиолокационного датчика к рефлектору 18 и далее к антенне 17 ретранслятора (рис. 1) . В величину $\varphi_{рет}^{(вх)}$ входит начальная фаза $\varphi_t$ (см.(1)) и изменения фазы при отражении от элементов рефлектора (рис.1). Последние считаются плоскими площадками с бесконечной проводимостью. Поле $\dot{E}_{dS_{рет}}$ на каждом элементе поверхности ретранслятора определяется суммарным воздействием полей на элементах рефлектора, которые в свою очередь рассчитываются с помощью (2) как результат воздействия полей всех элементов теневой стороны линзы радиолокационного датчика . Поляризация $\dot{E}_{dS_{рет}}$ остается той же, что и у излучаемого поля.

Примем, что в ретрансляторе сигнал (3) подвергается преобразованиям – сдвигу частоты, как и в [5]. Это выполняется фазокомпенсационным способом. Отражатели 21 и 22 (рис.1) модулируются гармоническими колебаниями, имеющими круговую частоту $\Omega_{sh}$ и начальные фазы $\varphi_{sh}$ и $\varphi_{sh}+\Delta\varphi_{Rf}$. Коэффициент амплитудной модуляции отражателя 21 равен $M_1$, отражателя 22 – $M_2$ (см. рис.1). Модулированные в отражателях сигналы (3) поступают в разветвитель–сумматор 19 и ретранслируются в направлении на контролируемый рефлектор 18 (рис.1). Входной шум ретранслятора также модулируется отражателями и поступает в антенну ретранслятора, однако он ослабляется при распространении и при отражении от рефлектора и его уровень будет намного меньше входного шума радиолокационного датчика [8]. Поэтому далее этот шум игнорируется при моделировании.

Излучаемые каналами ретранслятора сигналы $e_{рет}^{(1канал)}(t)$ и $e_{рет}^{(2канал)}(t)$ имеют вид

$$e_{рет}^{(1канал)}(t)=k_{\Delta U_1}\cdot\left[1+M_1\cos\left(\Omega_{sh}t+\varphi_{sh}\right)\right]\cdot U_{рет}^{(вх)}\cos\left(\omega_t t+\varphi_{рет}^{(вх)}\right), \quad (4)$$

$$e_{рет}^{(2канал)}(t)=k_{\Delta U_2}\cdot\left[1+M_2\cos\left(\Omega_{sh}t+\varphi_{sh}+\Delta\varphi_{Rf}\right)\right]\cdot U_{рет}^{(вх)}\cos\left(\omega_t t+\varphi_{рет}^{(вх)}+2\Delta\varphi_{mw}\right), \quad (5)$$

где $k_{\Delta U_1}$ и $k_{\Delta U_2}$ – коэффициенты ослабления амплитуд сигналов, прошедших по 1-му и 2-му каналам; $\Delta\varphi_{Rf}=\pi/2$ – фазовый сдвиг сигнала, модулирующего рефлектор второго канала, относительно сигнала, модулирующего первый рефлектор; $2\Delta\varphi_{mw}=\pi/2$ – дополнительный фазовый набег СВЧ сигнала, прошедшего в прямом и обратном направлении по второму каналу, относительно сигнала первого канала. Изменения фазы при отражении от рефлекторов ретранслятора приняты равными нулю, потери сигнала учитываются в коэффициентах ослабления $k_{\Delta U_1}$ и $k_{\Delta U_2}$ каналов.

Шесть спектральных компонент выходного сигнала ретранслятора с целью ускорения расчетов удобно объединить по частотному признаку и выразить суммарный сигнал в виде

$$e_{\text{ретΣ}}^{(вых)}(t,\omega_v)=e_{\text{ретΣ}}^{(вых)}(t,\omega_t)+e_{\text{ретΣ}}^{(вых)}\left[t,(\omega_t-\Omega_{sh})\right]+e_{\text{ретΣ}}^{(вых)}\left[t,(\omega_t+\Omega_{sh})\right]. \quad (6)$$

Изменение параметров ретранслируемой волны на обратном пути моделируется аналогично процедурам, учитывающим прохождение прямого пути. Поскольку частоты спек-

тральных компонент отличаются, приходится рассчитывать прохождение радиотрассы волнами, которые определяются слагаемыми уравнения (6) отдельно. Формулы, по которым определяется поле на теневой стороне линзы антенны ретранслятора, параметры волн, возбуждаемых слагаемыми уравнения (6), изменения при отражении от рефлектора, остаются прежними, однако геометрическое расположение объектов становится «зеркальным» тому, которое применялось при «прямом» прохождении волны.

Суммарный входной сигнал, возбуждаемый на выходе антенны радиолокационного датчика всеми спектральными компонентами ретранслируемого сигнала, может отображаться в виде суммы, аналогичной (3), но с учетом всех $\nu$ спектральных компонент

$$e_{рл\Sigma}^{(вх)}(t) = k_{рл} \cdot \sum_{\nu} \int_{S_{рл}} \dot{E}_{\nu dS_{рл}}^{(назад)}\left(x_{dS_{рл}}, y_{dS_{рл}}, z_{dS_{рл}}, t\right) \cdot dS_{рл} =$$

$$= U_{рл}^{(вх)}(t) \cdot \cos\left[\omega_{рл}^{(вх)}(t) \cdot t + \varphi_{рл}^{(вх)}(t)\right], \qquad (7)$$

где $k_{рл}$ – коэффициент пропорциональности между полем и входным напряжением радиолокационного датчика; $\dot{E}_{\nu dS_{рл}}^{(назад)}\left(x_{dS_{рл}}, y_{dS_{рл}}, z_{dS_{рл}}, t\right)$ – поле (амплитуда и фаза) на элементе $dS_{рл}$ теневой стороны поверхности линзовой антенны; $U_{рл}^{(вх)}(t)$ – амплитуда суммарного сигнала на выходе рупорного облучателя антенны 16 радиолокационного датчика; $\varphi_{рл}^{(вх)}(t)$ – суммарное изменение фазы сигнала на всех стадиях формирования, распространения и отражения. Амплитуда $U_{рл}^{(вх)}(t)$, частота $\omega_{рл}^{(вх)}(t)$ и фаза $\varphi_{рл}^{(вх)}(t)$ суммарного входного сигнала радиолокационного датчика являются функциями времени даже в отсутствие шумовых колебаний. В величине фазы $\varphi_{рл}^{(вх)}(t)$ содержатся все фазовые параметры исходного сигнала и изменений фазы при распространении и отражении всех спектральных компонент входного сигнала радиолокационного датчика.

Как уже отмечалось, информационный параметр содержится в одной гармонике спектра принятого сигнала. Полоса частот, занимаемая одной гармоникой, зависит от продолжительности зарегистрированного массива входной информации. С учетом этого обстоятельства строится дальнейшая обработка сигнала.

На этапе моделирования входного сигнала можно проверить возможности цифрового выделения полезной гармоники при условии отсутствия входных шумов. Качество подавления паразитных компонент спектра можно оценить по зависимости фазы выходного сигнала от расстояния между измерителем и рефлектором. Однако предварительно необходимо дать описание изменившейся по сравнению с [5] обработки сигнала в радиолокационном датчике; эти изменения предусмотрены схемой рис.1.

Реальный аналоговый входной сигнал миллиметрового диапазона не удается преобразовать в цифровой код. Поэтому вначале его нужно преобразовать к промежуточной частоте и усилить до уровня, при котором микросхемы могут эффективно выполнять аналого-цифровое преобразование. В соответствии с функциональной схемой преобразование выполняется колебанием гетеродина (1). Преобразованный аналоговый сигнал имеет вид

$$e_{пр}(t) = U_{пр}(t) \cdot \cos\left[\omega_{пр}(t) \cdot t + \varphi_{рл}^{(вх)}(t) - \varphi_{гет}\right], \qquad (8)$$

где $U_{пр}(t)$ – амплитуда колебания на выходе полосового усилителя промежуточной частоты, $\omega_{пр}(t) = \omega_{рл}^{(вх)}(t) - \omega_{гет}$ – круговая промежуточная частота. Сдвиг фаз сигнала при прохож-

дении через полосовой усилитель может быть учтен на основании измерения его ФЧХ; в (8) он принят равным нулю с целью упрощения моделирования.

Из полученного сигнала промежуточной частоты можно извлечь фазовый набег аналоговыми способами [10] с применениями преобразований, используемых в ретрансляционных измерителях [5]. Для этого необходимо выделить из него полезную компоненту спектра, преобразовать ее колебанием промежуточной частоты с выхода полосового усилителя 13 (см. рис.1), а затем найти разность фаз с колебанием сдвига с выхода блока 23 (см. рис.1). Эти же операции могут быть выполнены численными методами следующим образом.

Сигнал промежуточной частоты на всем измерительном интервале $T_{изм}$ подвергается дискретизации, в этом виде он может быть записан [11]

$$s_{дискр}(t) = \sum_{k=0}^{k=N} s(k\cdot\tau)\cdot\delta(t-k\cdot\tau)\ , \qquad (9)$$

где $\tau$ – временной шаг – интервал между соседними дискретными точками измерений мгновенных значений напряжения; $N = T_{изм}/\tau$ – количество точек измерения на измерительном интервале; $\delta(t-k\cdot\tau)$ – дельта функция. Значения $s_{дискр}(t)$ записываются в динамический массив для дальнейшей цифровой обработки.

Обработка состоит в определении спектральной составляющей, которая содержит информацию о преобразованиях радиоволны на трассе распространения и в ретрансляторе. При числе отсчетов $N+1$ коэффициенты Фурье $a_{дискр(\omega)}$ и $b_{дискр(\omega)}$ спектральной составляющей с частотой $\omega$ дискретизированного сигнала можно выразить

$$a_{дискр(\omega)} = \frac{2}{N+1}\cdot\sum_{k=0}^{N} s_{дискр}(k\tau)\cdot\cos\omega t\ ,\ b_{дискр(\omega)} = \frac{2}{N+1}\cdot\sum_{k=0}^{N} s_{дискр}(k\tau)\cdot\sin\omega t\ . \qquad (10)$$

При этом спектральная составляющая с частотой $\omega$ имеет вид

$$e_{filtr}(t) = U_{filtr}\cos(\omega\cdot t + \psi_{filtr}), \qquad (11)$$

где $U_{filtr} = \sqrt{a^2_{дискр(\omega)} + b^2_{дискр(\omega)}}$ ,

$\psi_{filtr} = arctg\left(b_{дискр(\omega)}/a_{дискр(\omega)}\right)$ .

Фаза $\psi_{filtr}$ будет содержать $\varphi^{(вх)}_{рет}$, $\varphi_{sh}$ из (4), (5), а также $\varphi_t$ , $\varphi_{гет}$ из (1), если только частота $\omega$ будет совпадать с частотой боковой компоненты спектра преобразованного сигнала.

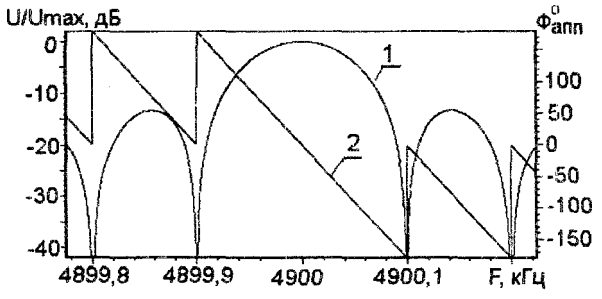


Рис. 2. АЧХ и ФЧХ фильтра

В аналоговых устройствах, в которых выполнялись аналогичные преобразования [5, 10], исключение фазовых компонент $\varphi_{sh}$, $\varphi_t$ , $\varphi_{гет}$ достигалось за счет применения нескольких аналоговых преобразователей частоты, которые имели частоты $\omega_{пр}$ , $\Omega_{sh}$ и соответствующие начальные фазы. В цифровом варианте эти операции заменяются алгебраическими операциями прибавления и вычитания фазовых компонент $\varphi_{sh}$, $\varphi_t$ , $\varphi_{гет}$ из величины $\psi_{filtr}$, полученной в (10), (11).

Заметим, что к точности установки частоты фильтрации $\omega$ в (10) предъявляются высокие требования. При изменении этой частоты меняется фазовый набег сигнала, который проходит через полосовой усилитель. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики по-

лосового устройства, которое реализуется на основе уравнений (9), (10), (11), приведены на рис.2. Кривой 1 обозначена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), нормированные значения амплитуды отложены на левой вертикальной оси, кривой 2 обозначена фазочастотная характеристика (ФЧХ), шкала фазового набега за счет прохождения фильтра – на правой вертикальной оси. В качестве нормирующего значения выбрана амплитуда выделяемой фильтром боковой гармоники. Измерительный интервал принят $T_{изм} = 0,01сек$, промежуточная частота $f_{пр} = 5МГц$, частота сдвига в ретрансляторе $F_{sh} = 0,1МГц$, выделяемая гармоника $f = 4,9МГц$, амплитуды боковых спектральных составляющих $U_{\omega_t - \Omega_{sh}} \cong 2,2мкВ$ и $U_{\omega_t + \Omega_{sh}} \cong 0,2мкВ$. Этот случай соответствует нарушению идеальных условий работы ретранслятора [3,5]. При этих условиях появляется паразитная компонента спектра; в данном случае ее частота $f_{пар} = f_{пр} + F_{sh}$. В реальных измерителях промежуточная частота будет существенно выше, в данном случае ее значение выбрано с целью графического представления колебаний в усилителе промежуточной частоты, показанных далее.

Как видно из рис.2, при изменении частоты фильтрующей гармоники происходит быстрое изменение фазового набега. Средний наклон ФЧХ при принятых условиях составляет около $1,8^0/Гц$. Однако время, в течение которого предъявляются высокие требования к стабильности частоты, весьма невелико. Оно равно времени распространения волны в «прямом» и «обратном» направлении. Поскольку расстояние между ретрансляционным измерителем и контролируемым объектом исчисляется метрами, время распространения $t_з$ будет исчисляться десятками наносекунд, и $t_з$ будет намного меньше интервала измерения $T_{изм}$. Поэтому $t_з < 1/f_{пр}$ при выбранном значении промежуточной частоты. Учесть изменение частоты и уточнить обработку можно с помощью линии задержки, в которой сигнал промежуточной частоты будет запаздывать на время прохождения радиоволной радиотрассы. В данном случае при моделировании задержка не учитывалась.

Исходя из особенностей обработки сигнала, отмеченных выше, следует для формирования виртуального колебания фильтра воспользоваться значениями частот и фаз колебаний сдвига и колебания промежуточной частоты, определяемых по методике, предложенной в [9]. Результаты измерений позволяют извлечь информацию о фазовом набеге радиоволны с помощью элементарных вычислений.

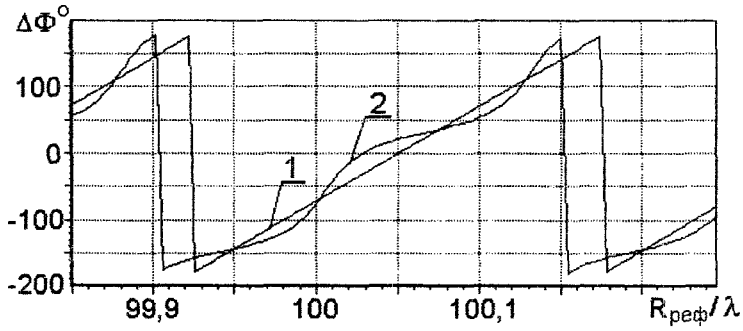


Рис. 3. Зависимости фазового набега сигнала

На рис. 3 представлены зависимости фазового набега сигнала от расстояния до рефлектора. Принято, что шумовое воздействие полностью отсутствует. На оси ординат отложены значения фазового набега в градусах, по оси абсцисс – координата рефлектора $Z_{реф}/\lambda$ в длинах волн, равная приблизительно расстоянию между измерителем и рефлектором (рис.1). Отметим, что ориентация рефлектора при перемещении не изменялась. Зависимость 1 на рис.3 получена после обработки по формулам (9), (10), (11) и дальнейшего вычисления фазового набега с использованием результатов определения частот и фаз колебаний сдвига (выход АЦП – блок 25 на рис.1) и промежуточной частоты (выход АЦП – блок 14 на рис.1). Зависимость 2 получена после преобразования двух боковых гармоник колебанием, равным центральной частоте принятого и преобразованного сигнала. В этом случае результаты преобразования двух боковых гармоник складываются в общей нагрузке. Эта обработка

аналогична гомодинному преобразованию, использованному в [1, 2, 5]. Из представленных зависимостей 1 и 2 на рис.3 видно, что новый способ обработки сигнала ретрансляционного измерителя в отсутствии шумов позволяет получить практически линейную зависимость фазового набега от расстояния между измерителем и рефлектором.

Рассмотрим результаты обработки при воздействии шума на входе радиолокационного датчика. В этом случае входной сигнал имеет вид

$$e^{(вх)}_{рл\Sigma+N}(t)=U^{(вх)}_{рл}(t)\cdot\cos\left[\omega^{(вх)}_{рл}(t)\cdot t+\varphi^{(вх)}_{рл}(t)\right]+U^{(вх)}_{n}(t)\cdot\cos\left[\Phi^{(вх)}_{n}(t)\right], \quad (12)$$

где первое слагаемое – детерминированный входной сигнал, определяемый с помощью (7), $U^{(вх)}_{n}(t)$, $\Phi^{(вх)}_{n}(t)=\omega_n(t)\cdot t+\varphi_n(t)$ – случайные независимые функции амплитуды и полной фазы узкополосного шумового колебания соответственно [12], $\omega_n(t)$, $\varphi_n(t)$ – случайные функции круговой частоты и фазы шумового колебания.

После преобразования (12) гетеродинным колебанием (1) случайная реализация временной зависимости мгновенных значений сигнала и шума на промежуточной частоте имеет вид, представленный на рис.4, *а*. На рис. 4, *б* показаны случайные реализации временной зависимости отклонения фазы от линейного закона (кривая 1), вычисленные с учетом всего зарегистрированного интервала [9], и реализация временной зависимости мгновенной частоты от времени (кривая 2). На рис.4, *а*, *б* представлен небольшой участок общего интервала смоделированного входного сигнала от 25,17 до 35,17 *мкс*. Его полная длительность в 1000 раз больше и составляет $T_{изм}=10000 мксек$. Центральное значение частоты преобразованного сигнала $F_{пр}=5 МГц$ в данном случае было выбрано из соображений возможности представления на рис.4 участка, заметно превышающего интервал корреляции. Существующая элементная база фирм Analog Devises, Altera, Texas Instruments и возможности обработки с помощью цифровых процессоров обработки сигналов позволяют увеличить промежуточную частоту до значений свыше сотни мегагерц.

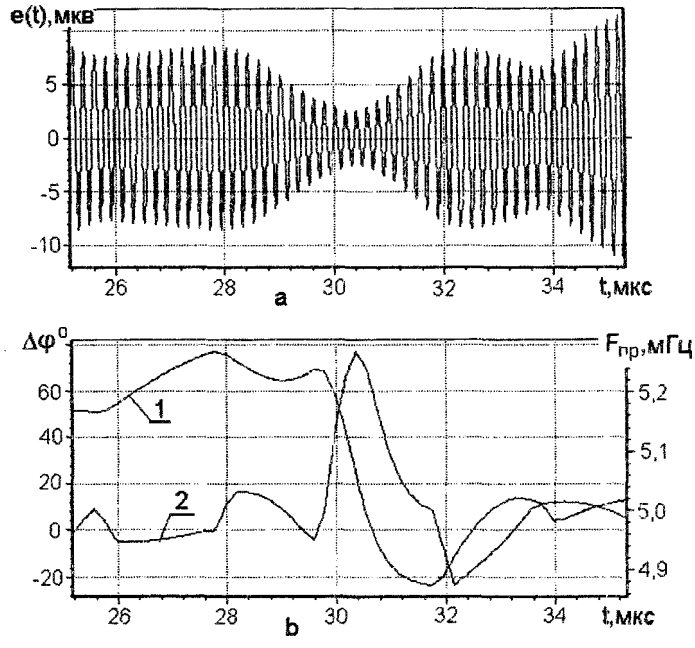



Рис. 4. Участок зависимости суммы входного сигнала и шума от времени: *а* – мгновенные значения напряжения; *б* – отклонения фазы и частоты

Спектральная плотность входных шумов при моделировании была принята равной $4\cdot10^{-20}\ Вт/Гц$, что соответствует коэффициенту шума 10 *дБ*. Ширина шумовой полосы пропускания усилителя промежуточной полосы оказывалась около 0,5 *МГц*. Она оценивалась с помощью формулы [10] $\Delta F_{ш}=\left[\int_0^{+\infty}|H(f)|^2\,df\right]\Big/|H(f_o)|^2$, где $H(f)$ – частотная характеристика, $f_o$ – частота, соответствующая максимуму характеристики; форма частотной характеристики была принята равной кривой Гаусса.

Сумма сигнала и шума (12) подвергалась цифровой обработке с помощью процедур, использующих формулы (9), (10), (11). Поскольку расположение рефлектора и геометрическое положение антенн оставалось постоянным, детерминированная часть входного сигнала не изменялась. Однако в каждом опыте изменялись реализации шумовых колебаний. Спектральная плотность шума оставалась равной величине, принятой при расчете реализации, представленной на рис. 4. При этих условиях были получены распределения амплитуды и фазы отфильтрованной гармоники.

На рис. 5 показаны распределения амплитуды входного сигнала, на рис.6 – фазы. Кривой 1 на этих рисунках обозначены экспериментальные плотности вероятностей, кривыми 2 – плотность нормального закона распределения. В соответствии с методом моментов [12] параметры нормального распределения были приравнены значениям, полученным в ходе имитационного эксперимента.

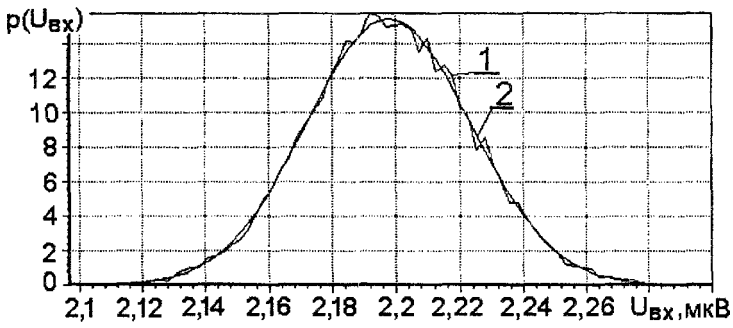


Рис.5. Распределение амплитуды входного сигнала

Экспериментальные распределения были получены по 20000 массивов сигнала и шума, 0,001 часть одного из которых показана на рис.4. Детерминированная часть каждого входного сигнала определялась процедурами на основе формул (2), (3), (4), (5), (6), (7), (8). Амплитуда сигналов на рис.5 приведена к входу радиолокационного датчика. В результате обработки по каждому массиву было получено колебание, отфильтрованное программно с помощью процедур, разработанных на основе соотношений (9), (10), (11). При принятых условиях среднее значение амплитуды было около 2,2 *мкВ*, ее среднеквадратическое отклонение составляло 0,026 *мкВ*, среднее значение фазы равнялось $86^0$, среднеквадратическое отклонение $0{,}67^0$. Экспериментальные распределения хорошо совпадают с нормальным законом, как в интенсивной части, так и на «хвостах» приведенных графиков.

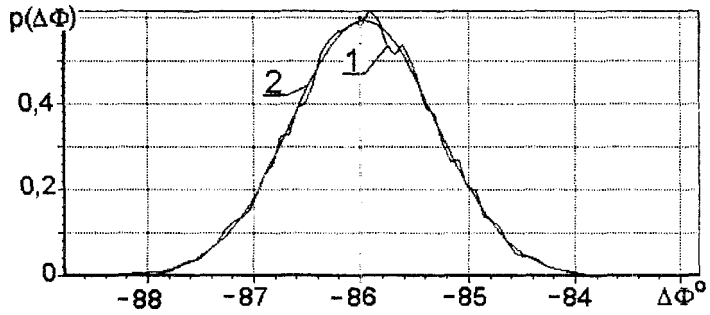


Рис. 6. Распределение фазы входного сигнала

На основании полученных результатов с помощью общеизвестных формул для ошибок измерения амплитуды суммы сигнала и шума с нормальным распределением (см., например, [10]) можно определить соотношение сигнал/шум на выходе цифровой системы обработки принятого сигнала; оно составляет около 38,5 *дБ*. Оценка шумовой компоненты колебания, выполненная на основе принятой при имитационном моделировании плотности шума, эквивалентной полосы пропускания и входном сопротивлении, практически совпадает с полученным в опытах значением. Погрешности оценки информационного параметра находятся вблизи потенциально достижимой величины при выбранном интервале измерения.

Сравнение результатов определения фазового набега представленным методом с результатами работы [5] показывает, что достигнуто существенное, в несколько раз снижение погрешностей. Это объясняется достаточно высокой степенью подавления паразитных компонент спектра сигнала, появляющихся в ретрансляторе.

Таким образом, исследован комплексный путь совершенствования ретрансляционного измерителя, включающий отказ от гомодинного метода обработки сигнала и переход к селекции полезной компоненты спектра цифровыми методами. Предложен и разработан комплексный метод моделирования работы ретрансляционного измерителя и метод обработки

его сигнала, позволяющий выделить полезную компоненту спектра, содержащую информационный параметр – фазовый набег радиоволны. Предложен цифровой способ компенсации аппаратурных уходов частоты и изменения фазы используемых колебаний сдвига и гетеродина за счет использования цифровой информации об этих колебаниях и о массиве параметров принятой смеси сигнала и шума. Цифровая информация о контролируемых параметрах колебаний извлекается на основе исследований и разработок в [9]. Разработанный метод предназначен для применения при аналоговой обработке колебаний в диапазоне миллиметровых волн и цифровой обработке преобразованного сигнала. Установлено, что предложенный метод позволяет в несколько раз снизить погрешности измерения информационного параметра и получить результат, близкий к потенциально достижимому значению.

**Список литературы:** 1. *Величко А.Ф., Величко Д.А.* Ретрансляционный метод измерения и подавления помеховых отражений при непрерывном излучении с частотной модуляцией // Известия вузов «Радиоэлектроника». – 1998. – Т.41, №11. – С. 3–12. 2. *Величко А.Ф., Величко Д.А., Величко С.А.* Характеристики запаздывания сигнала ретрансляционного измерителя, работающего в зоне Френеля // Известия вузов «Радиоэлектроника». – 2009. – №2. – с.35-49. 3. *Величко Д.А., Величко С.А.* Зависимости запаздывания сигнала ретрансляционного измерителя от условий формирования ответного излучения // Радиотехника. – 2008. – Вып. 154. – С. 24 – 31. 4. *Величко Д.А., Величко С.А.* Зависимость фазы отраженного сигнала ретрансляционного измерителя от угла падения волны и диаметра рефлектора // Радиотехника. – 2009. – Вып. 156. – С. 191 – 198. 5. *Величко А.Ф., Величко Д.А., Курбатов И.В.* Фазовые соотношения и способ снижения погрешностей измерения многочастотных ретрансляционных систем // Известия вузов «Радиоэлектроника». – 2005. – №5. – С.57–67. 6. *Величко Д.А.* Влияние характеристик ретранслятора на зависимость фазы выходного сигнала измерителя от расстояния до контролируемого рефлектора // Радиотехника. – 2010. – Вып. 160. – С. 228 – 236. 7. *Principles* of Optics. Electromagnetic Theory of Propagation, Interference and Diffraction of Light // Max Born M.A., Dr. Phil., F.R.S. Nobel Laureate, Emil Wolf Ph. D., D.Sc. / пер. с англ. С.Н. Бреуса, А.И. Головашкина, А.И. Шубина под ред. Г.П. Мотулевич. – М. : Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1973. – 719 с. 8. *Величко Д.А.* Моделирование характеристик многочастотной ретрансляционной системы // Известия вузов «Радиоэлектроника». – 2008. – Т.51. – №2. – С. 14 – 24. 9. *Величко А.Ф., Величко Д.А., Вдовиченко Е.И.* Определение усредненной разности фаз и разности частот в ретрансляционных измерителях // Радиотехника. – 2011. – Вып. 164. – С. 21 – 29. 10. *Сколник М.* Введение в технику радиолокационных систем / пер. с англ. под ред. К.Н. Трофимова. – М. : Мир, 1965. – 747 с. 11. *Трахтман А.М., Трахтман В.А.* Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах. – М. : Сов. радио, 1975. – 208 с. 12. *Свешников А.А.* Прикладные методы теории случайных функций. – М. : Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1968. – 463 с.

*Институт радиофизики и электроники*
*им. А.Я.Усикова Национальной академии наук*

*Поступила в редколлегию 25.04.2011*

# ПАМЯТИ
# АЛЕКСАНДРА АЛЕКСАНДРОВИЧА ТКАЧУКА
# (26.01.1942-21.03.2011)




Ушел из жизни **Александр Александрович Ткачук** – выдающийся харьковчанин и уважаемый человек, Ученый хранитель государственного первичного эталона единиц времени и частоты (эталона времени) Украины (ННЦ «Институт метрологии»), один из создателей (под руководством проф. Б.Л. Кащеева) известной метеорной автоматизированной радиолокационной системы XX века МАРС (ХНУРЭ).

Как ученый, радиоинженер, экспериментатор и руководитель подразделений, А.А. Ткачук сделал весомый вклад в научно-технический потенциал Слобожанщины, обеспечив долговременное высококачественное функционирование и успешное использование двух известных уникальных технических комплексов Украины, составляющих ее национальное достояние и являющихся предметом ее гордости: эталона времени в ННЦ «Институт метрологии» (в 1982-2011гг.) и метеорной радиолокационной системы в ХНУРЭ (в 1971-1982гг.).

А.А. Ткачук родился в бывшем СССР в Псковской области (отец – военный, мать – домохозяйка) в землянке на оккупированной территории. Детство прошло на Дальнем Востоке (в 1946-1957гг. он с отцом, мамой и младшим братом проживал в г.Южносахалинск).

А.А. Ткачук стал харьковчанином в 1957г. Он был одним из лучших студентов и выпускников Харьковского политехнического института (ХПИ): получал Ленинскую стипендию во время учебы, а после окончания вуза в 1964г. получил красный диплом по престижной в то время специальности – «радиотехника». В арсенале ученого А.А. Ткачука более 160 научных трудов. Треть из них написана во время его работы в 1964-1982гг. в Проблемной научно-исследовательской лаборатории радиотехникии (ПНИЛ РТ) профессора Б.Л. Кащеева, сначала в ХПИ, а с 1971 г. – в Харьковском институте радиоэлектроники (ХИРЭ), так назывался в тот период Харьковский национальный университет радиоэлектроники (ХНУРЭ), куда была переведена лаборатория. В стенах ПНИЛ РТ, сотрудником которой А.А. Ткачук

был 18 лет, он сформировался как высококлассный профессионал в области радиотехники и метеорных исследований. В 1971 г. А.А. Ткачуку присвоена степень кандидата технических наук, а в 1973 г. он получает научное звание старшего научного сотрудника. Со всемирно известной научной школой профессора Б.Л. Кащеева по исследованию метеоров радиолокационным методом А.А. Ткачук связан и как один из ее воспитанников, и как один из ее весомых лидеров.

Специалистам известно, что со второй половины XX веке радиолокационные исследования метеоров были на гребне научного интереса в связи с открытием космической эры и внедрением в научные исследования радиометодов и, что, именно, харьковские радиолокационные исследованиях метеоров под руководством проф. Б.Л. Кащеева с 1958 г. стали считаться одними из лучших в мире. Для наблюдения метеоров радиолокационным методом в 1956г. группой ученых кафедры основ радиотехники во главе с Б.Л. Кащеевым в селе Ольховатка Балаклейского района Харьковской области был создан специальный полигон, а в 1958 г. для этих ученых была создана специальная Проблемная научно-исследовательская лаборатория. Впоследствии на базе этих исследований была сформирована научная школа профессора Б.Л. Кащеева по исследованию метеоров радиолокационным методом.

Профессор Кащеев Б.Л. умел окружить себя самыми лучшими людьми. Лучшими по своим знаниям, способностям, человеческим качествам. А.А. Ткачук был одним из них. По специальности эти люди, включая А.А. Ткачука, были в основном "радиотехниками". В сознании непосвященных – "технарями, работающими с железом". На самом деле – специалистами, способными создать и теоретически, и практически самую сложную аппаратуру; исследователями, владеющими всеми современными инструментами изучения любого процесса; в душе – романтиками. Всех их очень разных объединяла влюбленность в науку и общее руководство Б.Л Кащеева. Благодаря радиолокации метеорная наука из наблюдательной стала экспериментальной, не зависящей от времени суток, сезона, погодных условий. Коллектив ПНИЛ РТ под руководством проф. Б.Л. Кащеева прославился прежде всего своими блистательными метеорными экспериментами. Эксперимент был главным звеном харьковских метеорных радиолокационных исследований. Придя в уже известную лабораторию, А.А. Ткачук много сделал сам для ее развития. Период работы А.А. Ткачука в ПНИЛ РТ совпадает с периодом создания многофункциональной метеорной радиолокационной системы МАРС для исследования слабых метеоров (одной из первых в мире полностью автоматизированных систем) и выполнения на ней долговременных уникальных метеорных экспериментов.

Результаты экспериментальных исследований метеоров в 1967-1978 гг. были получены, обработаны и интерпретированы при главном участии А.А.Ткачука (под общим руководством проф. Б.Л. Кащеева). Благодаря заботам А.А. Ткачука полученные данные были сохранены в удобном для использования виде. Это позволило в 1990-х годах ученым ХНУРЭ перевести полученные параметры метеоров 1972-1978гг. в электронную форму, обработать их при помощи современных методик и новых средств вычислительной техники и создать новый научный продукт – уникальный харьковский электронный каталог 250 тысяч орбит слабых метеороидов с массами большими $10^{-6}$ г. Этот электронный каталог является сегодня одним из крупнейших в мире по числу достоверных метеорных орбит. Выборочный каталог метеоров 1975 года, одним из авторов которого является Ткачук А.А., опубликованный в 1980 г., широко известен и признан в научном мире, а также внесен в международный метеорный центр данных.

Начав разрабатывать еще студентом-дипломником ХПИ сердце наблюдательной радиолокационной системы – передатчик, А.А. Ткачук в дальнейшем в ХПИ и ХИРЭ постоянно участвовал в технической разработке и практической реализации системы «Радиант» всемирно известного комплекса МАРС первого (1967 – 1971 гг.) и второго поколений (1972 – 1982 гг.), на котором были получены до сих пор не имеющие аналога экспериментальные данные. А.А. Ткачук участвовал в создании и развитии научно-технической базы астрономического направления школы проф. Б.Л. Кащеева и как руководитель астрономического сек-

тора и ответственный исполнитель астрономических тем ПНИЛ радиотехники ХПИ и ХИРЭ. Достижения научной школы проф. Б.Л. Кащеева в этом направлении на этапе 1964 – 1982 гг., признаны на международном уровне присвоением трем малым планетам имен «Кащеев» (2000), «ХТУРЭ» (2001), «Волощук» (2002), а на национальном уровне – присвоением многофункциональному геофизическому комплексу ХНУРЭ для исследования атмосферы и притока метеорного вещества на научно-исследовательском полигоне в Балаклейском районе Харьковской области статуса национального достояния Украины (2004).

С 1982 года научная деятельность А.А. Ткачука связана с Национальным научным центром «Институт метрологии» (ННЦ «Институт метрологии») и научно-исследовательской лабораторией «Украинский метрологический центр Государственной службы единого времени и эталонных частот» (научным подразделением ННЦ), где находится государственный первичный эталон единиц времени и частоты Украины. Ранее ННЦ «Институт метрологии» имел название Харьковский государственный научно-исследовательский институт метрологии (ХГНИИМ), столетие которого отмечалось в 2001г. ХГНИИМ был основан как «поверочная палата» Дмитрием Ивановичем Менделеевым в 1901 году в г. Харькове. А.А. Ткачук возглавлял эту лабораторию почти тридцать лет, в последние годы работал как ее ведущий научный сотрудник. В 1985 г. А.А. Ткачуку было присвоено ученое звание (единственное в Украине, которым он очень гордился) «ученого хранителя» эталона времени. Государственный первичный эталон единиц времени и частоты Украины представляет собой уникальный комплекс технических средств со сложной измерительной техникой. Требуемая точность для шкалы времени – единицы наносекунд. Управлять этой сложной системой и обеспечивать ее надлежащее функционирование может специалист только самого высокого уровня. Именно таким специалистом был А.А. Ткачук. Пунктуальный и точный, как само время, А.А.Ткачук смог состояться и быть успешным в качестве главного «хранителя времени» много лет (1985-2011). Харьковский эталон времени был одним из лучших эталонов времени в мире (сейчас входит в двадцатку лучших). В 1996 г. харьковскому эталону единиц времени и частоты присвоен статус национального достояния Украины. За образцовое содержание эталона времени А.А. Ткачук отмечен почетной грамотой Харьковской обладминистрации и Харьковского областного совета (2001), также А.А. Ткачук был награжден правительственной медалью «Ветеран труда» (1991). Благодаря, в основном, личным усилиям А.А. Ткачука в сложные для всей страны годы было сохранено ядро коллектива специалистов Украинского метрологического центра Государственной службы единого времени и эталонных частот, а также достигнуты высокие метрологические характеристики эталона времени, которые позволяют эталону и сегодня принимать участие в формировании международной шкалы атомного времени под эгидой BIPM.

Научное направление школы проф. Б.Л. Кащеева по сличению шкал времени и частоты (во главе с проф. Ю.А.Ковалем) стало основой тесного сотрудничества после 1982 г. между возглавляемой А.А. Ткачуком лабораторией в ННЦ «Институт метрология" и учеными ПНИЛ РТ (впоследствии НУЦ кафедры основ радиотехники) ХНУРЭ. До 2003г. в состав эталона времени входила радиометеорная аппаратура сличения «Метка», разработанная в ХНУРЭ в метеорной школе проф. Б.Л. Кащеева. Испытание и внедрение нескольких поколений радиометеорной аппаратуры сличения «Метка» проходили при непосредственном участии А.А. Ткачука.

Александр Александрович Ткачук был примерным семьянином, замечательным отцом и дедушкой. А.А. Ткачук любил и ценил жизнь, увлекался рыбалкой, с юности освоил мотоцикл. Дом и семья для А.А. Ткачука были источником вдохновения и занимали важное место в его жизни..

Фактически до последних дней А.А. Ткачук сохранял работоспособность и был востребован. В марте 2010 г. презентацией обстоятельного заказного доклада «Становление и развитие радиолокационных наблюдений метеоров в Харькове» А.А. Ткачук открыл научный семинар памяти проф. Б.Л. Кащеева в ХНУРЭ. Летом 2010 г. он участвовал в совещании по

формированию международной шкалы атомного времени под эгидой BIPM. В октябре 2010 г. он запомнился активным участником солидной конференции в стенах ННЦ «Институт метрологии». А.А. Ткачук мужественно справился с известием о своей неизлечимой болезни в начале 2011 г. и, превозмогая страдания, боролся за жизнь, но в день весеннего равноденствия Александра Александровича не стало.

А.А. Ткачук был человеком «для людей» и много сил отдал профсоюзной работе. Он был председателем профсоюзного бюро ПНИЛ радиотехники, членом профкома ХИРЭ, зам. председателя профсоюзного комитета ХГНИИМ.

Он был образцовым во всем, за что ни брался. Александра Александровича Ткачука чтили, уважали и любили все, кто его знал. А.А. Ткачук похоронен в с. Коротич Харьковской области недалеко от могилы своих родителей.

А.А. Ткачук был представителем поколения ученых, чьи знания, усилия, целеустремленность и талант были направлены на решение задач, прославивших отечественную науку и технику и ставших поистине мировым достоянием. Его имя навсегда связано с яркими страницами истории развития Харькова и Харьковской области. Его заслуги достойны самых высоких почестей и оценок.

*Редколлегия*

# РЕФЕРАТЫ РЕФЕРАТИ ABSTRACTS

## РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

**УДК 621.37.+551.553.5**

**Теоретическое обоснование и экспериментальное исследование способа измерения ветра на высотах 80-105 *км* по сигналам телевизионного вещания** / *В.Д. Кукуш, А.Н. Олейников, Jacobi Ch., Ю.В. Лыков* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 10 – 19.

Приведено теоретическое обоснование и результаты экспериментальных исследований способа измерения скорости ветра на высотах 80 – 105 *км* (в области мезопаузы – нижней термосферы) методом радиолокации метеорных следов по сигналам телевизионного вещания. Приведен также совместный анализ результатов измерений, полученных параллельно при помощи предлагаемого способа, специализированного спутника TIMED (NASA) и метеорной РЛС типа "SKiYMET" (обсерватория Collm, Германия). Проведеные измерения впервые показывают возможность использования сигналов телевизионного вещания для измерения скорости ветра методом радиолокации метеорных следов, а применяемая аппаратура может быть взята за основу при создании разнесенных пунктов мониторинга ветровых движений на высотах мезопаузы нижней термосферы на базе существующей сети телевизионного вещания.

Табл. 1. Ил. 5. Библиогр.: 22 назв.

**УДК 621.37.+551.553.5**

**Теоретичне обгрунтування та експеріментальне дослідження способу вимірювання вітру на висотах 80-105 км за сигналами телевізійного мовлення** / *В.Д. Кукуш, А.М.Олейніков, Jacobi Ch., Ю.В.Ликов* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 10 – 19.

Наведено теоретичне обгрунтування та результати експериментальних досліджень способу вимірювання швидкості вітру на висотах 80-105 *км* (в області мезопаузи – ніжньої термосфери) методом радіолокації метеорних слідів за сигналами телевізійного мовлення. Також наведено спільний аналіз результатів вимірювань, отриманих паралельно за допомогою пропонованого способу, спеціалізованого супутника TIMED (NASA) і метеорної РЛС типу "SKiYMET" (обсерваторія Collm, Німеччина). Проведені вимірювання вперше показують можливість використання сигналів телевізійного мовлення для вимірювання швидкості вітру методом радіолокації метеорних слідів, а апаратура, ща була выкористана, може бути взята за основу при створенні рознесених пунктів моніторингу вітрових рухів на висотах мезопаузи нижньої термосфери на базі існуючої мережі телевізійного мовлення.

Табл. 1. Іл. 5. Бібліогр.: 22 назви.

**UDC 621.37.+551.553.5**

**Theoretical and experimental investigation of wind measurements at the 80-105 km heights by television broadcasting signals** / *V. Kukush, A.Oleynikov, Jacobi Ch., Y. Lykov* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 10 – 19.

The main theoretical aspects and results of experimental approbation of the technique, which makes it possible to use terrestrial television broadcast signals as sounding signals for wind measurements at the 80-105 *km* heights (mesosphere-lower thermosphere region) by the radio meteor method are presented. Validation of the experimental results has been performed using datasets from the TIMED satellite and the SKiYMET meteor radar (Collm Observatory, Germany). The measurements show that terrestrial television broadcast signals can be used for MLT wind measurements and that the developed technique can be used for MLT wind monitoring on the basis of the existing terrestrial TV broadcasting network.

1 tab. 5 fig. Ref.: 22 items.

**УДК 65.012.8**

**Модель источника опасного сигнала в канале утечки информации образованного побочными электромагнитными излучениями монитора** / *Ю.В. Лыков, О.А. Сягаева* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 20 -28.

Разработана модель источника опасного сигнала, которая является частью общей модели канала утечки. Полученные результаты позволяют прогнозировать частоты побочного излучения и их вероятный источник в видеотракте ПК.

Табл. 4. Ил. 9. Библиогр.: 4 назв.

**УДК 65.012.8**

**Модель джерела небезпечного сигналу в каналі витоку інформації, утвореного побічним електромагнітним випромінюванням монітора** / *Ю.В. Ликов, О.О. Сягаєва* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 20 – 28.

Присвячено розробці моделі джерела небезпечного сигналу,котра являється частиною загальної моделі каналу витоку інформації. Отримані результаті дозволяють прогнозувати частоти побічного випромінювання та їх імовірне джерело виникнення у відеотракті ПК.

Табл. 4. Іл. 9. Бібліогр.: 4 назви.

**UDC 65.012.8**

**Model of the source of dangerous signal in the channel of information leakage formed by the compromising emanations in the monitor** / *Y.V. Lykov, O.A. Syagaeva* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 20 -28.

The paper developed a model of the source of dangerous signal in the channel information leakage created by compromising emanations. The obtained results allow us to predict the incidence of adverse radiation and their probable source in the video system PC.

4 tab. 9 fig. Ref.: 4 items.

**УДК 004.383.3**

**Спектральный анализ сигналов на основе специализированного микроконтроллера** / *А.Н. Свистун, А.В. Воргуль* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165.– С. 29 – 32.

Рассмотрено построение цифрового фильтра и метод уменьшения времени отклика микроконтроллера (МК). ЦОС выполняется на основе МК dsPIC30F6014A с вычислительной способностью 30 MIPS. Для уменьшения времени отклика МК выбран метод использования целочисленных констант фильтра и передачи данных по скоростным интерфейсам. Построен фильтр 58-го порядка, каскадный, 29 звеньев 2-го порядка. В результате исследования получено время отклика 2.7 *мс*, при длительности временного окна 6 точек; 550 *мкс* – 2 точки. В созданной установке он способен обрабатывать сигнал с частотой 1,8 *кГц* в реальном масштабе времени. Если не требуется обработка сигнала в реальном масштабе времени, то информацию о входном сигнале можно записать в память МК, а далее произвести вычисление.

Ил.6 . Библиогр.: 3 назв.

**УДК 004.383.3**

**Спектральний аналіз сигналів на основі спеціалізованого мікроконтроллера** / *О.М. Свистун, О.В. Воргуль* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 29 – 32.

Розглянуто побудову цифрового фільтра і метод зменшення часу відгуку мікроконтроллера (МК). ЦОС виконується на основі МК dsPIC30F6014A з обчислювальною здатністю 30 MIPS. Для зменшення часу відгуку МК обрано метод використання цілочисельних констант фільтра і передачі даних по швидкісних інтерфейсах. Побудовано фільтр 58-го порядку, каскадний, 29 каскадів 2-го порядку. В результаті дослідження отримано час відгуку 2.7 *мс*, при тривалості часового вікна 6 точок; 550 *мкс* – 2 точки. У створеній установці він здатний обробляти сигнал з частотою 1,8 *кГц* в реальному масштабі часу. Якщо не потрібно обробка сигналу в реальному масштабі часу, то інформацію про вхідний сигнал можна записати в пам'ять МК, а далі провести обчислення.

Іл. 6. Бібліогр.: 3 назви

**UDC 004.383.3**

**Spectral signals analysis on the basis of specialized microcontroller** / *A.N. Svistun, A.V. Vorgul* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 29 – 32.

The digital filter is built and method for reducing a response time of the microcontroller (MC) is used. DSP is based on the MK dsPIC30F6014A with processing capacity of 30 MIPS. To reduce the response time of the MK the method of integer constants of the filter and data transmission via high-speed interfaces are chosen. The filter, cascading, 29-section of the 2nd order, is built. As a result of research, the response 2.7 ms, at the length of the time interval of 6 points; 550 msec – 2 points is received. In the created installation one can process a signal with a frequency up to 1.8 kHz in the real time mode. If not preferred signal processing in real-time, the information of an input signal can be stored in MC memory and then can be processed.

6 fig.. Ref.: 3 items

**УДК 621.391**

**Метеорная система передачи информации: пути к модернизации** / *А.В. Воргуль, Ю.Х.Сулейман* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 33 – 36.

Рассмотрена метеорная система передачи информации, разработанная в ПНИЛ РТ ХНУРЭ. Проанализированы преобразования сигналов в системе. Даны рекомендации по возможным направлениям модернизации системы с целью улучшения ее параметров

Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

**УДК 621.391**

**Метеорна система передавання інформації: шляхи до модернізації** / *О.В. Воргуль, Ю.Х.Сулейман* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 33 – 36.

Розглянуто метеорну систему передавання інформації, що розроблена у ПНДЛ РТ ХНУРЕ. проаналізовані перетворення сигналів системою. Дано рекомендації щодо можливих напрямків модернізації системи з метою її вдосконалення.

Іл. 3. Бібліогр.: 5 назв.

**UDC 621.391**

**Meteor information transmission system: ways to refinement** / *A. Vorgul, Yu. Sulaiman* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 33 – 36.

Meteor information transmission system that has been created in the Problem Scientific Research Laboratory of Radio Engineering in KNURE is considered. Signals processing and transformations are analyzed. Recommendations referring to possible improvements of the system are given.

3 fig. Ref.: 5 items.

**УДК 621.396.96**

**Аномальные задержки антенно-фидерных трактов систем с высокоточным измерением временного положения сигналов** / *Ю.А. Коваль, А.А. Костыря, В.Ю. Приймак, О.А. Соляник, С.Ф.Семенов, Х.Х. Асаад, А.Ф. Хусейн* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 37 – 45.

Приведены результаты теоретического анализа, моделирования и экспериментальных исследований малоизученных отклонений задержек в АФУ от идеальных значений. Такие аномальные задержки необходимо учитывать в системах с высокоточным измерением временного положения сигналов. Показано, что аномальные задержки в АФУ, оцениваемые как разность реальных и идеальных задержек, вызваны искажениями сигналов за счет их отражения от сопротивлений нагрузки и источника, а величина аномальных задержек пропорциональна результирующему коэффициенту отражения и зависит от формы сигнала, метода оценки его временного положения и параметров кабеля. Экспериментальные исследования подтверждают основные теоретические и модельные результаты.

Табл. 1. Ил. 20. Библиогр.: 6 назв.

**УДК 621.396.96**

**Аномальні затримки антенно-фідерних трактів систем з високоточним вимірюванням часового положення сигналів** // *Ю.О. Коваль, О.О. Костыря, В.Ю. Приймак, О.А. Соляник, С.Ф.Семенов, Х.Х. Асаад, А.Ф. Хусейн* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 37 – 45.

Наведено результати теоретичного аналізу, моделювання і експериментальних досліджень маловивчених відхилень затримок в АФП від ідеальних значень. Такі аномальні затримки необхідно враховувати в системах з високоточним вимірюванням тимчасового положення сигналів. Показано, що аномальні затримки в АФП, оцінювані як різниця реальних і ідеальних затримок, викликані спотвореннями сигналів за рахунок їх віддзеркалення від опорів навантаження і джерела, а величина аномальних затримок пропорційна результуючою коефіцієнту відображення і залежить від форми сигналу, методу оцінки його тимчасового положення і параметрів кабелю. Експериментальні дослідження підтверджують основні теоретичні та модельні результати.

Табл. 1. Іл. 20. Бібліогр.: 6 назв.

**UDC621.396.96**

**Anomalous delay of antenna-feeder systems tracts with high-precision measurement of the temporal position of signal** / *J. A. Koval, A. A. Kostirya,V. U. Pryimak, O. A. Solyanik, S. F. Semenov, H. H. Asaad, A. F. Hussein* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 37 – 45.

The results of theoretical analysis, simulation and experimental studies of little-known deviations of delays in the AFD from the ideal values are given. Such anomalous delays must be considered in systems with high-precision measurement of signal time positions. It is shown that abnormal delays in the AFD, estimated as the difference between real and ideal delays caused by the distortion of signals due to reflection from the load resistance and source and quantity of abnormal delay is proportional to the resulting reflection coefficient and depends on the shape of the signal, a method of evaluating its temporal position and the parameters cable. Experimental studies confirm the basic theoretical and modeling results.

1 tab. 20 fig. Ref.: 6 items.

**УДК 621.371.3**

**Экспериментальные исследования возможностей частотно-временной синхронизации при использовании сигналов геостационарных ИСЗ систем SBAS** / *Ю. А. Коваль, Е. А. Иванова, А. А. Костыря, А. Ф.Хусейн, Б. А. Ал-Твежри, Х. Х. Асаад* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 46 – 55.

Приведены результаты экспериментальных исследований запатентованного альтернативного метода частотно-временной синхронизации, основанного на приеме и обработке сигналов ИСЗ систем SBAS. Оценены погрешности синхронизации при использовании кодовых и фазовых измерений. Намечены пути снижения погрешностей.

Табл. 1. Ил. 20. Библиогр.: 9 назв.

**УДК 621.371.3**

**Експериментальні дослідження можливостей частотно-часової синхронізації при використанні сигналів геостаціонарних ШСЗ систем SBAS** / *Ю. О. Коваль, О. О. Іванова, О. О. Костиря, , А. Ф.Хусейн, Б. А. Ал-Твежрі, Х. Х. Асаад* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 46 – 55.

Наведено результати експериментальних досліджень запатентованого альтернативного методу частотно-часової синхронізації, заснованого на прийманні та обробці сигналів ШСЗ систем SBAS. Зроблено оцінку похибки синхронізації при використанні кодових та фазових вимірювань. Намічено шляхи зниження похибок.

Табл. 1. Іл. 20. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.371.3

**Experimental research of frequency – time synchronization capabilities using signals of geostationary satellite SBAS systems** / *Yu. A.Koval, E.A. Ivanova, A.A.Kostyrja., A.F. Hussein, B. A. Al-Twejri, H. H. Asaad* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 46 – 55.

The results of experimental studies of the patented alternative method of time-frequency synchronization based on reception and processing of geostationary satellite signals of SBAS systems are given. Synchronization error, when using code and phase measurements, is estimated. Ways of reducing errors are indicated.

1 tab. 20 fig. Ref.: 9 items.

**УДК 621.371.3**

**Автоматизированный алгоритм распознавания и анализа метеорных АВХ** / *И. Е. Антипов, Е. Ю. Бондарь, Н. О. Сорох, О. А. Соляник* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 56 – 62.

Работа посвящена исследованию автоматизированных алгоритмов распознавания и анализа метеорных амплитудно-временных характеристик (АВХ). Рассмотрены особенности задачи обработки метеорных АВХ, ее основные этапы, и алгоритмы, позволяющие ее реализовать и автоматизировать.

Табл. 1. Ил. 6. Библиогр.: 8 назв.

**УДК 621.371.3**

**Автоматизований алгоритм розпізнавання і аналізу метеорних АЧХ** / *І. Є. Антіпов, Є. Ю. Бондар, Н. О. Сорох, О. А. Соляник* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 56 – 62.

Робота присвячена дослідженню автоматизованих алгоритмів розпізнавання та аналізу метеорних амплітудно-часових характеристик (АЧХ). Розглянуто особливості задачі обробки метеорних АЧХ, її основні етапи, і алгоритми, що дозволяють її реалізувати та автоматизувати.

Табл. 1. Іл. 6. Бібліогр.: 8 назви.

**UDC 621.371.3**

**Automated algorithm for identification and analysis of meteor ATR** / *I.E. Antipov, E.Yu. Bondar, N.O. Soroh, O.A. Solyanik* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 56 – 62.

This work is devoted to investigation into the automated detection algorithms and analysis of meteor amplitude-time characteristics (ATR). The features of the task of handling the meteor ATR, their main stages and algorithms, which make them possible to be implemented and automated, are considered.

1 tab.6 fig. Ref.: 8 items.

**УДК 528.2:629.78**

**О линеаризации уравнений наблюдений в задачах высокоточного ГНСС – позиционирования** / *И.В. Дицкий* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 63 – 68.

Представлены результаты исследований возможностей линеаризации уравнений ГНСС- наблюдений в задачах высокоточного позиционирования. Дается оценка необходимой точности начальных приближений координат для получения требуемого уровня остаточной погрешности в задачах обнаружения, оценки и устранения фазовых циклических скачков и в задаче разрешения фазовой неоднозначности.

Табл. 2. Ил. 4. Библиогр.: 3 назв.

УДК 528.2:629.78

**Про лінеаризацію рівнянь спостережень у завданнях високоточного ГНСС – позиціонування** / *І.В. Діцький* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165.– С. 63 – 68.

Представлено результати досліджень можливостей лінеаризації рівнянь ГНСС- спостережень у завданнях високоточного позиціонування. Дається оцінка необхідної точності початкових приближень координат для одержання необхідного рівня залишкової погрішності в задачах виявлення, оцінки й усунення фазових циклічних стрибків і в задачі вирішення фазової неоднозначності.

Табл. 2. Іл. 4. Бібліогр.: 3 назви.

**UDC 528.2:629.78**

**About equations linearization of observations in the tasks of high-precision GNSS positioning** / *I.V. Ditskyi* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 63 – 68.

The study results of linearization possibilities of GNSS observation equations in the high-precision positioning tasks are presented in the article. The estimation of necessary initial coordinates approximation accuracy for obtain of required level of a residual errors in the tasks of detection, estimation and repair of carrier phase cycle slips and in the carrier phase ambiguity resolution task is given.

Tab.2. 4 fig. Ref.: 3 items

**УДК 528.2:629.78**

**Аппроксимация гладкими функциями расчетных ионосферных коррекций в задачах точного ГНСС-позиционирования** / *Е. А. Бессонов* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С.69 – 74.

Рассмотрена задача аппроксимации ионосферных коррекций, рассчитанных по моделям Klobuchar и GIM IONEX, с использованием полиномиальных зависимостей. Такое представление позволяет исключить изломы и скачки, возникающие при использовании известных алгоритмов и рекомендаций по моделированию регулярной составляющей ионосферной задержки. В ходе исследований предложена методика и выработаны рекомендации по выбору порядка модели аппроксимирующего ионосферные коррекции полинома в зависимости от длительности участков наблюдений и режима координатных определений – абсолютного и дифференциального ГНСС-позиционирования. Предложенные рекомендации позволяют обеспечить приемлемый уровень остаточных погрешностей аппроксимации абсолютных (10 – 20 *см*) и дифференциальных (1 – 3 *см*) ионосферных коррекций.

Табл. 2. Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

**УДК 528.2:629.78**

**Апроксимація гладкими функціями розрахункових корекцій у задачах точного ГНСС-позиціонування** / *Є. А. Безсонов* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 69 – 74.

Розглянута задача апроксимації іоносферних корекцій, розрахованих по моделям Klobuchar та GIM IONEX, з використанням поліноміальних залежностей. Таке представлення дозволяє виключити зломи та стрибки, що виникають при використанні відомих алгоритмів та рекомендацій з моделювання регулярної складової іоносферної затримки. У ході досліджень запропонована методика та вироблені рекомендації з вибору порядку моделі апроксимуючої іоносферні корекції полінома в залежності від тривалості ділянки спостережень та режиму координатних визначень – абсолютного та диференційного ГНСС-позиціонування. Запропоновані рекомендації дозволяють забезпечити прийнятний рівень залишкових похибок апроксимації абсолютних (10 – 20 *см*) та диференційних (1 – 3 *см*) іоносферних корекцій.

Табл. 2. Іл. 3. Бібліогр.: 3 назви.

**UDC 528.2:629.78**

**Approximation using smooth functions of the calculation of ionospheric corrections in the problems of accurate GNSS-positioning** / *E.A. Bessonov* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 69 – 74.

The problem of approximations of the ionospheric corrections, calculated with Klobuchar and GIM IONEX models using polynomial curves, is considered. This representation makes it possible to exclude jumps and discontinuities appearing when using available algorithms and recommendations concerning simulation of the ionospheric delay regular component. The technique and recommendations on the choice of model order approximating polynomial depending on the duration of the observations and mode coordinate definitions – absolute and differential GNSS positioning are proposed in during research. The proposed recommendations provide an acceptable level of residual errors in approximating the absolute (10 .- 20 *cm*) and differential (1 – 3 *cm*) ionospheric delays.

2 tabl. 3 figs. Ref.: 3 items.

**УДК 629.056.84**

**Учет «wind-up»-эффекта в задачах высокоточного GPS-позиционирования** / *А.И. Яковченко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 75 – 79.

Рассмотрена задача учета дополнительного фазового набега из-за воздействия «wind-up»-эффекта, обусловленного вращением GPS спутников в процессе их ориентирования. Представлены результаты оценки и анализа соответствующих фазовых погрешностей, а также рекомендации по расчёту и вводу коррекций в результаты фазовых наблюдений в задачах высокоточного дифференциального и PPP позиционирования. Показано, что в ходе обработки GPS наблюдений необходимо учитывать особенности поведения спутников GPS BLOCK II/IIA GPS при их нахождении в тени Земли и выходе из тени.

Ил.: 4. Библиогр: 6 назв.

**УДК 629.056.84**

**Урахування «wind-up»-ефекту в задачах високоточного GPS-позиціонування** / *О.І. Яковченко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 75 – 79.

Розглянуто задача урахування додаткового фазового набігу із-за дії «wind-up»-ефекту, що обумовлений обертанням GPS супутників в процесі їх орієнтування. Представлені результати оцінки і аналізу відповідних фазових погрішностей, а також рекомендації за розрахунком і введенням корекцій в результати фазових спостережень в задачах високоточного диференціального і PPP позиціонування. Показано, що в ході обробки GPS спостережень необхідно враховувати особливості поведінки супутників GPS BLOCK II/IIA GPS при їх знаходженні в тіні Землі і виході з тіні.

Іл.: 4. Бібліогр: 6 назв.

**UDC 629.056.84**

**Accounting of «wind-up» effect in the tasks of high-precision GPS-positioning** / *A.I.Yakovchenko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 75 – 79.

The problem of accounting the additional carrier phase shift due to the impact of «wind-up» effect provided by the rotation of the GPS satellites during their orientation is examined. There are presented the results of assessment and analysis of the carrier phase errors as well as recommendations for calculating the corrections in the results of the phase observations in the tasks of high-precision differential and PPP positioning. It is shown that during processing of GPS

observations the behavior of GPS BLOCK II/IIA satellites during their presence in Earth's shadow and after coming out of the shadow should be taken into account.

4 fig. Ref. 6 items.

**УДК 551.510**

**Свойства мощных метеорных потоков каталога ХНУРЭ** / *Д.Ю. Горелов, Ю.И. Волощук* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 80 – 89.

Предложена методика отбора мощных метеорных потоков, учитывающая условия пересечения средней орбиты потока с орбитой Земли, физический и геометрический факторы селективности радиолокационных наблюдений метеоров. Выявлены структурные особенности пространства элементов орбит 200 самых мощных метеорных потоков каталога ХНУРЭ. Показано, что для большинства потоков родительскими телами можно считать астероиды групп Apollos, Amors и Atens.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 7 назв.

**УДК 551.510**

**Властивості потужних метеорних потоків каталогу ХНУРЕ** / *Д.Ю. Горелов, Ю.І. Волощук* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 80 – 89.

Запропоновано методику відбору потужних метеорних потоків, що враховує умови перетину середньої орбіти потоку орбіти Землі, фізичний і геометричний фактори селективності радіолокаційних спостережень метеорів. Виявлено структурні особливості простору елементів орбіт 200 найпотужніших метеорних потоків каталогу ХНУРЕ. Показано, що для більшості потоків батьківськими тілами можна вважати астероїди груп Apollos, Amors і Atens.

Табл.1. Іл. 4. Бібліогр.: 10 назв.

**UDC 551.510**

**The properties of powerful meteor streams from the catalogue of KNURE** / *D.Y. Gorelov, Y.I. Voloshchuk* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 80 – 89.

The method for selection of powerful meteor streams is offered, it takes into account the terms of the stream's middle orbit crossing with the orbit of the Earth, physical and geometrical factors of selectivity of radio-location supervisions of meteors. The structural features of orbits elements of 200 most powerful meteor streams from the catalogue of KNURE are revealed. It is demonstrated that for most of streams it is possible to consider the asteroids of the groups of Apollos, Amors and Atens paternal bodies.

Tabl. 4. fig. Ref.: 10 items.

## СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

**УДК 621.391.7**

**Исследование влияния отводного канала с электрической связью на параметры защищенности цифровых систем передачи информации на основе xdsl технологий** / *И.В Шинкаренко, А.И. Цопа* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 90 – 97.

Представлена модель оценки влияния отводного канала на легитимный канал связи при непосредственном подключении к линии связи аппаратуры нарушителя, на основе матричного описания проводного канала с использованием *S*-параметров и приведены результаты численных экспериментов.

Ил. 10. Библиогр.: 14 назв.

**УДК 621.391.7**

**Дослідження впливу відвідного каналу з електричною зв'язком на параметри захищеності цифрових систем передачі інформації на основі xdsl технологій** / *І. В. Шинкаренко, О.І. Цопа* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 90 – 97.

Пропонується модель оцінки впливу відвідного каналу на легітимний канал зв'язку при безпосередньому підключенні до лінії зв'язку апаратури порушника на основі матричного опису провідного каналу з використанням S-параметрів і наведено результати чисельних експериментів.

Іл. 10. Бібліогр.: 14 назв.

**UDC 621.391.7**

**Investigation into the action of the wiretap channel with the electrical connection on the parameters of protection of the digital information transmission systems based on xdsl technologies** / *I. V. Shinkarenko, A.I. Tsopa* Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 90 – 97.

The model is presented for estimating the action of a wiretap channel on the legitimate communication channel with direct connection of an intruder's communication equipment based on the matrix description of conduit using the S-parameters and the results of numerical experiments.

10 fig. Ref.: 14 items.

**УДК 621.391.7**

**Приближенный анализ защищённости системы MIMO на основе кластерной модели отводного канала. Часть II: результаты моделирования** / *А.А Кузнецов, А.И. Цопа* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 98 – 102.

Приведены результаты моделирования системы *MIMO* 2x2 на основе кластерной модели, описанной в первой части статьи. Построена характеристика качества связи и скрытности системы для стационарного канала с отражающими объектами в среде распространения. Результаты моделирования сверены с теоретическими. Приведены графики помехоустойчивости системы при воздействии одночастотной помехи.

Ил. 6. Библиогр.: 7 назв.

**УДК 621.391.7**

**Наближений аналіз захищеності системи MIMO на основі кластерної моделі відвідного каналу. Частина II: результати моделювання** / *О.О. Кузнєцов, О.І. Цопа* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 98 – 102.

Наведено результати моделювання системи *MIMO* 2x2 на основі кластерної моделі, описаної в першій частині статті. Побудованоа характеристику якості зв'язку та прихованості системи для стаціонарного каналу з відбиваючими об'єктами в середовищі поширення. Результати моделювання звірено з теоретичними. Наведено графіки завадостійкості системи за умов впливу одно частотної завади.

Іл. 6. Бібліогр.: 7 назв.

**UDC 621.391.7**

**Approximate security analysis of MIMO system using a cluster model of the wiretap channel. Part II: simulation results** / *A.A. Kuznietsov, A.I. Tsopa* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 98 – 102.

The results of the wireless *MIMO* 2x2 system modeling, based on the cluster model described in the first part are presented in the paper. The curves of the channel quality and system latency for the stationary channel with reflecting objects are built. Modeling results are compared to the theoretical ones. Graphics of the channel immunity for single frequency interferer are given.

6 fig. Ref.: 7 items.

**УДК 681.3.06:519.248.681**

**Применение нечеткой логики для повышения безопасности сетей на основе технологии Wi-Fi** / *И. Е. Антипов, Т. А. Ященко, Нух Таха Насиф* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 103 – 106..

Описан алгоритм работы системы обнаружения вторжений в Wi-Fi сети с использованием нечеткой логики. Этот алгоритм позволяет принимать решение о наличии потенциальной угрозы безопасности с учетом различных или быстро меняющихся условий, которые системы обнаружения вторжений не учитывают. Могут анализироваться такие параметры, объем переданной и принятой информации, скорость передачи, дина пакета, MAC-адреса пользователей и уровень сигнала. Предложенный в работе алгоритм анализа состояния Wi-Fi сети на основе нечеткой логики позволяет более адекватно принимать решения об аномальности сети. Применение нечеткой логики дает возможность корректировать решения в зависимости от изменения условий функционирования сети. Так же система может работать как в автоматическом режиме (сама принимает решение) так и с помощью оператора (эксперт, проанализировав полученные результаты, в зависимости от ситуации сам принимает решение).

Ил. 6. Библиогр. : 4 назв.

**УДК 681.3.06:519.248.681**

**Застосування нечіткої логіки для підвищення безпеки мереж на основі технології Wi-Fi** / *І. Є. Антіпов, Т. О. Ященко, Нух Таха Насиф* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 103 – 106.

Описано алгоритму роботи системи виявлення вторгнень в Wi-Fi мережі з використанням нечіткої логіки. Цей алгоритм дозволяє приймати рішення про наявність потенційної загрози безпеки з урахуванням різних або швидко мінливих умов, що системи виявлення вторгнень не враховують. Можуть аналізуватися такі параметри, обсяг переданої та прийнятої інформації, швидкість передачі, довжина пакета, MAC-адреса користувачів і рівень сигналу. Запропонований у роботі алгоритм аналізу стану Wi-Fi мережі на основі нечіткої логіки дозволяє більш адекватно приймати рішення про аномальність мережі. Застосування нечіткої логіки дає можливість коригувати рішення в залежності від зміни умов функціонування мережі. Так само система може працювати як в автоматичному режимі (сама приймає рішення) так і з допомогою оператора (експерт, проаналізувавши отримані результати, в залежності від ситуації сам приймає рішення).

Іл. 6. Бібліогр. : 4 назв.

**UDC 681.3.06:519.248.681**

**Fuzzy logic applications to enhance the security of networks based on Wi-Fi technology** / *I. E. Antipov, T. A. Yashchenko, Noohx Taha Nasif* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 103 – 106.

The algorithm of the intrusion detection system operation in Wi-Fi networks using fuzzy logic is described. This algorithm allows making decisions about potential security dangers, taking into account different or rapidly changing conditions. The following parameters can be analyzed: the volume of the sent and received information, the

transmission speed, the packet length, MAC-addresses of users and signal level. The algorithm for analyzing the state of the Wi-Fi network based on the fuzzy logic, which is suggested in the paper, allows more adequate decisions about anomalous network. Fuzzy logic makes it possible to adjust the decision according to the changing conditions of the network. The system can operate in the automatic mode (it makes a decision itself), and with the help of an expert (an expert analysis of the results, depending on the situation, he makes a decision).

6 fig. Ref.: 4 items.

**УДК 621.396.74**

**Метод расчета радиоканала цифровых систем передачи информации с заданной вероятностью обнаружения** / *М.К. Абдул-Хуссейн, А.А. Стрельницкий, А.Е. Стрельницкий, В.М. Шокало, Е.В. Ягудина* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 107 – 111.

Изложен приближенный метод расчета радиоканала цифровых систем передачи информации (ЦСПИ) с заданной вероятностью обнаружения. Показано, что при расчетах возникает необходимость использования экспериментальных угловых зависимостей интенсивности полей, создаваемых клиентскими адаптерами беспроводных каналов связи.

Предложена методика построения двухмерных зон обнаружения работы ЦСПИ, применяя которую можно определить ее скрытность.

Табл. 1. Ил. 4. Библиогр.: 4 назв.

**УДК 621.396.74**

**Метод розрахунку радіоканалу цифрових систем передачі інформації із заданою імовірністю виявлення** / *М.К. Абдул-Хуссейн, О.О. Стрельницький, О.Є. Стрельницький, В.М. Шокало, О.В. Ягудина* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 107 – 111.

Викладено наближений метод розрахунку радіоканалу цифрових систем передачі інформації (ЦСПІ) із заданою імовірністю виявлення. Показано, що при розрахунках виникає необхідність використання експериментальних кутових залежностей інтенсивності полів, створюваних клієнтськими адаптерами бездротових каналів зв'язку.

Запропоновано методику побудови двомірних зон виявлення роботи ЦСПІ, застосовуючи яку можна визначити її скритність.

Табл. 1. Іл. 4. Бібліогр.: 4 назви.

**UDC 621.396.74**

**The method for calculating channel digital communication systems with a given probability of detection** / *M.K. Abdul-Hussein, O.O. Strelnitskiy, O.E. Strelnitskiy, V.M. Shokalo, O.V. Yagudina* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 107 – 111.

An approximate method for calculating channel digital communication systems (DCS) with a given probability of detection is presented. It is shown that, when calculating, the need arises to use the experimental angular dependence of the fields created by customers' adapters wireless communication channels.

The method for constructing the two-dimensional detection zones of DCS operation is presented, one can determine its secrecy using it.

1 tab. 4 fig. Ref.: 4 items.

## ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА АНТЕНН И МИКРОВОЛНОВІХ УСТРОЙСТВ

**УДК 621.396.67:621.314.6**

**Передающая подсистема беспроводной передачи энергии к труднодоступным объектам на основе многопозиционной системы излучателей с фокусировкой излучения. Часть 1** / *А.В. Гомозов, В.И.Гомозов, В.М. Шокало, Д.В. Грецких, Ш.Ф.А. Аль-Самарай* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 112 – 118.

Изложено состояние работ по системам беспроводной передачи электроэнергии (БПЭ). Предложена БПЭ малой дальности к труднодоступным объектам, расположенным в горах, на островах морей и крупных озер, на основе многопозиционной системы излучения с фокусировкой одноступенчатых дискретных V-образных многочастотных сигналов и ректенны. Приведены пространственные временные и энергетические характеристики одноступенчатых дискретных V-образных многочастотных сигналов.

Ил. 8. Библиогр.: 26 назв.

**УДК 621.396.67:621.314.6**

**Передавальна підсистема бездротової передачі енергії до важкодоступних об'єктів на основі багатопозиційної системи випромінювачів з фокусуванням випромінювання. Частина 1** / *А.В.Гомозов. В.И. Гомозов, В.М. Шокало, Д.В. Грецьких Д.В., Ш.Ф.А. Аль-Самарай* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 112 – 118.

Викладено стан робіт з систем бездротової передачі електроенергії (БПЕ). Запропоновано БПЕ малої дальності до важкодоступних об'єктів, розташованих у горах, на островах морів і великих озер, на основі багатопозиційної системи випромінювання з фокусуванням одноступеневих дискретних V-образних багаточастотних

сигналів і ректенни. Наведені просторово – часові та енергетичні характеристики одноступеневих дискретних V-образних багаточастотних сигналів

Іл. 8. Бібліогр.: 26 назв.

**UDC 621.396.67:621.314.6**

**Transmitting subsystem of wireless power transmission remote objects based on multi-site system with the radiation focusing. Part 1** / *A.V. Gomozov, V.I. Gomozov, V.M. Shokalo, D.V.Gretskih, Sh.F.A. Al – Samaray* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 112 – 118.

The state of work on wireless systems of electric power transmission is presented (WPT). The system of a small range to the remote objects located in mountains, on islands in seas and large lakes, based on the multi-item system of radiation with focusing of one-stage discrete V-shaped multi-frequency signals and the rectenna is offered. Spatial time and power characteristics of one-stage discrete V-shaped multi frequency signals are presented.

8 fig. Ref.: 26 items.

**УДК 621. 396. 67**

**Корреляционные характеристики поля на фокальной сфере круглой сфокусированной апертуры** / *В.В. Должиков* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 119 – 133.

Получены выражения для корреляционных и взаимных корреляционных функций вещественной и мнимой компонент поля, а также его амплитуды и фазы для произвольно расположенных точек наблюдения. Проведен детальный анализ корреляционных свойств поля в случае, когда точки наблюдения лежат на фокальной сфере.

Ил. 6. Библиогр.: 7 назв.

**УДК 621. 396. 67**

**Кореляційні характеристики поля на фокальній сфері круглої сфокусованої апертури** / *В.В. Должиков* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 119 – 133.

Отримано вирази для кореляційних і взаємних кореляційних функцій дійсної та уявної компонент поля, а також його амплітуди і фази для довільно розміщених точок спостереження. Проведено детальний аналіз кореляційних властивостей поля у випадку, коли точки спостереження лежать на фокальній сфері.

Іл. 6. Бібліогр.: 7 назв.

**UDC 621. 396. 67**

**Correlation characteristics of a field on the focal sphere of the circular focused aperture** / *V.V. Dolzhikov* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 119 – 133.

Expressions for correlation and mutual correlation functions of the real and imaginary field components and its amplitudes and phases for the observation points located arbitrary are derived. The detailed analysis of correlation properties of the field in a case when observation points lay on the focal sphere is carried out.

6 fig. Ref.: 7 items.

**УДК 621.396.67**

**Программное обеспечение в задачах моделирования и измерения параметров ФАР** / *В.А. Усин, В.И. Марков, С.В. Помазанов А.В. Усина, Филоненко А.Б.* // Радиотехника : Всеукр. межвед. наук.-техн. сб. – 2011. – Вып.165. – С. 134 – 148.

Разработан комплекс программ моделирования диаграмм направленности плоских антенных решеток, входящий в состав автоматизированного измерительно-моделирующего комплекса, предназначенного для измерения характеристик и настройки ФАР. Комплекс обеспечивает выбор формы апертуры, ее структуры, типа излучающих элементов, их размещения и амплитудно-фазового распределения поля на апертуре. Данный программный комплекс используется для обоснования допусков, оценки влияния ошибок изготовления и дискретности управления на параметры ФАР. По группе реализаций ДН оцениваются статистически характеристики ДН и коэффициента направленного действия ФАР при наличии детерминированных и случайных фазовых ошибок возбуждения элементов ФАР. При моделировании используются прямоугольная или треугольная сетка размещения излучателей с возможностью смещения рядов в горизонтальной или вертикальной плоскости.

Ил. 13. Библиогр.: 31 назв.

**УДК 621.396.67**

**Програмне забезпечення в задачах моделювання та вимірювання параметрів ФАР** / *В.А. Усін, В.І. Марков, С.В. Помазанов А.В. Усіна, А.Б. Філоненко* // Радіотехніка : Всеукр. між від. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип.165. – С. 134 – 148.

Розроблено комплекс програм моделювання діаграм спрямованості (ДС) антенних решіток, що входить до складу автоматизованого вимірювально-моделюючого комплексу, призначеного для вимірювання характеристик і настроювання ФАР. Комплекс забезпечує вибір форми апертури, її структури, типу випромінюючих елементів, їхнього розміщення й амплітудно-фазового розподілу поля на апертурі. Даний програмний комплекс використовується для обґрунтування допусків, оцінки впливу помилок виготовлення й дискретності управління променем на параметри ФАР. По групі реалізацій ДС оцінюються статистично характеристики ДС і коефіцієнта спрямованої дії ФАР при наявності детермінованих і випадкових фазових помилок збудження елементів ФАР.

При моделюванні використовуються прямокутна або трикутна сітка розміщення випромінювачів із можливістю зсуву рядів у горизонтальній або вертикальній площині.

Іл. 13. Бібліогр.: 31 назв.

**UDC 621.396.67**

**Software-Aided Design in Phased Arrays Antennas Simulation and Measurements** / / *V.A. Usin, V.I. Markov, S.V. Pomazanov, A.V. Usina, A.B. Filonenko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 134 – 148.

This article presents a description of the computer program "Modeling AFR", a sophisticated phased-array simulator software package for the design and analysis of a wide variety of planar phased-array antennas. It offers accurate, high-speed computation of the far-field patterns of planar phased antennas, including advanced far-field analysis capabilities and comprehensive visualization of the simulated results. It is used for the estimation of permissible variation of the manufacture's errors on parameters of the phased arrays. For the statistical verification of tolerances the group of realization of antenna's patterns is simulated in the presence of the determined and casual phase errors.

Program can handle aperture configurations with the array elements sited along rectangular or triangular lattices with or without offset of rows in a horizontal or vertical plane. The aperture may consist of subarrays.

13 fig. Ref.: 31 items.

**УДК 621.396.67**

**Оценка точности амплитудных методов определения параметров антенн** / *А.В. Усина* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С.149 – 156.

Приведены алгоритмы определения характеристик излучающих систем амплитудными методами. Результаты численных расчетов показывают, что требования к условиям измерений (размерам области измерений, шагу измерений) и к точности измерений близки к соответствующим требованиям, необходимым для реализации голографического метода определения характеристик антенн.

Ил. 5. Библиогр.: 6 назв.

**УДК 621.396.67**

**Оцінка точності амплітудних методів визначення параметрів антен** / *Г.В. Усіна* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 149 – 156.

Наведено алгоритми визначення характеристик випромінюючих систем амплітудними методами. Результати чисельних розрахунків показують, що вимоги до умов вимірювань (розмірам області вимірювань, шагу вимірювань) та до точності вимірювань близькі до відповідних умов, які необхідні для реалізації голографічного методу визначення характеристик антен.

Іл. 5. Бібліогр.: 6 назв.

**UDC 621.396.67**

**Estimation of antenna parameters determination accuracy using amplitude methods** / *A.V. Usina* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 149 – 156.

Algorithms for determination of radiation systems characteristics using amplitude methods are presented. Results of numerical calculations show that measurement and accuracy requirements are similar to the appropriate requirements on realization of the holographic method for the antenna characteristics determination.

5 fig. Ref.: 6 items.

***

**УДК 621.396.96**

**Структура качества информационного обеспечения потребителей совместными системами наблюдения воздушного пространства** / *И.В. Свид* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 157 – 160.

Приведена структура качества информационного обеспечения потребителей совместными системами наблюдения воздушного пространства. Показано, что интегральным показателем качества информационного обеспечения потребителей может быть вероятность информационного обеспечения, которая является составляющей вероятностей обнаружения, измерения и объединения информации всех каналов совместной системы наблюдения при формировании формуляра воздушного объекта.

Ил. 3. Библиогр. 3 назв.

**УДК 621.396.96**

**Структура якості інформаційного забезпечення користувачів сполученими системами спостереження повітряного простору** / *І.В. Свид* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 157 – 160.

Наведено структуру якості інформаційного забезпечення споживачів сполученими системами спостереження повітряного простору. Показано, що інтегральним показником якості інформаційного забезпечення споживачів може бути імовірність інформаційного забезпечення яка є складовою імовірностей виявлення, виміру та поєднання інформації всіх каналів сполученої системи спостереження при формування формуляру повітряного об'єкту.

Іл. 3. Бібліогр. 4 назви.

**UDC 621.396.96**

**Structure to ensure the quality of information consumers by joint air space observing systems** / *I.V. Svyd* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 157 – 160.

This article provides a structure to ensure the quality of information consumers by joint air space observing systems. It is shown that the integral indicator of the quality of information supply to consumers can be the probability of an information support, which is a component of the probability of detection, measurement and combining information of all channels consumers by joint air space observing systems during the formation of the air object formulary.

3 fig. Ref.: 4 items.

**УДК 629.7.064.5**

**Обоснование оптимальных конструктивно-технологических решений перспективных отечественных солнечных батарей** / *Н.В. Замирец, В.Н. Борщов, А.М. Листратенко, В.А. Антонова, О.Н. Замирец, Н.И. Слипченко, И.Т. Тымчук, Ю.А. Шовкопляс, И.Т. Перекопский* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С.161 – 168.

Проанализированы требования к техническим характеристикам СБ для космического аппарата на платформе МС-2. Приведены результаты расчета фотоэлектрических параметров СБ на основе современных однопереходных GaAs/Ge–ФП. Обоснована оригинальная схема компоновки СБ с учетом технических требований и технологических ограничений. Предложены решения для перспективных СБ будущих отечественных КА на платформе МС-2 с использованием инновационных технологий, трехпереходных арсенид-галлиевых ФП с КПД≈27-30% и модулей ФП на гибком алюминий – полиимидном носителе.

Табл.3. Ил.4. Библиогр.: 7 назв.

**УДК 629.7.064.5**

**Обґрунтування оптимальних конструктивно-технологічних рішень перспективних вітчизняних сонячних батарей** / *М.В. Замірець, В.М. Борщов, О.М. Лістратенко, В.А. Антонова, О.М. Замірець, М.І. Сліпченко, І.Т. Тимчук, Ю.А. Шовкопляс, І.Т. Перекопський* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 161 – 168.

Проаналізовано вимоги до технічних характеристик СБ для космічного апарату на платформі МС-2. Наведено результати розрахунку фотоелектричних параметрів СБ на основі сучасних одноперехідних GaAs/Ge-ФП. Обґрунтовано оригінальну схему компоновки з урахуванням технічних вимог і технічних обмежень. Запропоновано рішення для перспективних СБ майбутніх КА на платформі МС-2 з використанням інноваційних технологій, триперехідних арсенід-галлієвих ФП з ККД≈27-30% та модулів ФП на гнучкому алюміній-поліімідному носієві.

Табл. 3. Іл. 4. Бібліогр.: 7 назв.

**UDC 629.7.064.5**

**Substantiation of an optimal design-technological solutions of perspective domestic solar arrays**/ *M. Zamirets, V. Borshchov, O. Listratenko, V. Antonova, O. Zamirets, M. Slipchenko, I. Tymchuk, Yu. Shovkoplyas, I. Perekopskiy* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 161 – 168.

Requirements to technical parameters of solar array for space vehicle on the MS-2 platform are analyzed. The results of solar array photoelectrical parameters calculation on the basis of modern single-junction GaAs/Ge solar cells are shown. Original scheme of arrangement taking into account the requirements and technical limits is founded. Offered solutions for the perspective solar arrays of future space vehicles on the MS-2 platform with usage of innovative technologies, triple-junction gallium-arsenide solar cells efficiency ≈27-30% and modules of solar cells on the flexible aluminium-polyimide carrier.

Tab.3, fig.4, Ref.: 7 items.

**УДК 535.4**

**Дифракция света на двумерной решетке из бесконечно тонких мет аллических пластин** / *Е.А.Безуглый, А.В.Безуглый, А.М.Петченко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С.169 – 172.

Предлагается квантовомеханическая модель явления дифракции света на двумерной решетке из безконечно тонких металлических пластин. Исходя из предположения о том, что фотоны, проходя через щели, взаимодействуют с электронами вещества, показано, что вид дифракционной картины, наблюдаемой на экране, определяется спектром импульсов электронов вещества из которого изготовлены пластины. Получено соотношение, определяющее дифракционные углы, под которыми наблюдаются максимумы освещенности, совпадающее в случае одномерной решетки для малых углов дифракции с известным уравнением дифракционной решетки.

Ил.3. Библиогр.:5 назв.

**УДК 535.4**

**Дифракція світла на двомірній гратці із нескінченно тонких металевих пластин** / *Є.А.Безуглий, А.В.Безуглий, О.М.Петченко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 169 – 172.

Пропонується квантовомеханічна модель явища дифракції світла на двовимірній гратції із нескінченно тонких металевих пластин. Виходячи з припущення, що фотони, проходячи через щілини, взаємодіють з

електронами речовини, показано, що вид дифракційної картини, яка спостерігається на екрані, визначається врешті решт спектром импульсів электронів речовини з якої виготовлені пластини. Отримано співвідношення. що визначає дифракційні кути, під якими спостерігаються максимуми освітленості, яке у випадку одновимірної гратки для малих кутів дифракції збігається з відомим рівнянням дифракційної гратки.

Іл.3. Бібліогр.: 5 назв.

**UDC 535.4**

**DIFFRACTION OF LIGHT ON THE TWODIMENSIONEL GRATING OF THE INFINITELY THIN METALLIC PLATES** / *E.A. BESOUGLY , A.V. BESOUGLY, A.M.PETCHENCO* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 169 – 172.

The quantum mechanics model of the diffraction of photons on the twodimensional grating of the infinitely thin plates is proposed. Supposing photons flighting throus slit interect with electrons of solid it is demonstrated that diffraction pattern is determinated by spectrum of momentums of electrons. Expression determining diffraction angles of scattered photons coinsiding in the case of small diffraction angles and ondimensional grating with known equation of diffraction grating is obtaind.

3fig.Ref.:5 items.

**УДК 621.391: 519.246.8**

**Статистическое моделирование составных векторных случайных процессов** / *В.А. Тихонов, И.О. Филь* //.Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 173 – 176.

Рассмотрен новый класс векторных стационарных случайных процессов. Получены оценки корреляционных функции и параметрической спектральной плотности мощности составного векторного случайного процесса. Показаны преимущества использования модели СВСП перед обычными методами статистического анализа таких классов процессов.

Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

**УДК 621.391: 519.246.8**

**Статистичне моделювання складових векторных випадкових процесів** / *В.А. Тихонов, І.О. Філь* Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 173 – 176.

Розглянуто новий клас векторних стаціонарних випадкових процесів. Отримані графіки кореляційної функції та параметричної спектральної щільності потужності складового векторного випадкового процесу. Показані переваги використання СВВП поряд зі звичайними методами статистичного аналізу таких класів процессів.

Іл. 1. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.391: 519.246.8

**Statistical modeling complex stationary random processes** / *V. Tykhonov, I. Fil* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 173 – 176.

A new class of complex vector stationary random processes. Graphs of the correlation function and power spectral density component vector random process. The advantages CVRP over conventional methods of statistical analysis as classes processes.

1 fig. Ref.: 3 items.

**УДК 621.396.9.001.61**

**Методика выявления радиолокационных отметок протяженных морских судов для завязки и продолжения траекторий** / *А.И. Кравченко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 177 – 183.

Разработана методика отбора радиолокационных отметок для продолжения и завязки новых траекторий отличная от классической, которая выявляет отметки в специфических условиях действия пассивных помех. обусловленных кильватерным следом судна и особенностями конструкции надводной части, а также осуществляет завязку новых, продолжение обнаруженных и прекращение автосопровождения траекторий. Ценность разработанной методики состоит в снижении количества ложных тревог, вызываемых выявлением в стробе нескольких радиолокационных отметок.

Ил.2. Библиогр.: 3 назв.

**УДК 621.396.9.001.61**

**Методика виявлення радіолокаційних відміток протяжних морських суден для зав'язки и продовження траєкторій** / *О.І. Кравченко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 177 – 183.

Розроблено методику відбору радіолокаційних відміток для продовження и зав'язки нових траєкторій, що відрізняється від класичної, яка виявляє відмітки в специфічних умовах дії пасивних перешкод, обумовлених кільватерним слідом судна и особливостями конструкції надводної частини, а також здійснює зав'язку нових, продовження виявлених и зупинку автосупроводження траєкторій. Цінність методики полягає в зниженні кількості фальшивих тревог, що викликаються виявленням у стробі декількох радіолокаційних відміток.

Іл. 2. Бібліогр.: 3 назви.

**UDC 621.396.9.001.61**

**The Methods of the revealing the radar mark long sea court for ties and continuation path** / *A.I. Kravchenko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 177 – 183.

The Designed methods of the selection of the radar mark for continuation and ties new path different from classical, which reveals mark in specific condition of the action of the passive hindrances, conditioned wakes right behind ship and design feature of the topside, as well as realize the ties new, continuation, discovered and cessation autoaccompaniment path. Value of the designed methods consists in reduction amount false alarms, caused by discovery in strobe not-how much radar mark.

2 fig. Ref.: 3 items

**УДК 621.396.984.2**

**Экспериментальное исследование частотных свойств следящего доплеровского фильтра, реализованного на автогенераторе с комбинированным управлением** / *В.В.Печенин, А.В.Мазуренко, А.Р.Сарамолки, О.В.Войтенко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 184 – 189.

Приведены результаты экспериментальных исследований частотных свойств следящего доплеровского фильтра, реализованного на автогенераторе с комбинированным управлением. Приведена блок-схема следящего фильтра и ее модельная реализация в среде Matlab. Получены экспериментальные зависимости для сквозной частотной характеристики следящего доплеровского фильтра в полосе расстройки входного сигнала в смеси с нормальным шумом. Оценены экспериментально СКО флуктуаций частоты автогенератора.

Ил. 6. Библиогр.: 8 назв.

**УДК 621.396.984.2**

**Експериментальне дослідження частотних властивостей слідкуючого доплерівського фільтра реалізованого на автогенераторі з комбінованим керуванням** / *В.В.Печенін, О.В.Мазуренко, А.Р.Сарамолкі, О.В Войтенко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 184 – 189.

Наведено результати експериментальних досліджень частотних властивостей слідкуючого доплерівського фільтра, реалізованого на автогенераторі з комбінованим керуванням. Наведено блок-схему слідкуючого фільтра і її модельна реалізація в середовищі Matlab. Отримано експериментальні залежності для наскрізної частотної характеристики слідкуючого доплерівського фільтра в смузі розлагодження вхідного сигналу в суміші з нормальним шумом. Оцінено експериментально СКВ флуктуацій частоти автогенератора.

Іл. 6. Бібліогр.: 8 назв.

**UDC 621.396.984.2**

**The experimental research of frequency characteristics of Doppler frequency tracker implemented using self-oscillator with combined control** / *V.V. Pechenin, O.V. Mazurenko, A.R. Saramolki, O.V. Voytenko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 184 – 189.

Results of experimental research of frequency properties of Doppler frequency tracker implemented using self-oscillator with combined control are presented. The frequency tracker flow-chart and its Matlab implementation are shown. Experimental dependencies for the through frequency characteristic over the detune band of the mixture of input signal and noise are obtained. The standard deviations of self-oscillator frequency fluctuations are estimated.

Il. 6. Ref.: 8 items

**УДК 621.385.6**

**Преобразование частоты в сферическом резонаторе при изменении во времени показателя преломления** / *Н.К. Сахненко, А.Г. Нерух, О.А. Ремаева* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 190 – 196.

Теоретически исследуется трехмерная задача преобразования собственной волны сферического резонатора в результате скачкообразного изменения диэлектрической проницаемости. Решение задачи получено аналитически в виде преобразования Лапласа. Обращение во временную область позволило оценить длительность переходного процесса и выявить особенности установившегося режима.

Показано, что изменение показателя преломления ведет к преобразованию частоты поля, причем его величина зависит как от величины изменения показателя преломления, так и от степени перекрытия нестационарной области и области существования волны шепчущей галереи.

Ил. 4. Библиогр.: 16 назв.

**УДК 621.385.6**

**Перетворення частоти в сферичному резонаторі при зміні у часі показника заломлення** / *Н.К Сахненко, О.Г. Нерух, Т.Є. Ремаєва* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 190 – 196.

Теоретично досліджується тривимірна задача перетворення власної хвилі сферичного резонатора в наслідок різкої зміни діелектричної проникності. Розв'язування задачі отримано аналітично у вигляді перетворення Лапласа. Перетворення в часову область дозволило оцінити тривалість перехідного періоду й виявити особливості режиму, який встановився.

Показано, що зміна показника заломлення веде до перетворення частоти поля, причому його величина залежить як від величини зміни показника заломлення, так і від ступеня перекриття нестаціонарної області і області існування хвилі галереї шепотіння.

Іл. 4. Бібліогр.: 16 назв.

**UDC 621.385.6**

**Frequency transformation in spherical resonator due to time variation of the refractive index** *N.K. Sakhnenko, A.G. Nerukh, T.E. Remayeva* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 190 – 196.

In this paper, a 3D problem of electromagnetic field transformation due to time variation of the refractive index is theoretically investigated. The solution is obtained analytically in the Laplace transform domain. Inversion to the time domain has allowed us to estimate the duration of the transient period and analyze the features of the steady-state regime. It is revealed that the variation in time of refractive index leads to frequency shift of the field frequency and its value depends on the fractional refractive index change and on the degree of overlapping the transient area and whispering gallery mode.

4 fig. Ref.: 16 items.

**УДК 621.372.81**

**Вынужденные колебания в полуоткрытых волноводных структурах** / *Н.И. Пятак, С.Ф Шибалкин* Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 197 – 200.

Получено строгое решение задачи дифракции волны $H_{10}$ в некоторых волноводных разветвителях. Исследованы квазисобственные режимы колебаний, возбуждающиеся в области разветвления падающей волной. Проведена их классификация. Исследована сходимость результатов расчета от порядка усечения системы линейных алгебраических уравнений.

Ил. 2. Библиогр:6 назв.

**УДК 621.372.81**

**Вимущені коливання в напіввідкритих хвилеводних структурах** / *Н.І. П'ятак, С.Ф. Шибалкін* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 197 – 200.

Одержано строге рішення задачі дифракції $H_{10}$ - хвилі в деяких хвилеводних розгалуженнях. Досліджено квазівласні режими коливань, що збуджуються в області розгалуження хвилею , що набігає. Проведена їх класифікація. Досліджена збіжність результатів розрахунків від порядку зрізання системи лінійних алгебраїчних рівнянь.

Іл. 2. Бібліогр: 6 назв.

**UDC 621.372.81**

**Constrained oscillations in waveguide junctions** / *N .I. Pyatack, S .F. Shibalckin* // Radiotekhnika : All-Ukr Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 197 – 200.

The rigorous solution of the $H_{10}$ wave diffraction problem in the H -, T-, П-, Г- junctions of rectangular waveguides in the H- plane has been obtained. The quasi-natural oscillation modes, excited in the region of the incident wave junction have been investigated. They have also been classified/ The possibility of someinvestigated modes degeneration has been noted/ The dependencies of the quasi- natural oscillations spectrum density on different geometric junction parameters have been obtainad.

Fig.2. Ref,: 6 items.

**УДК 621.396**

**Тактовая синхронизация в системах связи с фазовой манипуляцией шумового сигнала** *Р.М. Дидковский, С.М. Первунинский* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 201 – 207.

Предложен метод тактовой синхронизации в системах связи с использованием шумовых сигналов. Данный метод основан на включении в основной сигнал псевдослучайных синхросигналов с заданным вероятностным распределением. Получен метод поиска квазиоптимального синхросигнала с заданными статистическими свойствами. Синхросигналы оптимизированы по параметрам автокорреляционной и взаимокорреляционной функции.

Ил. 6. Библиогр.: 12 назв.

**УДК 621.396**

**Тактова синхронізація у системах зв'язку з фазовою маніпуляцією шумового сигналу** *Р.М. Дідковський, С.М. Первунінський* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 201 – 207.

Запропоновано метод тактової синхронізації в системах зв'язку з використанням шумових сигналів. Даний метод грунтується на включенні в основний сигнал псевдовипадкових синхросигналів з заданим імовірнісним розподілом. Отримано метод пошуку квазіоптимального синхросигналу із заданими статистичними властивостями. Синхросигнали оптимізовані за параметрами автокореляційної та взаємокореляційної функції.

Іл. 6. Бібліогр.: 12 назв.

**UDC 621.396**

**Tact synchronization in the differential noise-shift-keying communication system** / *R.M. Didkowsky, S.M. Pervuninsky* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 201 – 207.

This paper presents a method for tact synchronization of communication system utilizing noise signals. This method is based on the insertion of pseudorandom synchro signal with a given probability distribution in the main signal. A method of finding quasi-optimal synchro signal with given statistical properties is obtained. Synchro signals are optimized to the parameters of autocorrelation and cross-correlation function.

6 fig. Ref.: 12 items.

**УДК 681.586.776:621.382**

**Система измерения мощности оптического излучения на основе частотных преобразователей с транзисторными структурами с отрицательным сопротивлением** / *В.С. Осадчук, А.В. Осадчук, Е.Н. Ильченко, Б.С. Савчук* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 208 – 212.

Разработана система измерения мощности оптического излучения с возможностью передачи информации на расстояние с использованием частотных преобразователей на основе транзисторных структур с отрицательным сопротивлением.

Ил. 8. Библиогр.: 2 назв.

**УДК 681.586.776:621.382**

**Система вимірювання потужності оптичного випромінювання на основі частотних перетворювачів з транзисторними структурами з від'ємним опором** / *В.С. Осадчук, О.В. Осадчук, О.М. Ільченко, Б.С. Савчук* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 208 – 212.

Розроблено систему вимірювання потужності оптичного випромінювання з можливістю передачі інформації на відстань з використанням частотних перетворювачів на основі транзисторних структур з від'ємним опором.

Іл. 8. Бібліогр.: 2 назви.

**UDC 681.586.776:621.382**

**The system of an optical radiation power measuring on basis of frequency transducers with transistor structures with negative resistance** / *V.S. Osadchuk, O.V. Osadchuk, O.M. Ilchenko, B.S. Savchuk* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 208 – 212.

In this paper the system of an optical radiation power measuring with possibility of information transfer on distance with the use of frequency transducers on basis of the transistor structures with negative resistance is developed.

8 fig. Ref.: 2 items.

**УДК 004.056**

**Защита информации в информационно-телекоммуникационной системе от внутреннего нарушителя** / *А.А.Замула, А.П.Шумар* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 213 – 217.

Приводится анализ проблем информационной безопасности от внутренних угроз. Дается подробная классификация внутренних нарушителей, сценарии по которым реализуются атаки на информационные активы предприятия и средства защиты от угроз.

Табл.3. Библиогр.: 3 назв.

**УДК 004.056**

**Захист інформації в інформаційно-телекомунікаційній системі від внутрішнього порушника** / *О.А.Замула, О.П.Шумар* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 213 – 217.

Проводиться аналіз проблем інформаційної безпеки від внутрішніх погроз,. Приводиться докладна класифікація внутрішніх порушників, сценарії за якими реалізуються атаки на інформаційний актив та засоби захисту.

Табл.3. Бібліогр.: 3 назви.

**UDC 004.056**

**Protection to information-telecommunication system from internal violator** / *O.A.Zamula, O.P.Shumar* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. C. 213 – 217.

Happens to detailed categorization of the internal violators, the scenario on which are realized attacks on information asset and means of protection, the scenario on which are realized attacks on information asset and means of protection.

Tab.3. Ref.: 3 items.

**УДК 681.3.06**

**Универсальное хеширование по рациональным функциям максимальной кривой третьего рода** / *Г.З. Халимов* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 218 – 225.

Представлены результаты универсального хеширования по максимальной кривой вида $\omega x^{(q-1)/d} - yx^{2(q-1)/d} + y^q = 0$ над конечным квадратичным полем. Рассмотрены проективное многообразие точек кривой, поле рациональных функций и оценки параметров семейства хеш функций. Получены выражения для вероятности коллизии и асимптотическая оценка при больших значениях размерности поля для кривой третьего рода. Асимптотика вероятности коллизии универсального хеширования определяется отношением корня квадратного длины данных к размерности поля. Проигрыш хешированию по кривой Эрмита составляет

$\sqrt{3}$ раз. Практический алгоритм вычисления хешей определяется схемой Горнера по трём переменным и по сложности чуть меньше хеширования по кривой Эрмита.

Табл. 3. Библиогр.: 6 назв.

**УДК 681.3.06**

**Універсальне гешування по раціональним функціям максимальної кривої третього роду** / *Г.З. Халімов* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 218 – 225.

Представлено результати універсального гешування за максимальною кривої виду $\omega x^{(q-1)/d} - yx^{2(q-1)/d} + y^q = 0$ над кінцевим квадратичним полем. Розглянуто проективне розмаїття точок кривої, поле раціональних функцій та оцінки параметрів сімейства геш функцій. Отримано вирази для ймовірності колізії та асимптотична оцінка при великих значеннях розмірності поля для кривої третього роду. Асимптотика ймовірності колізії універсального гешування визначається відношенням кореня квадратного довжини даних до розмірності поля. Програш гешування по кривій Ерміта становить $\sqrt{3}$ рази. Практичний алгоритм обчислення гешей визначається схемою Горнера за трьома змінним і за складністю трохи менше гешування по кривій Ерміта.

Табл. 3. Бібліогр.: 6 назв.

**UDC 681.3.06**

**Universal hashing of rational functions maximal curve of the third genus** / *G.Z. Khalimov* // Radiotekhnika All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 218 – 225.

Presents the results of universal hashing on the maximal curve of the form $\omega x^{(q-1)/d} - yx^{2(q-1)/d} + y^q = 0$ defined over finite quadratic field. Consider a projective variety of points of the curve, the field of rational functions and estimate the parameters of a family of hash functions. To obtain expressions for the probability of collisions and the asymptotic estimate for large dimension of the field for the curve of the third kind. Asymptotics of the probability of collisions universal hashing defined as the ratio of the square root of length of data to the dimension of the field. Losing a hash of the Hermite curve is again. A practical algorithm for computing the hash is determined by the Horner scheme for the three variables and the complexity of a little less than a hash of the Hermite curve.

3 tab. Ref.: 6 items.

**УДК 621. 391:519.2:519.7**

**Современные методы проектирования БСШ. От конкурсов к стандартам** / *И.В. Лисицкая* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 226 – 239.

Предлагается анализ проектных решений, использованных при построении двух современных шифров, считающихся сегодня наиболее прогрессивными: шифра AES (Rijndael) и семейства алгоритмов блочного симметричного шифрования IDEA NXT, способного, по заявлениям разработчиков и собственников этой технологии, обеспечить создание гибкой масштабированной платформы для оптимального использования в широком диапазоне устройств и применений. Обсуждаются особенности проектных решений и ожидаемые показатели стойкости обоих шифров.

Табл. 2. Ил. 5. Библиогр: 28 назв.

**УДК 621. 391:519.2:519.7**

**Сучасні методи проектування БСШ. Від конкурсів до стандартів** / *І.В. Лисицька* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 226 – 239.

Пропонується аналіз проектних рішень, використаних при побудові двох сучасних шифрів, що вважаються сьогодні найбільш прогресивними: шифру AES (Rijndael) і сімейства алгоритмів блокового симетричного шифрування IDEA NXT, здатного, за заявами розробників і власників цієї технології, забезпечити створення гнучкої масштабованої платформи для оптимального використання в широкому діапазоні пристроїв і застосувань. Обговорюються особливості проектних рішень і показників стійкості обох типів щифрів, що очикуються.

Табл. 2. Іл. 5. Бібліогр: 28 назв.

**UDC 621. 391:519.2:519.7**

**Modern methods of BSSH. From contests to standards** / *I.V. Lysytska* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 226 – 239.

The analysis of the design decisions used in the construction of two modern ciphers, which are considered today, the most progressive: cipher AES (Rijndael) and the family of symmetric encryption algorithms IDEA NXT, capable according to the developer and owners of that technology to provide a flexible scalable platform for optimal use in a wide range of devices and applications. The peculiarities of the design decisions and stability indices of both types security that is expected

2 tab. 5 fig. Ref: 28 items.

**УДК 621.396: 510.62**

**Оценка эффективности метода функционально-семантической обработки радиолокационных спектральных изображений** / *В.В. Жирнов, С.В. Солонская, С.Ю. Шабанов-Кушнаренко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 240 – 248.

Приведены результаты оценки эффективности метода функционально-семантической обработки спектральных изображений (изображение частотных составляющих) радиолокационных отметок. Сравнивается эффективность семантического метода обработки спектральных изображений отметок при селекции подвижных объектов на фоне пассивных помех с эффективностью методов цифрового оптимального и квазиоптимального обнаружения радиолокационных сигналов. Показана целесообразность применения функционально-семантического метода для обработки виртуальных радиолокационных изображений в условиях нестационарных помех типа «ангел-эхо».

Ил. 9. Библиогр.: 9 назв.

**УДК 621.396: 510.62**

**Оцінка ефективності методу функціонально-семантичної обробки радіолокаційних спектральних зображень** / *В.В. Жирнов, С.В. Солонська, С.Ю. Шабанов-Кушнаренко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип.165. – С. 240 – 248.

Наведено результати оцінки ефективності методу функціонально-семантичної обробки спектральних зображень (зображення частотних складових) радіолокаційних відміток. Порівнюється ефективність семантичного методу обробки спектральних зображень відміток при селекції рухомих об'єктів на фоні пасивних завад з ефективністю методів цифрового оптимального і квазиоптимального виявлення радіолокаційних сигналів. Показано доцільність застосування функціонально-семантичних методів для обробки віртуальних радіолокаційних зображень в умовах нестаціонарних завад типу «ангел-луна».

Іл. 9. Бібліогр.: 9 назв.

**UDC 621.396: 510.62**

**Evaluation of efficiency of method of the functional-semantic processing of radio-location spectral images** / *V. Zhirnov, S. Solonskaya, S. Shabanov-Kushnarenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – N 165. – P. 240 – 248.

The efficiency evaluation of the functional-semantic processing method of radar blips (image of frequency components) is given in the article. The functional-semantic processing method of radar blips is compared with the digital optimum radar detection methods. Expediency of application of functional-semantic methods for processing of virtual radar images in the non-stationary clutters conditions, in particular, echo signal, is presented.

9 fig. Ref.: 9 items.

**УДК 681.324.067**

**Методы оценки необратимости генератора псевдослучайных последовательностей на основе многомодульных преобразований в конечных полях** / *Ю.И. Горбенко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 249 – 253.

Приводятся предложения по теоретической и практической оценки сложности осуществления криптоанализа генератора ПВП на основе трех- и многомодульных преобразований в конечных полях Галуа.

Табл. 1. Библиогр.: 5 назв.

**УДК 681.324.067**

**Методи оцінки необоротності генератора псевдовипадкових послідовностей на основі багатомодульних перетворень в скінченних полях** / *Ю.І. Горбенко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 249 – 253.

Наведено пропозиції з теоретичної та практичної оцінки складності здійснення криптоаналізу генератора ПВП на основі трьох – та багатомодульних перетворень в скінченних полях Галуа.

Табл. 1. Бібліогр.: 5 назв.

**UDC 681.324.067**

**Methods of assessing the irreversibility of the generator of pseudorandom sequences based on multimodular transformations in finite fields** / *U.I. Gorbenko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 249 – 253.

Suggestions on the theoretical and practical assessment of the implementation cryptanalysis generator PVP based on the three – and multi-modular transformations in finite Galois fields.

Tab. 1. Ref.: 5 items.

**УДК 681.326**

**Развитие современных направлений цифровых телекоммуникационных систем и сетей** / *В.Г. Котух, М.А. Мирошник, С.Н. Селевко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011. – Вып. 165. – С. 254 – 257.

Рассматриваются различные уровни качества предоставления телекоммуникационных услуг. Даны аналитические зависимости воспринимаемого пользователем качества от сетевых параметров для различных типов приложений. Предложено расширение тензорной математической модели сети в условиях реализации динами-

ческой многопутевой стратегии управления трафиком и ресурсами путем введения ограничений на качество обслуживания в терминах воспринимаемого качества.

Ил. 1. Библиогр.: 9 назв.

**УДК 681.326**

**Розвиток сучасних напрямів цифрових телекомунікаційних систем і мереж** / *В.Г.Котух, М.А Мірошник, С.М. Селевко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 254 – 257.

Розглядаються різні рівні якості надання телекомунікаційних послуг. Подано аналітичні залежності якості, яка сприймається користувачем, від мережних параметрів для різних типів аплікацій. Запропоновано розширення тензорної математичної моделі мережі в умовах реалізації динамічної багатошляхової стратегії управління трафіком і ресурсами шляхом введення обмежень на якість обслуговування в термінах сприйняття.

Іл. 1. Бібліогр.: 9 назви.

**UDC 681.326**

**Development of modern directions of the digital telecommunication systems and networks** / *V.G. Kotuh, M.A. Miroshnik, Selevko S.N.* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 254 – 257.

Different levels of telecommunication services quality are considered. The analytical relations of the Quality of Experience ($Q_oS$) and Network Performance (NP) for different types of applications are given. The extension of the tensor mathematical NGN model with dynamic multipath strategy of the traffic and resources control is offered. It is realized through the restrictions imposed on the service quality in terms of $Q_oS$.

1 fig. Ref.: 9 items.

**УДК 621.371**

**Селекция сигнала и определение фазового набега радиоволны цифровыми методами в ретрансляционных системах диагностики** / *А.Ф. Величко, Д.А. Величко, Е.И. Вдовиченко* // Радиотехника : Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – 2011 – Вып. 165. – С.258 – 267.

Исследован комплексный путь совершенствования ретрансляционного измерителя, включающий переход к селекции полезной компоненты спектра цифровыми методами. Предложен и разработан комплексный метод моделирования работы ретрансляционного измерителя и метод обработки его сигнала, позволяющий выделить фазовый набег радиоволны. Предложен цифровой способ компенсации аппаратурных уходов частоты и изменения фазы колебаний сдвига и гетеродина за счет использования цифровой информации об этих колебаниях и о массиве параметров принятой смеси сигнала и шума. Установлено, что предложенный метод позволяет в несколько раз снизить погрешности измерения информационного параметра и получить результат, близкий к потенциально достижимому значению.

Ил. 6. Библиогр.: 12 назв.

**УДК 621.371**

**Селекція сигналу і визначення фазового набігу радіохвилі цифровими методами в ретрансляційних системах діагностики** // *А.Ф. Величко, Д.А. Величко, Е.І. Вдовиченко* // Радіотехніка : Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. – 2011. – Вип. 165. – С. 258 – 267.

Досліджено комплексний путь удосконалювання ретрансляційного вимірника, що включає перехід до селекції корисного компонента спектра цифровими методами. Запропоновано і розроблено комплексний метод моделювання роботи ретрансляційного вимірника й метод обробки його сигналу, що дозволяє виділити фазовий набіг радіохвилі. Запропоновано цифровий спосіб компенсації апаратурних відходів частоти й зміни фази використовуваних коливань зсуву й гетеродину за рахунок застосування цифрової інформації про ці коливання й про масив параметрів прийнятої суміші сигналу й шуму. Встановлено, що запропонований метод дозволяє в кілька разів знизити погрішності вимірювання інформаційного параметра й одержати результат, близький до потенційно досяжного значення.

Іл. 6. Бібліогр.: 12 назв.

**УДК 621.371**

**Signal selection and a phase incursion determination of a radio wave using digital methods in retransmission systems of diagnostics** / *A.F. Velichko, D.A. Velichko, I.I. Vdovychenko* // Radiotekhnika : All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. – 2011. – № 165. – P. 258 – 267.

It has been researched a complex way of retransmission meter improvement including transition to the useful component selection of a signal spectrum using digital methods. It has been proposed and devised a complex method of simulation for the retransmission meter functioning and its signal processing method which let the one to extract the phase incursion of radio wave. It has been proposed a digital method of compensation when instrumental frequency drift and change of phase for the shift and heterodyne oscillations at the expense of using the digital information about these oscillations and about parameters array of the received signal and noise mix. It has been determent that the proposed method let the one to decrease in several times the information parameter measurement errors and obtain a result close to potential achievable value.

6 fig. Ref.: 12 items

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
**РАДІОТЕХНІКА**
Випуск 165
Російською, українською та англійською мовами

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
**РАДИОТЕХНИКА**
Выпуск 165
На русском, украинском и английском языках

*Коректор Л.І. Сащенко*

Підп. до друку 22. 06 2011. Формат 60x90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.
Ум. друк. арк. 11,9. Обл.-вид. арк. 12,5. Тираж 300 прим. Зам. № 111. 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 внесения суб'єкта видавничої діяльності до Державного реєстру видавців.
Сер. ДК №1722 від 23.03.2004