621.396(08)
Р15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник

ТЕМАТИЧЕСКИЙ ВЫПУСК

ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 159

ХНУРЕ Radyotekhnyka
813700

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2009

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 *Ж.Ф. Пащенко*, канд. техн. наук, проф.; *В.М. Ажажа*, академик НАН Украины; *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.; *В.М. Карташов*, д-р техн. наук, проф.; *В.В. Конин*, д-р техн.наук, проф.; *А. А. Коноваленко*, академик НАН Украины; *Н.И.Кравченко*, д-р техн. наук, проф.; *В.М. Кузмичев*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *Л.Н. Литвиненко*, академик НАН Украины; *И.М. Неклюдов*, академик НАН Украины; *А.Г. Пащенко*, канд. физ.-мат. наук, доцент; *В.В. Поповский*, д-р техн. наук, проф.; *Э.Д. Прохоров*, д-р физ.-мат., проф.; *А.И. Стрелков*, д-р техн. наук, проф.; *К.С. Сундучков*, д-р техн. наук; проф.; *П.Л. Токарский*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *А.И. Фисун*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *Я.С. Шифрин*, д-р техн. наук, проф.

Ответственный за выпуск д-р техн. наук, проф. *В.В. Поповский*

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол №58 от 25.12.2009.

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, 2009.

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЩИЕ СИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Т.Н. Коваленко Оптимизация распределения сетевых ресурсов в системах с сервис-ориентированной архитектурой 7

О.Ю. Евсеева Классификация пространств и базисов, используемых при геометрическом описании структуры телекоммуникационной сети 14

К.С. Сундучков, С.Е. Волков, Н.А. Кузява Частная оптимизация радиоканала миллиметрового диапазона системы мобильной связи 4G 20

Г.А Гундерич, Н.А. Одегов, А.А. Скопа Прогностические модели факторов отказов современных телекоммуникационных сетей и сетей NGN 24

Д.В.Агеев, А.А. Переверзев, Хайдара Абдала Определение объема сетевого ресурса, необходимого при предоставлении услуг телефонии и передачи данных 30

Л.И. Мельникова, С.Н. Горяева, Е.О. Поповская Управление перегрузкой сетевых ресурсов с использованием процедуры Калмана–Бьюси 35

А.В. Лемешко, Ахмад М. Хайлан, Али С. Али Целевая координация двухуровневой маршрутизации в MPLS-сети 41

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И УПРАВЛЕНИЕ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

А.В. Лемешко, А.В. Симоненко, С.И. Сиващенко Потоковая модель динамической балансировки очередей на узлах телекоммуникационной сети 46

А.Г. Ложковский Метод расчета одноканальных систем с бесконечной очередью и произвольным потоком заявок 50

Е.В. Старкова Динамическая модель TCP-сеанса при управлении длиной очереди с использованием механизма RED 54

В.А. Лошаков, А.М. Владыка Математическое моделирование системы цифровой связи с использованием луны в качестве пассивного ретранслятора 60

М.М. Климаш, Б.М. Стрихалюк, М.В. Кайдан Тензорна модель структур та параметрів мультисервісних телекомунікаційних мереж 68

А.В. Холодкова Модель взаимодействия многоагентной системы динамического управления телекоммуникационной системы на основе модели договорных сетей 74

С.В. Штангей Математическая модель процесса осуществления контроля знаний, полученных в ходе проведенного сеанса дистанционного обучения 79

Е.В. Дуравкин, Л.В. Гладий Использование метода матричных уравнений для анализа моделей протоколов информационного обмена, построенных на основе Е-сетей 83

И.В.Безрук, И В. Корсун Моделирование трафика сети мобильной связи на основе самоподобных процессов 88

Д.В. Андрушко, Ю.В. Андрушко, Е.В. Андрушко Принципы адаптации в механизмах активного управления очередями 93

Ю.И. Лосев, К.М. Руккас Математическая модель системы динамического управления ТКС 99

Е.Б. Коровченко, Салман Амер Мусхин Применение формальных грамматик как метода анализа моделей ТКС, построенных на основе Е-сетей 104

ОПТИМИЗАЦИЯ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ И ТЕХНОЛОГИЙ

Ю.Ю. Коляденко, Ахмед Джамиль Муслим Анализ эффективности использования MIMO технологии в WIMAX системах в условиях помех 110

М.А. Гоголева Обзор и классификация основных алгоритмов распределения частотных каналов в многоканальных Mesh-сетях 117

V.Loshakov, Z.Vadia, A. Hasan Comparative analysis of using transmission and receiving diversity methods in WiMAX technology 122

А.А. Коваленко, Р.В. Воробьев, О.А. Коваленко О возможности использования технологии 802.11 WIFI для организации видеонаблюдения за удаленными объектами 127

Б.Б. Поспелов, Д.Л.Чечеткин Вероятностно-временной метод оценки качества функционирования беспроводных телекоммуникационных систем в динамических условиях 132

В.И. Гура, В.В. Корчинский Повышение эффективности работы защищенной информационной сети, построенной на основе протокола IEEE 802.11 139

И Анадж Наорс, К.А. Селиванов, Н. В. Москалец Анализ энергетических параметров системы WiMAX 143

А. А. Мартынчук, Абдуллах Икрам Кадир Проблемы использования поляризационно-ортогональных антенн системы MIMO 148

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

И.С. Шостко, Х. Х. Альмакадма Таха Особенности формирования диаграммы направленности антенной решетки при приеме СШП сигнала и факторы, влияющие на изменение ее формы 152

Ю.Ю. Коляденко, Л.А. Токарь, Е.В. Галуненко, Б.Ю. Бордюгов Исследование энергетических характеристик пространственной области размещения группировок радиоэлектронных средств в интересах обеспечения электромагнитной совместимости 158

В.А. Пелишек Дослідження впливу напрямків надходження корисного сигналу та завади на показники адаптивних антен 163

С.В. Чорний, Л.І. Нетікова Алгоритмічне забезпечення системи екологічного моніторингу електромагнітного випромінювання 169

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ

Шараф Суфиан, Н.С. Пастушенко Двухэтапная итерационная процедура оценки начальной фазы сигнала по ограниченной выборке измерений 173
К.С. Васюта Модели нелинейных стохастических процессов в информационно-измерительных системах и методы анализа на нелинейность 177
Н.С. Пастушенко, А.Н .Пастушенко, М.С. Шевченко Пути повышения оперативности демодуляции фазоманипулированных сигналов 183
В.А. Лошаков, В.В. Сидоров, С. М. Бобрицкий Корреляционный метод оценки искажений речевого потока в каналах связи 187
Л.Н. Беркман, С.О. Колобов, О.І. Чумак, В.В. Олійник Порівняльна характеристика завадостійкості систем при використанні багатопозиційних сигналів 191
И. С. Шостко, Х. Х. Альмакадма Таха Анализ зависимости между характеристиками излучения и конструктивными особенностями передающей антенны при работе с СШП сигналами 196
С.А. Епишкин, И.В. Терещенко К вопросу о частотной селекции источников стохастических сигналов 203
О.К. Юдин, А.В. Чунарева Спектральні методи визначення інформативних складових в процедурах усунення інформаційної невизначеності 209

АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ

Н.Д. Плотников, Б.С.Тур Особенности использования сервисов GSM в распределенных технологических системах и управление технологией "Умный дом" с помощью GSM-систем 215
С.А. Сабурова, М.С. Лучка Интеллектуальный дом в интеллектуальном городе 219
В.С. Крикун, М.Ю. Ощепков Методика оценки качества существующих проводных линий связи 224
S. Saburova, E. Popovska, Hussein Yhi Taris Hussein Development of services in the IP Multimedia subsystem 229
Д.В. Симоненко, В.А. Саенко, Ю.Н. Добрышкин Особенности проведения натурного эксперимента на сетевом оборудовании в ходе сравнительного анализа различных моделей и методов маршрутизации 234
С.В. Черный, Я.В. Дорошенко Исследования статистических характеристик доступа к Web-сервисам хранения данных общего пользования 239
В.М. Безрук, Ю.В.Скорик Выбор оптимальных речевых кодеков для сетей IP-телефонии с учетом совокупности показателей качества 243
С.С. Кривенко, М.С. Зряхов, В.В. Лукин, А.А. Зеленский Сжатие изображений дистанционного зондирования без визуально заметных искажений 248
Е.А. Копытова Анализ технологий построения распределенных управляющих систем 256
A. Barkalov, L. Titarenko, O. Hebda Synthesis of Moore finite state machine with an extension of state codes 262
В.В. Баранник Б.В. Остроумов, В.В. Шинкарев Неравновесное позиционное кодирование дифференцированных изображений в инфокоммуникационных сетях 268
В.В. Варич, А.А. Астраханцев Анализ характеристик протоколов многоадресной маршрутизации в IP-сетях 273
Б.Ю. Жураковський Моделювання процесів стиснення повідомлень 279
С.И. Приходько, Н.А. Штомпель Метод сверточного кодирования на основе быстрых алгоритмов 283
А.В. Марчук, Вадиа Зияд Использование линейного предсказания матрицы радиоканала для уменьшения вероятности битовых ошибок в системах связи MIMO 288
К.Д. Гуляев, Д.А. Зайцев Динамическая маршрутизация в Еб сетях 294

Ю.Е. Гордиенко, Ю.И. Гуд, С.Ю. Ларкин, Д.А. Полетаев Электродинамические характеристики усовершенствованного резонаторного микрозонда для микроволновой микроскопии и микродиагностики 302
Ю.Е. Гордиенко, С.Ю. Ларкин, А.М. Яцкив Ближнеполевой СВЧ датчик на основе конусного коаксиального резонатора 309
Н.Н. Горобец, А.В. Тривайло Анализ опасных сигналов в частотно-временной области 315
Г.С. Воробьев, М.В. Петровский, А.А. Рыбалко, Ю.В. Шульга Моделирование пространственных волн распределенных источников излучения на планарных периодических металлодиэлектрических структурах 327
О.Л. Павлова, В.А. Петров, С.А. Шейко О коррекции радиоизображений, полученных сканированием диаграмм направленности приемных антенн 336
А.Ю. Панченко Оценка погрешности модуляционных измерений при прямой СВЧ гигрометрии 343
И.И. Сыворотка, П.П. Демченко Влияние условий роста на магнитооптические свойства эпитаксиальных пленок Bi-замещенных феррогранатов 349
О.Ю. Малий Розробка методів універсалізації програмування мікроконтролерів різних сімейств 355
В.В.Браїловський, М.М. Іванчук, І.В. Малик Сигнал керування ємністю давача радіоспектрометра 367
С. П. Гулин, А. С. Гулин Расчет спектра отклика нелинейности, представленной функцией динамического насыщения, на многочастотное воздействие 373
В.П.Антонюк Оцінка точності вимірювання координат джерел електромагнитного випромінювання малобазовою пасивною гіперболічною системою з довільним розташуванням приймальних пунктів 377

РЕФЕРАТЫ 386

CONTENTS

SYSTEM PROBLEMS OF TELECOMMUNICATION

T.N. Kovalenko Optimization of network resource distribution in systems with service-oriented architecture 7
O.Y. Yevyseyeva Classification of spaces and bases for geometrical description of telecommunication network structure 14
K. S. Sunduchkov, S. E. Volkov, M. A. Kuzyava Private channel optimization Millimeter 4G mobile communication systems 20
H.A.Hunderych, M.A. Odegov, O.O. Skopa Prognoses models of factors of refusals of modern telecommunications networks and networks of NGN 24
Dm.V. Ageyev, A.A. Pereverzev, Haydara Abdala Network resource necessary volume determination for a telephony and data transmission services granting 30
L.I. Melnikova, S.N. Goryaeva, E.O. Popovskaya Management an overload network resources with use procedure Kalman filtering 35
A.V. Lemeshko, Ahmad M. Hailan, Ali S. Ali Goal coordination of two-level routing algorithm in MPLS-network 41

MATHEMATICAL MODELS AND MANAGEMENT IN TELECOMMUNICATION SYSTEMS

A.V. Lemeshko, Ahmad M. Hailan, Ali S. Ali The flow-base model of dynamic load balancing, queuing at the nodes of telecommunications network 46
A.G. Loshkovskiy Calculation method of single-channel system with queue and arbitrary stream of the requests 50
E.V. Starkova A dynamic model of a TCP-session at the management by a length of queue with the use of RED mechanism 54
V. A. Loshakov, A.M. Vladyka Mathematical modelling of digital communication network with using of Moon as passive repeater 60
M.M. Klymash, B. M Strvhaluk, M.V. Kaidan The tensor model structure and parameters of multiservice telecommunication networks 68
A.V. Kholodkova Model of the system multiagent interaction of dynamic governing the telecommunication system on base of the models of the contractual networks 74
S.V. Shtangej Mathematical model of process of control of the knowledge received during the spent session of remote training 79
E.V. Duravkin, L.V. Gladiy The use of method of matrix equalizations is for the analysis of models of protocols of informative exchange, built on the basis of E-nets 83
I.V Korsun, V.M Bezruk Modeling traffic mobile network based on self-similar processes 88
D.V. Andrushko, I.V. Andrushko, I.V. Andrushko Adaptation principles in active queue managing mechanisms 93
U.I. Losev, K.M. Rukkas The Mathematical model of dynamic control system of TCN 99
H.B. Korovchenko, Salman Amer Muskhin Application of formal grammars as method of analysis models of TCS, built on to basis of E-nets 104

OPTIMIZATION OF WIRELESS NETWORKS AND TECHNOLOGIES

Yu.Yu.Kolyadenko, Ahmed Jameel Muslim Analysis of efficiency of the use of MIMO of technology in WIMAX systems in the conditions of hindrances 110
M. Gogolieva Review and classification of the basic algorithms for the distribution of frequency channels in the multichannel Mesh-networks 117
V.Loshakov, Z.Vadia, A. Hasan Comparative analysis of using transmission and receiving diversity methods in WiMAX technology 122
O.A. Kovalenko, A.A. Kovalenko, R.V. Vorobiev About possibilities of the using 802.11 wi-fi technology for remote objects video surveillance 127
B.B. Pospelov, D.L. Chechotkin Stochastic-timer quality evaluation methods operation wireless telecommunication system for dynamical conditions 132
V.I. Gura, V.V. Korchynsky Prognoses models of factors of refusals of modern telecommunications networks and networks of NGN 137
I Anadzh Naors, Selivanov K.A., Moskalets M.V Analysis of power parameters of the WiMAX system 143
A.A. Martynchuk, Abdullakh Ikram Kadir Problems of the use polarization-ortogonal aerials for MIMO system 148

ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY

I.S. Shostko, Taha Almakadma The features of formation of the directional diagram of an antenna array at reception UWB of a signal and the factors influencing change of its form 152
U.U. Kolyadenko, L.A.Tokar, H.V. Galynenko, B.Y.Bordugov Research of power descriptions of spatial region of placing of groupments of radioelectronic facilities in behalf of providing of electromagnetic compatibility 158
V.O. Pelishok The investigation of relationship between interfering signal angle and antennas characteristics 163
S. V. Chernyi, L.I. Netikova Algorithmic support for environmental monitoring of electromagnetic radiation 169

THEORY OF SIGNALS

Soufian Charaf, N.S. Pastushenko In two stages iterative procedure of an estimation of an initial phase of a signal on the limited sample of measurements 172
C.S. Vasuta Models of nonlinear stochastic processes in the informative systems and methods of analysis on non-linearity 177
N.S. Pastushenko, A.N. Pastushenko, M,S. Shevchenko Ways increase of efficiency demodulation signals with phase manipulation 183
*Bobritskij S.M., Loshakov V. A, Sidorov V.V.*Correlation method estimate distortions of talkspurt in communication channels 187
L.N. Berkman, S.O. Kolobov, O.I. Chumak, V.V. Oliynik Comparative description of antijammingness of the systems at the use of multi-position signals 191
I.S. Shostko, Taha Almakadma The dependence analysis between characteristics of radiation and design features of the transmitting antenna at work with UWB signals 196
S.A. Epishkin, I.V. Tereshchenko To the question about the frequency selection of sources of stochastic signals 203
A. K. Yudin, A. V. Chunariova Spectral method of determining the informative component in the procedure of the information uncertainty 209

PROCESSION ALGORITHMS AND TECHNOLOGICAL SOLUTIONS

N.D. Plotnikov, B.S. Tur Specialities of using GSM services in distributed technological systems management and "Smart Home" management over GSM 215
S.Saburova, M. Luchka Research and presentation of basic methods of development of conception of «clever of the house» in «clever of the town» 219
V.Krikun, M.Oshchepkov Technique of evaluation test existing wire communication lines 224
S. Saburova, E. Popovska, Hussein Yhi Taris Hussein Development of services in the IP Multimedia subsystem 229
D.V. Simonenko, V.A. Saienko, Y.M. Dobrushkin Features of carrying out natural experiment on the network equipment during the comparative analysis of various models and routeing methods 234
S.V Chornyy, Y.V. Doroshenko Research of statistical descriptions of access to web-services of storage of data of the general use 239
V.M Bezruk, U.V Skorik Choosing the best speech codecs for IP-telephony networks, taking into account the totality of quality 243
S.S. Krivenko, M.S. Zriakhov, V.V. Lukin, A.A. Zelensky Remote sensing image compression without visual distortions 248
H.A. Kopytova Analysis of technologies of construction of the distributed managing systems 256
A. Barkalov, L. Titarenko, O. Hebda Синтез автомата Мура с расширением кодов состояний переходов 262
V.V. Barannik, B.V. Ostroumov, V.V. Shinkarev The non-equilibrium position encoding of the differentiated images is in info communication networks 268
V.V. Varich, A.A. Astrakhantsev The analysis of the characteristics of protocols of multiple-address routing in ip networks 273
B.Yo Zhurakovsky Design of processes of compression of reports 279
S.I. Prihodko, N.A. Shtompel Convolutional coding method based on fast algorithms 283
A.V.Marchuk, Vadia Ziad Use of a linear radio channel matrix prediction for reduction of bit errors probability in MIMO communication systems 288
K.D. Guliaiev, D.A. Zaitsev Dynamic routing within E6 networks 294

Yu.Ye.Gordienko, Yu.I. Good, S.Yu. Larkin, D.A. Poletaev Electrodynamical characteristics of modernized resonator microprobe for microwave microscopy and microdiagnostics 302
Yu.Ye Gordienko, S.Yu. Larkin, A.M. Yatskiv Near-field microwave probe based on the cone coaxial resonator 309
N.N. Gorobets, A.V. Trivaylo Analysis of dangerous signals in time-frequency domain 315
G.S. Vorobjov, M.V.Petrovsky, A.A.Rybalko, Y.V.Shulga Modeling of spatial waves of distributed source of radiation on the planar periodical metal-dielectric structures 327
O.L. Pavlova, V.A. Petrov, S.O. Sheyko About correction of the radio images received by scanning of reception antenna pattern. 336
A.Yu Panchenko Estimation of modulation measurement errors in direct microwave hygrometry 343
I.I. Syvorotka, P.P. Demchenko Influence of growth condition on magneto-optical properties of Bi-substituted iron garnet films 349
A.Maly Development of methods of universalization of programming of microcontrollers of different families 355
V.V.Brailovskiy, M.M. Ivanchuk, I.V. Malyk Controls signal by the capacity of the radiospectrometer 367
S. P. Gulin. A. S. Gulin Calculation of spectrum of the response of non-linearity, by the presented function of dynamic satiation, on multifrequency influence 373
V.P.Antonyuk Estimation of coordinates measurement accuracy of electromagnetic radiation sources using short baseline passive hyperbolic system with arbitrary arrangement of receiving sites 377

ABSTRACTS 386

ОБЩИЕ СИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 621.391.31

Т.Н. КОВАЛЕНКО, канд. техн. наук

ОПТИМИЗАЦИЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ СЕТЕВЫХ РЕСУРСОВ В СИСТЕМАХ С СЕРВИС-ОРИЕНТИРОВАННОЙ АРХИТЕКТУРОЙ

Введение

Концепция сервис-ориентированной архитектуры (service-oriented architecture, SOA) предлагает эффективный подход к решению одной из самых сложных и насущных проблем современных информационных систем – проблемы интеграции приложений. Идея SOA заключается в создании архитектурной платформы, в которой все функции определены как независимые распределенные компоненты – сервисы. Взаимодействуя по сети в определенной последовательности, сервисы позволяют реализовать тот или иной бизнес-процесс. В качестве сервиса в SOA может выступать как целое приложение, так и отдельные его функциональные модули. Представление компонентов как сервисов со стандартными интерфейсами обеспечивает их многократное использование для формирования новых приложений и расширения возможностей уже существующих.

Однако одним из существенных недостатков информационных систем на основе SOA является снижение производительности, возникающее за счет использования сети. В связи с этим актуальной задачей является разработка механизмов координации работы распределенных системных компонентов с учетом структурных и функциональных свойств базовой телекоммуникационной сети с целью повышения производительности SOA-системы в целом.

Принципы построения систем SOA

Сервис-ориентированная архитектура основана на следующих базовых принципах [1]:

1. Слабая связанность (Loosely coupled). С точки зрения реализации, сервисы в SOA независимы друг от друга: они выполняют определенные действия по запросам, полученным от других сервисов, и возвращают результаты. Все детали этого выполнения полностью скрыты: в концепции SOA сервисы – это «черные ящики». Отсюда следует, что изменения в реализации сервиса никак не повлияют на прикладной компонент, который этот сервис использует, и наоборот. Слабая связанность обеспечивает простую и быструю адаптацию системы к изменениям в структуре и принципах реализации сервисов.

2. «Крупнозернистая» (coarse-grained) структура сервисов. Сервисы в SOA представляют собой модули бизнес-логики достаточно высокого уровня, благодаря чему взаимодействие между ними сводится к ограниченному числу сообщений по содержанию бизнес-логики вместо множества низкоуровневых вызовов, учитывающих детали реализации сервисов. Такой подход снижает нагрузку на сеть и способствует более высокой производительности системы. Важно, что с точки зрения архитектуры сервис, независимо от внутренней структуры и языка реализации, выглядит как единое целое.

3. Стандартные интерфейсы (standards-based). В SOA вместо частных, закрытых API, предлагаемых тем или иным поставщиком, используются интерфейсы, нейтральные по отношению к специфике реализации сервиса, которая накладывается в результате учета особенностей аппаратной платформы, операционной системы, языка программирования. Подобный нейтралитет обеспечивает универсальность взаимодействия сервисов в разнородной среде и снижает затраты на интеграцию.

В рамках идеологии SOA интеграционные механизмы не требуют знания деталей реализации бизнес-функций, которые предоставляет сервис, и способов передачи и получения информации от одного сервиса к другому, но обеспечивают средства для декларации возможностей сервиса всем компонентам по сети, которые могут быть заинтересованы в их использовании.

Взаимодействие сервисов осуществляется по принципу «публикация-поиск-соединение» (рис.1): приложение, предоставляющее определенный сервис (провайдер сервиса), размещает информацию о нем в каталоге сервисов. Потребитель сервиса – приложение, которому необходима функциональность данного сервиса, находит информацию о нем в каталоге, для того чтобы установить соединение с этим сервисом и послать запрос.



Рис. 1

На данном этапе своего развития сервис-ориентированные архитектуры для описания и организации взаимодействия используют базовые стандарты Web-сервисов:

- eXtensible Markup Language (XML) – для представления данных;
- Web Services Definition Language (WSDL) – для описания доступных Web-сервисов;
- Universal Description, Discovery, Integration (UDDI) – для создания каталога доступных по сети Web-сервисов;
- Simple Object Access Protocol (SOAP) – для обмена данными.

Постановка задачи оптимизации распределения сетевых ресурсов в системах с сервис-ориентированной архитектурой

Реализация SOA связана с внедрением комплекса технологических решений, одним из которых является инфраструктура интеграции и управления сервисами. Для организации взаимодействия сервисов необходима среда, которая обеспечит динамическую маршрутизацию запросов от прикладного компонента – потребителя сервиса и получение результатов от приложения – провайдера сервиса. Для этого может потребоваться поддержка синхронных и асинхронных коммуникаций более низкого уровня между приложениями, трансформация и высокоскоростное распределение данных, трансляция протоколов, кэширование функций Web-сервисов, виртуализация ввода/вывода и т. д. Для решения этих задач все большее распространение получает технология корпоративной сервисной шины (Enterprise Service Bus, ESB), которая предоставляет единый механизм для передачи запросов и получения результатов сервисов, выполнения необходимых преобразований сообщений и транспортных протоколов и управления потоком обращений к сервисам. Благодаря такому управлению выполняется необходимая последовательность вызовов сервиса для реализации бизнес-процесса.

Провайдер обычно предоставляет сервисы, которые в свою очередь реализуют какой-либо сценарий обращений к вспомогательным сервисам. Тем самым в процессе предоставления сервиса конечному пользователю возникает взаимодействие между несколькими поставщиками, как показано на рис.2, где каждое взаимодействие между парой поставщиков наборов сервисов X, Y и Z (или поставщиком и конечным пользователем) охарактеризовано тремя параметрами: $\lambda^{(k)}$ – интенсивность поступления запросов на сервис типа k, $V^{(k)}$ – объем данных, передаваемых по телекоммуникационной сети между серверами поставщиков при обслуживании запроса на сервис типа k, $B^{(k)}$ – количество запросов к серверу при обслуживании запроса на сервис типа k.

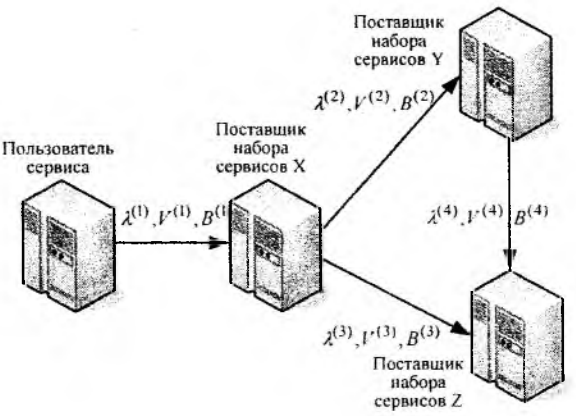


Рис. 2

На практике схема взаимодействия между поставщиками значительно усложняется вследствие того, что однотипные сервисы могут предоставляться различными поставщиками, конкурирующими друг с другом. В этом случае возникает задача оптимального выбора поставщика сервиса и распределения сетевых ресурсов для обслуживания потоков запросов на сервисы, возникающих между серверами различных поставщиков. На рис. 3 представлен граф, описывающий взаимодействие между пользователями и поставщиками в процессе предоставления сервиса, сценарий которого отображен на рис. 2, в случае, когда в SOA-системе для предоставления сервиса каждого типа существует два конкурирующих поставщика, а доступ пользователей к сервисам обеспечивают пять узлов агрегирования доступа.

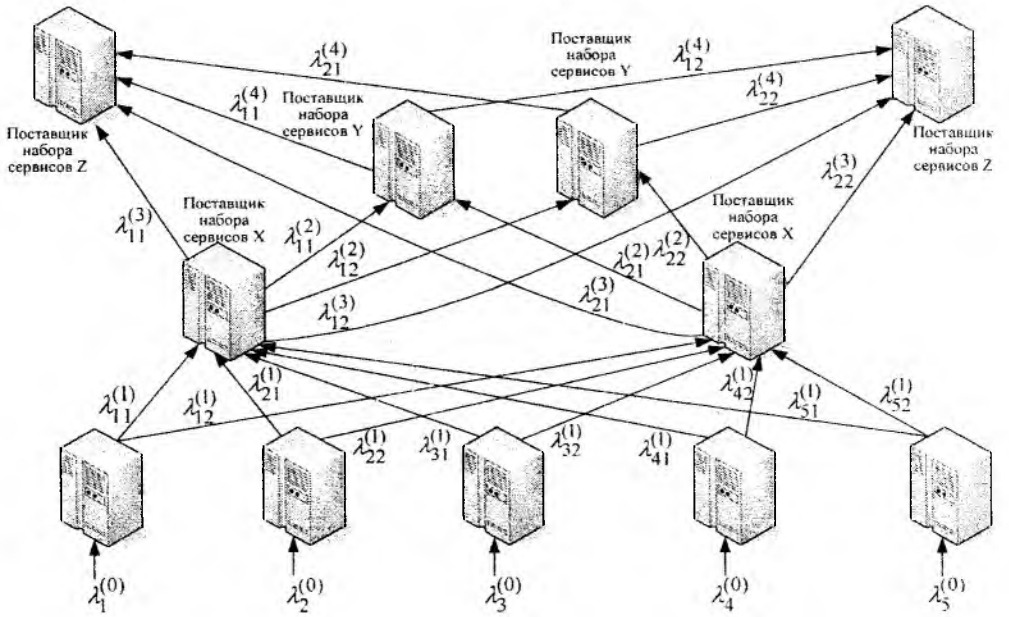


Рис. 3

Для потоков запросов между распределенными компонентами SOA-системы введено обозначение $\lambda_{ij}^{(k)}$, где k – тип услуги, i и j – номера серверов, запрашивающего и предоставляющего услугу типа k соответственно. Необходимо отметить, что в общем случае для произвольного сервера m $\sum_{i,k}\lambda_{im}^{(k)} \neq \sum_{i,k}\lambda_{mi}^{(k)}$. Для учета данного факта введем весовые коэффициенты A_{st}, показывающие количество запросов сервиса типа t, возникающее при посту-

плении запроса сервиса типа s. Для сервиса, сценарий которого отображен на рис. 2, необходимо определить весовые коэффициенты A_{12}, A_{13}, A_{24}.

Задачу оптимального распределения сетевых ресурсов в рассматриваемой системе SOA можно сформулировать следующим образом: определить оптимальные значения интенсивностей потоков запросов $\lambda_{ij}^{(k)}$ между распределенными компонентами SOA-системы, при котором будет обслужено максимальное количество запросов сервиса от конечных пользователей, а сетевые ресурсы системы (каналы связи телекоммуникационной сети и серверы) не будут перегружены.

Математическая постановка данной задачи может быть представлена как задача линейного программирования в следующем виде: максимизировать

$$f(\lambda) = \lambda_1^{(0)} + \lambda_2^{(0)} + \lambda_3^{(0)} + \lambda_4^{(0)} + \lambda_5^{(0)} = \sum_{i=1}^{5}\sum_{j=1}^{2} \lambda_{ij}^{(1)} \to \max \qquad (1)$$

при следующих ограничениях:

$$\begin{cases}
A_{12}\sum\limits_{i=1}^{5}\lambda_{im}^{(1)} = \sum\limits_{j=1}^{2}\lambda_{mj}^{(2)}, m=1,2 \\
A_{13}\sum\limits_{i=1}^{5}\lambda_{im}^{(1)} = \sum\limits_{j=1}^{2}\lambda_{mj}^{(3)}, m=1,2 \\
A_{24}\sum\limits_{i=1}^{2}\lambda_{im}^{(2)} = \sum\limits_{j=1}^{2}\lambda_{mj}^{(4)}, m=1,2 \\
B^{(1)}\sum\limits_{i=1}^{5}\lambda_{im}^{(1)} \le \alpha_m^{(X)}\mu_m^{(X)}, m=1,2 \\
B^{(2)}\sum\limits_{i=1}^{2}\lambda_{im}^{(2)} \le \alpha_m^{(Y)}\mu_m^{(Y)}, m=1,2 \\
B^{(3)}\sum\limits_{i=1}^{2}\lambda_{im}^{(3)} + B^{(4)}\sum\limits_{i=1}^{2}\lambda_{im}^{(4)} \le \alpha_m^{(Z)}\mu_m^{(Z)}, m=1,2 \\
V^{(1)}\lambda_{ij}^{(1)} \le \rho_{ij}^{(1)}C_{ij}^{(1)}, i=\overline{1,5}, j=1,2 \\
V^{(2)}\lambda_{ij}^{(2)} \le \rho_{ij}^{(2)}C_{ij}^{(2)}, i=1,2, j=1,2 \\
V^{(3)}\lambda_{ij}^{(3)} \le \rho_{ij}^{(3)}C_{ij}^{(3)}, i=1,2, j=1,2 \\
V^{(4)}\lambda_{ij}^{(4)} \le \rho_{ij}^{(4)}C_{ij}^{(4)}, i=1,2, j=1,2 \\
\lambda_{ij}^{(1)} \ge 0, i=\overline{1,5}, j=1,2 \\
\lambda_{ij}^{(k)} \ge 0, i=1,2, j=1,2, k=\overline{2,4}
\end{cases}, \qquad (2)$$

где $\mu_m^{(X)}$, $\mu_m^{(Y)}$, $\mu_m^{(Z)}$ – производительности m-го сервера поставщика набора сервисов X, Y и Z соответственно; $\alpha_m^{(X,Y,Z)}$ – предельное значение коэффициента загрузки m-го сервера поставщика набора сервисов X, Y и Z соответственно; $C_{ij}^{(k)}$ – пропускные способности телекоммуникационных подсетей, связывающих серверы поставщиков i и j при предоставлении

сервиса типа k; $\rho_{ij}^{(k)}$ – предельные значения коэффициентов загрузки телекоммуникационных подсетей, связывающих серверы поставщиков i и j при предоставлении сервиса типа k.

Пример решения задачи оптимального распределения сетевых ресурсов в системе с сервис-ориентированной архитектурой

Рассмотрим систему с сервис-ориентированной архитектурой, структура которой имеет вид, представленный на рис. 3. Исходные данные, необходимые для решения задачи оптимального распределения сетевых ресурсов в данной системе, приведены в табл. 1.

Таблица 1

Тип сервиса k	1	2	3	4
$B^{(k)}$	2,5	1	1,5	2
$V^{(k)}$, кбайт	200	150	80	70

Значения производительностей серверов ($\mu_m^{(X)}$, $\mu_m^{(Y)}$, $\mu_m^{(Z)}$, *запрос/мс*) конкурирующих поставщиков наборов сервисов X, Y и Z приведены в табл. 2.

Таблица 2

Набор сервисов / Поставщик набора сервисов	X	Y	Z
1	2,5	1	3,5
2	2	1,5	2,5

Пропускные способности ($C_{ij}^{(k)}$, *Мбит/с*) телекоммуникационных подсетей, связывающих серверы поставщиков i и j при предоставлении сервиса типа k приведены в табл. 3.

Таблица 3

k	j \ i	1	2	3	4	5
1	1	300	200	250	350	450
	2	650	750	500	700	600
2	1	300	500	–	–	–
	2	600	400	–	–	–
3	1	300	300	–	–	–
	2	300	300	–	–	–
4	1	300	300	–	–	–
	2	300	300	–	–	–

Задача оптимального распределения сетевых ресурсов в данном случае является задачей линейного программирования, математическая постановка которой приведена в виде целевой функции (3) или (4) и системы ограничений (5). Предельные значение всех коэффициентов загрузки были приняты одинаковыми $\alpha = \rho = 0{,}5$

$$f(\lambda) = \lambda_{11}^{(1)} + \lambda_{12}^{(1)} + \lambda_{21}^{(1)} + \lambda_{22}^{(1)} + \lambda_{31}^{(1)} + \lambda_{32}^{(1)} + \lambda_{41}^{(1)} + \lambda_{42}^{(1)} + \lambda_{51}^{(1)} + \lambda_{52}^{(1)} \to \max; \quad (3)$$

$$f^*(\lambda) = -\lambda_{11}^{(1)} - \lambda_{12}^{(1)} - \lambda_{21}^{(1)} - \lambda_{22}^{(1)} - \lambda_{31}^{(1)} - \lambda_{32}^{(1)} - \lambda_{41}^{(1)} - \lambda_{42}^{(1)} - \lambda_{51}^{(1)} - \lambda_{52}^{(1)} \to \min; \quad (4)$$

$$
\begin{cases}
A_{12}\left(\lambda_{11}^{(1)}+\lambda_{21}^{(1)}+\lambda_{31}^{(1)}+\lambda_{41}^{(1)}+\lambda_{51}^{(1)}\right)=\lambda_{11}^{(2)}+\lambda_{12}^{(2)} \\
A_{12}\left(\lambda_{12}^{(1)}+\lambda_{22}^{(1)}+\lambda_{32}^{(1)}+\lambda_{42}^{(1)}+\lambda_{52}^{(1)}\right)=\lambda_{21}^{(2)}+\lambda_{22}^{(2)} \\
A_{13}\left(\lambda_{11}^{(1)}+\lambda_{21}^{(1)}+\lambda_{31}^{(1)}+\lambda_{41}^{(1)}+\lambda_{51}^{(1)}\right)=\lambda_{11}^{(3)}+\lambda_{12}^{(3)} \\
A_{13}\left(\lambda_{12}^{(1)}+\lambda_{22}^{(1)}+\lambda_{32}^{(1)}+\lambda_{42}^{(1)}+\lambda_{52}^{(1)}\right)=\lambda_{21}^{(3)}+\lambda_{22}^{(3)} \\
A_{24}\left(\lambda_{11}^{(2)}+\lambda_{21}^{(2)}\right)=\lambda_{11}^{(4)}+\lambda_{12}^{(4)} \\
A_{24}\left(\lambda_{12}^{(2)}+\lambda_{22}^{(2)}\right)=\lambda_{21}^{(4)}+\lambda_{22}^{(4)} \\
B^{(1)}\left(\lambda_{11}^{(1)}+\lambda_{21}^{(1)}+\lambda_{31}^{(1)}+\lambda_{41}^{(1)}+\lambda_{51}^{(1)}\right)\le \alpha\mu_1^{(X)} \\
B^{(1)}\left(\lambda_{12}^{(2)}+\lambda_{22}^{(2)}+\lambda_{32}^{(1)}+\lambda_{42}^{(1)}+\lambda_{52}^{(1)}\right)\le \alpha\mu_2^{(X)} \\
B^{(2)}\left(\lambda_{11}^{(2)}+\lambda_{21}^{(2)}\right)\le \alpha\mu_1^{(Y)} \\
B^{(2)}\left(\lambda_{12}^{(1)}+\lambda_{22}^{(1)}\right)\le \alpha\mu_2^{(Y)} \\
B^{(3)}\left(\lambda_{11}^{(3)}+\lambda_{21}^{(3)}\right)+B^{(4)}\left(\lambda_{11}^{(4)}+\lambda_{21}^{(4)}\right)\le \alpha\mu_1^{(Z)} \\
B^{(3)}\left(\lambda_{12}^{(3)}+\lambda_{22}^{(3)}\right)+B^{(4)}\left(\lambda_{12}^{(4)}+\lambda_{22}^{(4)}\right)\le \alpha\mu_2^{(Z)} \\
V^{(1)}\lambda_{ij}^{(1)} \le \rho C_{ij}^{(1)}, i=\overline{1,5}, j=1,2 \\
V^{(2)}\lambda_{ij}^{(2)} \le \rho C_{ij}^{(2)}, i=1,2, j=1,2 \\
V^{(3)}\lambda_{ij}^{(3)} \le \rho C_{ij}^{(3)}, i=1,2, j=1,2 \\
V^{(4)}\lambda_{ij}^{(4)} \le \rho C_{ij}^{(4)}, i=1,2, j=1,2 \\
\lambda_{ij}^{(1)} \ge 0, i=\overline{1,5}, j=1,2 \\
\lambda_{ij}^{(k)} \ge 0, i=1,2, j=1,2, k=\overline{2,4}
\end{cases}
\qquad (5)
$$

Решение задачи было получено с помощью инструментария «Optimization Toolbox» программного пакета MatLab. Данное решение представлено на рис. 4 в виде полученных значений интенсивностей потоков между распределенными компонентами заданной SOA-системы. Полученное максимальное значение интенсивности поступления запросов сервиса от конечных пользователей рассмотренной SOA-системы, при котором ее сетевые ресурсы не будут перегружены, составило 375 запросов в секунду. На рис. 4 показаны полученные коэффициенты загрузки телекоммуникационных подсетей при оптимальном распределении сетевых ресурсов рассмотренной SOA-системы. В табл. 4 приведены рассчитанные коэффициенты загрузки всех шести серверов.

Таблица 4

Набор сервисов / Поставщик набора сервисов	X	Y	Z
1	0,19	0,08	0,32
2	0,23	0,18	0,32

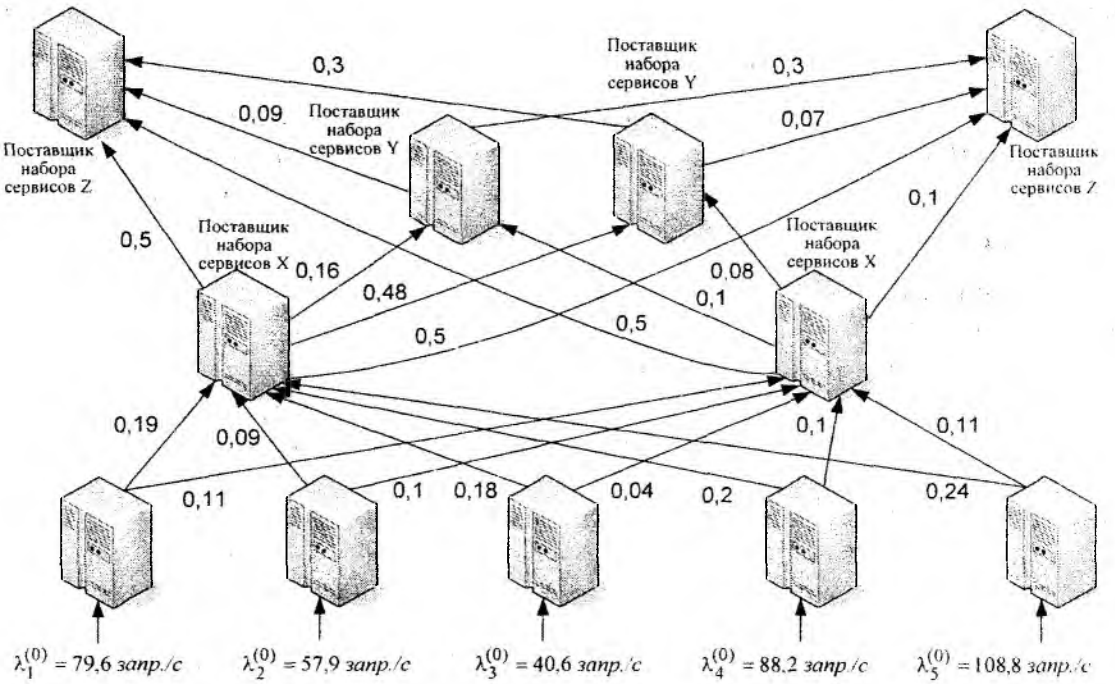


Рис. 4

Выводы

Рассмотрены основные принципы построения информационных систем с сервис-ориентированной архитектурой. Поскольку данные системы являются по своей природе распределенными, их производительность наряду с другими факторами существенно зависит от характеристик телекоммуникационной сети, на базе которой организовано взаимодействие компонентов SOA-системы. В статье сформулирована задача распределения сетевых ресурсов системы SOA с целью максимизации ее производительности с учетом структурных и функциональных свойств базовой телекоммуникационной сети. Представлена математическая постановка данной задачи в виде задачи линейного программирования. Приведен пример решения данной задачи для SOA-системы с заданными структурными и функциональными характеристиками.

Предложенный метод оптимального распределения сетевых ресурсов применим для систем с сервис-ориентированной архитектурой в условиях отсутствия перегрузки. Направлением дальнейших исследований является разработка методов прогнозирования и предотвращения перегрузок в SOA-системах.

Список литературы: 1. *Дубова Н.* На пути к SOA // Директор ИС. 2005. №8. 2. *Математичні* основи теорії телекомунікаційних систем / За ред. В.В. Поповського. Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. 564с. 3. *Лысяк Т.Н.* Распределение нагрузки в интеллектуальной сети // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып.144. С.10–15. 4. *Wellman M.P.* A market oriented programming environment and its application to distributed multicommodity flow problems // Journal of Artificial Intelligence Research. 1993. №1. С. 1–23.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 01.10.2009

УДК 621.391

О.Ю. ЕВСЕЕВА, канд. техн. наук

КЛАССИФИКАЦИЯ ПРОСТРАНСТВ И БАЗИСОВ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ПРИ ГЕОМЕТРИЧЕСКОМ ОПИСАНИИ СТРУКТУРЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

Введение

Применение математического аппарата тензорного анализа к исследованию телекоммуникационных сетей (ТКС) определяет необходимость предварительной геометризации структурно-функционального описания последних. Процесс геометризации подразумевает следующие действия [1, 2]: определение пространства, связанного со структурой сети, выявление множества возможных в этом пространстве систем координат (СК, или базисов), определение правил преобразования различных базисов между собой, выделение ко- и контравариантных геометрических объектов, моделирующих функциональные характеристики изучаемой системы, определение формул преобразования координат этих объектов при переходе от одной СК к другой. Все перечисленное является обязательными составляющими тензорного анализа и в итоге определяет адекватность и достоверность его применения к решению телекоммуникационных задач. Статья посвящена первым этапам геометризации – определению пространства, связанного со структурой сети, и его возможных базисов. Каждый базис, будучи некоторой точкой зрения на систему, выявляет определенные особенности ее структурно-функционального построения. Поэтому с целью получения более полного описания ТКС приходится использовать несколько базисов, количество и тип которых зависят от конкретной задачи. В литературе описаны различные подходы к способу формирования как самого пространства, так и процессу выделения его базисов [3 – 6]. Исходя из того, что важно заранее определить весь спектр возможных СК и выявляемых ими особенностей с тем, чтобы в процессе решения выбрать из них наиболее подходящую, возникает необходимость в обобщении и классификации пространств и базисов, используемых при геометрическом описании структуры ТКС.

Типы структурных конструкций сети и их множества

В тензорном анализе сетей, основы которого предложены американским ученым Г. Кроном [3], предполагается рассматривать все процессы как протекающие в дискретном пространстве, вводимом в ходе описания структуры моделируемой системы или объекта одно- или многомерным симплициальным комплексом. Наиболее проработанным в настоящее время является раздел тензорного анализа сетей, оперирующий одномерными симплициальными представлениями, т.н. одномерными сетями, которые по используемой терминологии и описанию во многом аналогичны обычному графовому (аналог графа). Традиционно одномерную сеть S (по аналогии с теории графов) можно представить как совокупность двух множеств: конечного множества $U = \{u_i, i = \overline{1,m}\}$ нульмерных симплексов – узлов сети (ее маршрутизаторы и коммутаторы) и конечного множества $V = \{v_i, i = \overline{1,n}\}$ одномерных симплексов – ветвей сети (ее тракты передачи). На множестве U выделяются несколько типов узлов. Так *полюсами* сети называются ее узлы, выступающие в рассматриваемом случае в роли конечных адресатов. Причем, один из полюсов сети, как правило узел-отправитель, выбирается в качестве т.н. *опорного* узла. В рамках такого подхода узлы и ветви могут трактоваться как простейшие структурные единицы сети. Однако представление в виде $S = (U, V)$ не является единственным возможным, так известны примеры описания сети уже в виде совокупности других (более сложных) конструкций, которые условно могут быть разделены на три типа: путей r, разрезов ω и деревьев ξ.

Понятие *пути* в рамках тензорного анализа сетей несколько отличается от пути на графе и определяется как конечная последовательность ветвей, при этом никаких дополнительных ус-

ловий на различие входящих в него ветвей и узлов не накладывается. В такой трактовке путь в одномерной сети совпадает с понятием маршрута в теории графов [4]. Примерами путей являются упорядоченные множества – последовательности $\{v_2, v_3, v_4\}$ и $\{v_1, v_3, v_2, v_1\}$ (рис. 1, *а*). Разновидности путей, у которых конечные узлы совпадают, называются *контурами* (π) или *замкнутыми путями*. Например, путь $\{v_1, v_3, v_2\}$ как часть упомянутого выше пути $\{v_1, v_3, v_2, v_1\}$ представляет собой контур. Путь, в котором начальный и конечный узлы не совпадают, назовем *межузловым путем*; его примером является последовательность $\{v_2, v_5, v_4\}$ (рис. 1, *а*). Если при этом начальным и конечным узлами являются полюса сети, а каждый внутренний (неполюсный) узел встречается только один раз, как например, в последовательности $\{v_1, v_4\}$, такой межузловой путь называется *межполюсным* (МПП) или γ-путем.

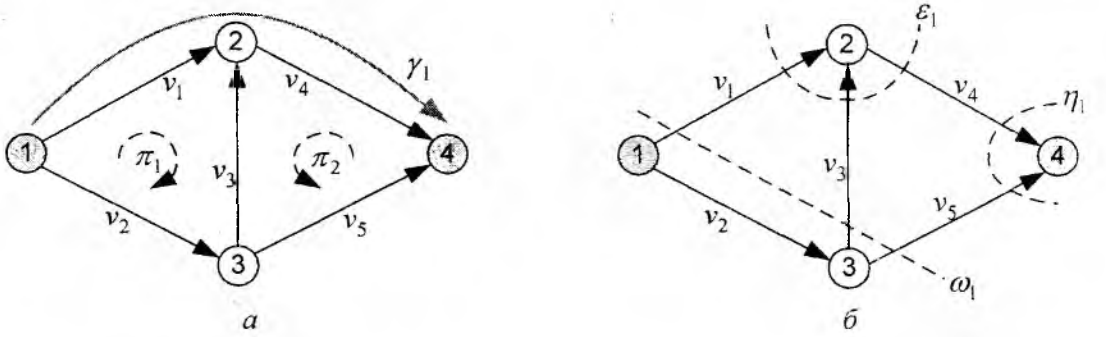


Рис. 1

Вторую группу возможных для сети S конструкций ее одномерных симплексов образуют *разрезающие множества* и *разрезы* ω. Разрезающим множеством сети является множество ветвей, удаление которых разделяет сеть, т.е. сеть становится несвязной. Разновидностью разрезающего множества является разрез ω, который представляет собой минимальное множество ветвей, удаление которых из связной сети приводит к образованию *двух* несвязанных между собой подсетей. Примерами разрезов являются множества ветвей $\{v_1, v_3, v_5\}, \{v_1, v_3, v_4\}$ и $\{v_5, v_4\}$ (рис. 1, *б*).

Множество $\{v_5, v_4\}$ представляет собой частный случай разреза – т.н. центральный разрез, при помощи которого в рамках тензорного анализа сетей задаются узловые пары. Формально *узловая пара* η может представляться двояко: с одной стороны, это множество из двух различных узлов связной сети, один из которых является опорным, а с другой, она всецело определяется множеством инцидентных ко второму узлу ветвей. На множестве узловых пар, в свою очередь, можно выделить подмножество *полюсных* и *внутренних* узловых пар, причем полюсные узловые пары образованы непосредственно полюсами сети, а внутренние – опорным узлом и произвольным узлом, не являющимся полюсом.

Задаваемая через множество инцидентных ко второму (неполюсному) узлу ветвей внутренняя узловая пара представляет собой частный случай более общей конструкции – *внутреннего разреза* ε. Под внутренним разрезом (или в дальнейшем ε-разрезом) связной сети S с заданной парой полюсов будем понимать такое множество ветвей, удаление которых из сети S приводит к ее разделению на две подсети, одна из которых обязательно содержит оба полюса сети S. Примером ε-разреза для сети (рис. 1, *б*) является уже упомянутое выше множество $\{v_1, v_3, v_4\}$.

Кроме всевозможных путей и разрезов для сети S можно выделить еще одну группу конструкций – подсети древовидной структуры. Основная особенность подобных структур заключается в отсутствии в них контуров. Среди этой группы отдельно выделяются т.н. *остовые деревья* ξ – деревья, связывающее все узлы сети. На рис. 2 приведены примеры двух остовых деревьев для одной и той же сети. Заметим, что дерево (рис. 2, *а*) является одновре-

менно и путем, и разрезом, в то время как дерево (рис. 2, *б*) не может быть отнесено ни к одной из этих конструкций.

Для перечисленных конструкций, возможных для заданной сети S, определим операцию сложения «+». В теории графов для сложения различных структурных подсетей используется операция кольцевой суммы $\oplus$ или суммы по модулю 2. Однако определенная таким образом операция сложения не учитывает функциональные особенности телекоммуникационных систем. Так, в рамках ТКС один и тот же тракт передачи может использоваться одновременно несколькими потоками. Если связать отдельный поток с некоторой сетевой конструкцией, отражающей его распределение по сети, получаем, что одна и та же ветвь, которая присутствует одновременно в нескольких из них, должна быть учтена в сумме этих конструкций несколько раз. Например, в сети (рис. 3) из узла 1 передаются два различных потока, адресованные узлам 2 и 3, при этом задействованы пути $\gamma_1 = \{v_1, v_2\}$ и $\gamma_2 = \{v_1, v_3\}$. Тогда результирующей конструкцией, отражающей распределение двух потоков одновременно, будет сумма $\gamma_1 + \gamma_2$ двух путей γ_1 и γ_2, $\gamma_1 + \gamma_2 = \{v_1, v_2\} + \{v_1, v_3\}$, в которой один начальный узел, а ветвь v_1 фигурирует два раза. Таким образом, тот факт, что в разных конструкциях по одной и той же ветви в общем случае могут протекать различные потоки, не позволяет использовать при сложении этих конструкций алгебру по модулю 2 (1+1=0) и определяет использование обычных правил сложения (1+1=2). Другая функциональная особенность телекоммуникационных систем, связанная с частичным (неполным) использованием сетевых трактов в процессе передачи информационных потоков, определяет необходимость дополнения множества уже введенных конструкций множеством их «долей» вида αx, где x – любая конструкция, α – действительное число, $\alpha \le 1$.

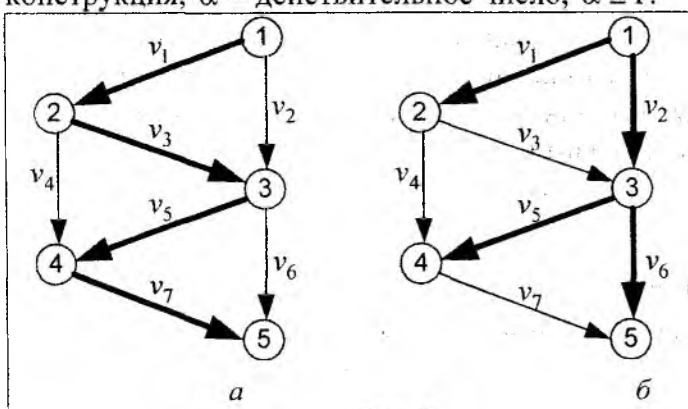


Рис. 2

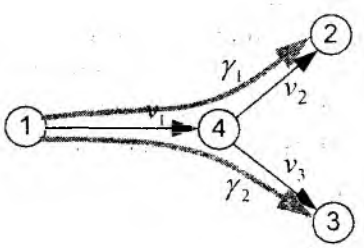


Рис.3

Таким образом, все возможные для данной сети S сетевые конструкции одного типа, дополненные их «долями» и суммами, не приводящими к изменению типа, образуют следующие множества: совокупность всех возможных путей, их долей и сумм образует множество путей W_r^S; совокупность всех возможных разрезов, их долей и сумм образует множество разрезов W_ω^S; совокупность всех возможных остовых деревьев и их долей образует множество деревьев W_ξ^S. При этом подмножеством множества W_r^S является множество контуров W_π^S, образованное совокупностью всех возможных контуров, их долей и сумм, а подмножеством W_ω^S является множество внутренних разрезов W_ε^S, образованное совокупностью всех возможных ε-разрезов, их долей и сумм. Совокупность множеств путей W_r^S, разрезов W_ω^S, деревьев W_ξ^S сети S, включая пустое множество Ø, образует множество W^S всевозможных конструкций данной сети, построенное уже с учетом функциональных особенно-

стей ТКС. Заметим, что множество W^S значительно отличается от множества всех подсетей, традиционно связываемого с сетью, в рамках теории графов.

Векторное пространство, связанное со структурой сети *S*

Имея множество всевозможных конструкций сети S, можно сопоставить этой сети линейное (векторное) пространство. Так, множество W^S может рассматриваться как векторное пространство над полем действительных чисел R с обычными операциями сложения «+» и умножения «·», если выполняются следующие аксиомы [4].

1. Множество W^S по отношению к операции сложения «+» является абелевой группой.

2. Для любых элементов α и β, принадлежащих R, и любых a и c из W^S имеет место операция произведения «·», причем умножение на число ассоциативно и $1 \cdot a = a$ для $\forall a \in W^S$.

3. Операции сложения и умножения связаны между собой следующими соотношениями $\alpha \cdot (a + c) = (\alpha \cdot a) + (\alpha \cdot a)$ и $(\alpha + \beta) \cdot c = \alpha \cdot c + \beta \cdot c$.

Проверка показывает, что множество W^S действительно является абелевой группой. Это множество было построено таким образом, что заведомо содержит все возможные суммы сетевых конструкций, а значит, является замкнутым о относительно операции сложения. Кроме того, W^S включает в себя пустое множество Ø, являющееся нулем группы. Наличие обратных элементов обусловлено изменением направления сетевой конструкции на противоположное, например для пути обратным элементом будет последовательность тех же ветвей, но взятых в обратном порядке, для отдельной ветви v обратной является эта же ветвь, но с противоположной ориентацией, т.е. $\bar{v} = -v$. Нетрудно убедиться в ассоциативности и коммутативности операции сложения, а также в выполнении других аксиом векторного пространства, связанных с операцией умножения.

Таким образом, сети S можно сопоставить векторное пространство W^S, построенное на одноименном множестве W^S. Размерность этого пространства определяется числом трактов передачи в сети, т.е. $\dim(W^S) = n$. Согласно общим свойствам векторных пространств каждый элемент w пространства W^S, $w \in W^S$ может быть представлен в его базисе B^S как

$$w = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i b_i , \qquad (1)$$

где b_i – i-й элемент базиса B^S; α_i – i-я координата элемента w в СК B^S.

В качестве базиса пространства W^S в частном случае может выступать множество всех ветвей V сети S, образуя так называемую систему координат ветвей B_v^S, в которой $b_i = v_i$ (1). Например, указанные на рис. 1 конструкции могут быть соответственно записаны как $\pi_1 = v_1 - v_2 - v_3$, $\pi_2 = v_5 - v_3 - v_4$, $\gamma_1 = v_1 + v_4$, $\omega_1 = v_1 + v_3 + v_5$, $\eta_1 = v_4 + v_5$, $\varepsilon_1 = v_1 + v_3 - v_4$. В данном примере все координаты α принимают значения 1, 0 или -1, причем положительное значение координаты свидетельствует о совпадении ориентации ветви и конструкции, а отрицательное – о несовпадении.

Подпространства векторного пространства сети

В рамках векторного пространства W^S можно выделить ряд подпространств более низкой размерности. Известно, что подпространство может быть образовано подмножеством, для которого выполняются все аксиомы векторного пространства [7]. Как показала проверка выполнения перечисленных выше аксиом для подмножеств W_γ^S, W_π^S, W_ω^S, W_ε^S и W_ξ^S, наиболее кри-

БИБЛИОТЕКА ХНУРЭ 813700

тичным среди них является требование замкнутости множества относительно операции сложения, входящее в определение абелевой группы. Можно показать, что все из перечисленных подмножеств, за исключением подмножества деревьев W_{ξ}^{S}, действительно являются замкнутыми относительно операции сложения, т.е. образуют подпространства векторного пространства W^{S}. Причем, между подпространствами путей W_{r}^{S}, контуров W_{π}^{S}, разрезов W_{ω}^{S} и внутренних разрезов W_{ε}^{S} выполняются соотношения:

1) $W_{\pi}^{S} \subset W_{r}^{S} \subset W^{S}$, $\dim(W_{\pi}^{S}) = \mu$, $\dim(W_{r}^{S}) = \mu + 1$, где μ – цикломатическое число сети, $\mu = n - m + 1$;

2) $W_{\varepsilon}^{S} \subset W_{\omega}^{S} \subset W^{S}$, $\dim(W_{\varepsilon}^{S}) = \rho - 1$, $\dim(W_{\omega}^{S}) = \rho$, где ρ – ранг сети, $\rho = n - 1$;

3) $W_{\pi}^{S} \cap W_{\varepsilon}^{S} = \emptyset$, $W_{\pi}^{S} \cap W_{\omega}^{S} = \emptyset$, $W_{\varepsilon}^{S} \cap W_{r}^{S} = \emptyset$;

4) $W_{r}^{S} \cap W_{\omega}^{S} \neq \emptyset$, $\dim(W_{r}^{S} \cap W_{\omega}^{S}) = 1$;

5) подпространства W_{π}^{S} и W_{ω}^{S}, как показано в теории графов, являются ортогональными. Можно доказать, подпространства W_{r}^{S} и W_{ε}^{S} также являются ортогональными.

В рамках каждого из подпространства может быть введен свой базис соответствующей размерности, определяющий через линейную комбинацию базисных элементов любой другой элемент этого подпространства. При этом существуют некоторые особенности. Так, базис B_{ω}^{S} пространства разрезов W_{ω}^{S} сети S в частном случае может быть образован только центральными разрезами η, задающими множество узловых пар сети, выделяя тем самым для сети так называемую систему координат узловых пар B_{η}^{S}. Базис $(\mu + 1)$-мерного пространства путей W_{r}^{S} в случае неразделимых сетей весь может быть сформирован только из межполюсных путей (базис B_{γ}^{S}). Однако для разделимых сетей число линейно независимых МПП несколько меньше и составляет $n - m + 2 - c$, где c – число независимых контуров в разделимых подсетях, удаление которых не удаляет из сети ни одного из его полюсов [8]. В таких случаях базис пространства W_{r}^{S} будет состоять из $n - m + 2 - c$ межполюсных путей и c путей, не являющихся МПП, а представляющих собой, например, контуры (базис $B_{\tilde{\gamma}}^{S}$).

Базисы пространства, связанного со структурой сети

Каждое базисное множество n-мерного векторного пространства W^{S}, связанного с сетью S, представляет собой набор n линейно независимых структурных единиц, посредством которых может быть выражена как сеть в целом, так и любая ее конструкция. Исходя из описанной структуры пространства W^{S}, его подмножеств и подпространств можно предложить следующую классификацию базисов $B^{S} = \{b_i\}$, $i = \overline{1,n}$. Так, в зависимости от типов базисных элементов b_i можно выделить три типа базисов: неортогональный, ортогональный и смешанный (рис. 4). Неортогональный базис объединяет в себе базисные элементы одного типа. Поскольку все описанные выше подпространства имеют размерности, меньшие n, принадлежащие им элементы не могут образовывать базис данного типа. Примерами неортогональных базисов являются СК ветвей B_{v}^{S} и деревьев B_{ξ}^{S}. Первая образована множеством V отдельных ветвей сети, а вторая – множеством ее линейно независимых остовых деревьев. В отличие от неортогонального базисы ортогональный и смешанный образованы разнотипными элементами. Причем в ортогональной СК базисные элементы принадлежат двум обязательно ортогональным подпространствам. Эти системы координат могут быть получены путем простого объединения базисов двух ортогональных подпространств. Смешанный базис

представляет собой более общий случай и образован разнотипными элементами, принадлежащими более чем двум подмножествам. В состав такого базиса могут одновременно входить ветви, деревья, пути и разрезы.

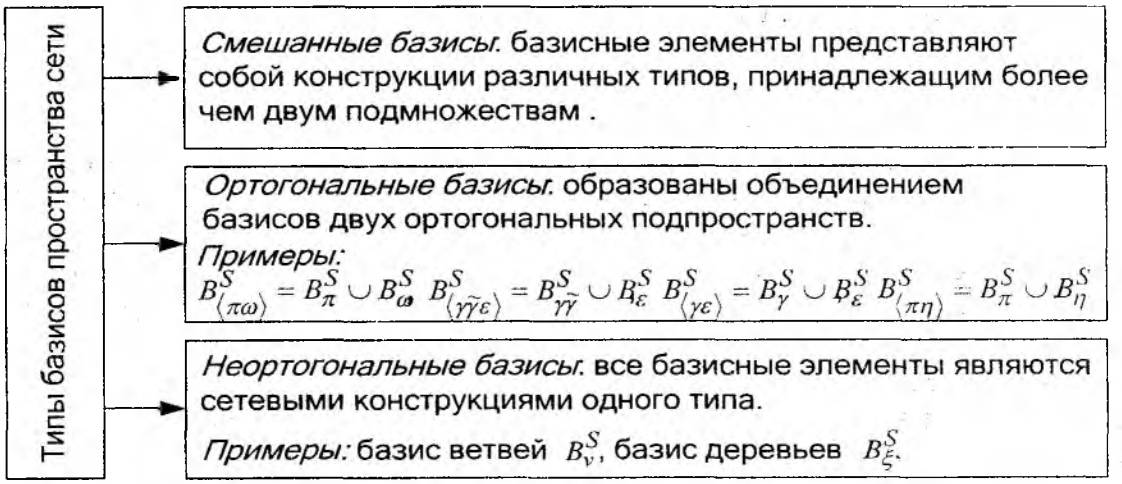


Рис. 4

Выводы

Моделирование ТКС одномерной сетью S позволяет связать с ней n-мерное векторное пространство W^S над полем действительных чисел. В рамках данного пространства можно выделить четыре подпространства более низкой размерности: путей, контуров, разрезов и внутренних разрезов. Среди перечисленных выделяются две пары ортогональных пространств: путей и внутренних разрезов, контуров и разрезов. Исходя из структуры пространства W^S все его базисы можно разделить на три типа: неоргональные, ортогональные и смешанные. Каждый из базисов играет свою роль в тензорном анализе сетей. Причем наиболее часто исходные данные задаются как координаты в ортогональных базисах, в то время как решение предпочтительно получить в неортогональном или смешанном. Так, для решения задач многоадресной рассылки (multicast) более актуальным является описание сети в базисе остовых деревьев, а для одноадресной рассылки (unicast) предпочтителен базис ветвей. Смешанный базис в этом смысле наиболее универсален, так как может одновременно указывать на исходные данные и искомые координаты.

Список литературы: 1. *Пасечников И.И.* Методология анализа и синтеза предельно нагруженных информационных сетей. М.: Машиностроение-1, 2004. 216 с. 2 *Петров А.Е.* Тензорная методология в теории систем. М.: Радио и связь, 1985. 152 с. 3. *Крон Г.* Тензорный анализ сетей. М.: Сов. радио, 1978. 719 с. 4. *Лемешко А.В.* Тензорная модель многопутевой маршрутизации агрегированных потоков с резервированием сетевых ресурсов, представленная в пространстве с кривизной // Праці УНДІРТ. 2004. Вип. №4 (40). 5. *Евсеева О.Ю.* Тензорная модель гарантированного обеспечения нормированных показателей качества обслуживания в ТКС // Наукові записки УНДІЗ. 2008. №3(5). С. 71-81. 6. *Лемешко А.В., Евсеева О.Ю., Дробот О.А.* Методика выбора независимых путей с определением их количества при решении задач многопутевой маршрутизации // Праці УНДІРТ. 2006. №4(48). С. 69-74. 7. *Свами М., Тхуласираман К.* Графы, сети и алгоритмы. М.: Мир, 1984. 455 с. 8. *Басакер Р., Саати Е.* Конечные графы и сети. М.: Наука, 1973. 368 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.09.2009

УДК 621.39

К.С. СУНДУЧКОВ, д-р техн. наук, С.Э. ВОЛКОВ, М.А. КУЗЯВА

ЧАСТНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ РАДИОКАНАЛА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА СИСТЕМЫ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ 4G

Введение

Наступает момент, когда просто Интернет с мобильного телефона пользователям уже не так интересен, все больше их внимание привлекают такие услуги, как видеоконференции, мобильное телевидение, видео по запросу и др., т.е. различный видео- и аудиоконтент. В сетях третьего поколения (3G) услуга мобильного телевидения реализуется, как правило, путем загрузки и просмотра передач, поскольку в режиме online качество изображения довольно низкое, а стоимость услуги, напротив, высока. Такое положение связано с неэффективным использованием ресурсов сети и с дефицитом радиочастотного ресурса в целом. Для оптимизации использования сетевых ресурсов разрабатываются новые технологии, такие как MBMS (Multimedia Broadcast Multicast Service) компании Huawei. Спецификациями 3GPP предусмотрены два режима работы: Broadcast – широковещательный, когда сообщения направляются системой всем пользователям в определенной зоне; Multicast – групповое вещание, когда сеть посылает информацию только определенным абонентам, подписанным на эту услугу [1].

В то же время идут разработки и тестирование сетей мобильной связи четвертого поколения (4G), которые должны обеспечить скорости передачи данных на порядок выше, чем в сетях 3G. Это достигается не путем повышения энергетики радиоканала, а благодаря использованию широких полос пропускания в миллиметровом диапазоне частот.

К преимуществам данного диапазона относятся [2]: гигабитные скорости передачи данных; компактные и технологичные излучатели; очень узкие, «карандашные» диаграммы направленности; высокая электромагнитная совместимость. Среди недостатков: высокое поглощение излучения в атмосфере; высокое поглощение излучения дождем; поглощение листвой и другими предметами.

Немаловажным фактором на пути становления нового поколения сотовой связи станет стоимость конечного оборудования – причем как для операторов, так и для абонентов. Сейчас сложно говорить о конкретных ценах, так как все мобильные терминалы с поддержкой 4G, которые разработаны или разрабатываются, имеют очень большие размеры. Чтобы подобные аппараты можно было свободно запускать на рынок, их конструирование должно пережить еще одну технологическую революцию. Или, для начала, оснащать ими подвижные транспортные средства [3].

Также могут возникнуть сложности непосредственно при реализации радиоканала. Основная проблема в настоящий момент – борьба с вторичными сигналами и замираниями, влияющими на скорость передачи данных, особенно при движении приемника.

В ближайшем будущем для проводных и беспроводных сетей доступа требования относительно пропускной способности возрастут к гигабитам за секунду [4]. Широкое распространение приобрели проводные сети, которые основаны на технологии пассивных оптических сетей PON (Passive Optical Network). Оптическое волокно позволяет передавать огромное количество информации. Если сопоставить его полосу пропускания и емкость канала связи, считая, что 1 *бит/с* соответствует 1 *Гц* полосы, то можно прийти к выводу, что емкость такого канала близка к бесконечности [5]. Фактически, весь используемый радиочастотный спектр (если считать, что он укладывается в полосу 3 *кГц* – 200 *ГГц*) может быть передан по одному волокну. Кроме того, передача по коаксиальному кабелю и паре проводов требует значительно больше повторителей (регенераторов) на условную единицу длины, чем если бы она велась по оптическому волокну. Это соотношение колеблется от 20:1 до 100:1. Также волоконно-оптический кабель значительно дешевле в сравнении с медными или коаксиальными кабелями. Недостатком оптических сетей является то, что они не являются достаточно гибкими и масштабируемыми.

С другой стороны, решения, которые основаны на беспроводных сетях, предоставляют пользователю достаточную гибкость и портативность, но не удовлетворяют потребности в пропускной способности. Для использования преимуществ проводных и беспроводных сетей проводятся активные работы относительно формирования смешанной архитектуры для доставки мультимедийных сервисов к мобильным пользователям. Такая архитектура получила название радиоволоконной RoF (Radio over Fiber, Radio on Fiber). Базовые станции в RoF системах выполняют только функцию оптико-электрического преобразования, их конфигурация проста и не зависит от формата модуляции или протокола. RoF архитектура является достаточно гибкой и позволяет передавать информацию с высокой скоростью передачи. С помощью использования технологии уплотнения с разделением по длине волны WDM (Wavelength Division Multiplexing) в RoF системе могут быть построены гибкие и масштабируемые сети, в которых информация распределяется между базовыми станциями путем привязки оптических длин волн к базовым станциям. Эти преимущества означают, что в будущем RoF системы станут широко используемыми.

Большие потери при распространении в атмосфере в мм диапазоне значительно сокращают размер сотовой ячейки, что требует размещения большого числа базовых станций, связанных в центральном пункте с центром коммутации сообщений. Это влечет за собой рост стоимости развертывания сети.

Для уменьшения стоимости и системной сложности всю обработку сигналов местных генераторов базовых станций (БС) и управление системой целесообразно выполнять в центре коммутации сообщений, кроме того, использовать новую структуру сети, предложенную в работе [6].

Возможный вариант структуры интерактивной гетерогенной телекоммуникационной сети (ИГТС), построенной по принципам RoF и по функциям подобной MBMS, с асимметричным трафиком для мобильных абонентов движущихся с повышенной скоростью, с участком беспроводной сети доступа в миллиметровом диапазоне, расположенным вдоль автомобильной либо железнодорожной трассы, приведен на рис. 1.

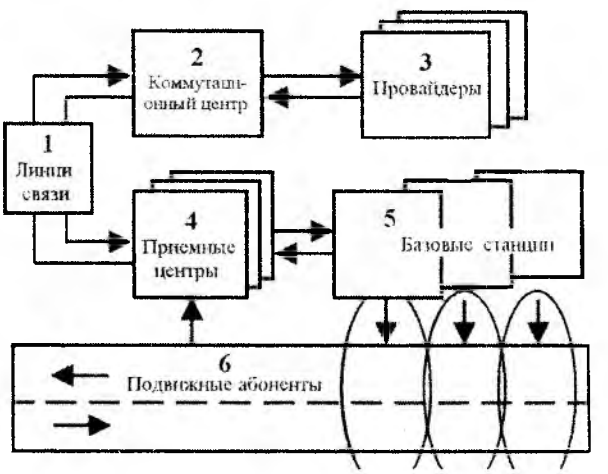


Рис. 1

Основная часть

Определение зоны покрытия передатчиком БС является наиважнейшим критерием для расчета сети в целом.

Для начала необходимо определить зону обслуживания одной БС. Зоной обслуживания принято называть территорию, на границе которой гарантируется прием с заданным качеством. Понятие «гарантируется» условно, поскольку в действительности качество приема зависит от целого ряда факторов: технических характеристик мобильного терминала (коэффициент усиления антенны, потери кабеля снижения, коэффициент шума приемной системы и др.), характера местности, условий застройки в месте приема, времени суток и года, погодных условий и т.д. [7].

В конечном счете, задача сводится к нахождению минимальной напряженности электрического поля в точке приема, которая будет гарантировать нам требуемое отношение сигнал/шум (C/N).

В рассматриваемом случае требуемая зона покрытия представляет собой отрезок трассы с прилегающей территорией.

В зависимости от геометрии требуемой зоны покрытия возможны различные варианты ориентации диаграммы направленности антенны базовой станции (БС) – от перпендикулярного, до продольного. В первом варианте БС размещается от трассы на расстоянии H, которое соответствует уровню напряженности поля 0,6–0,7 – здесь обеспечивается максимально широкая зона обслуживания. Однако при таком размещении излучаемая мощность используется неэффективно и потребуется большее количество БС, чем при продольном для покрытия одного и того же участка.

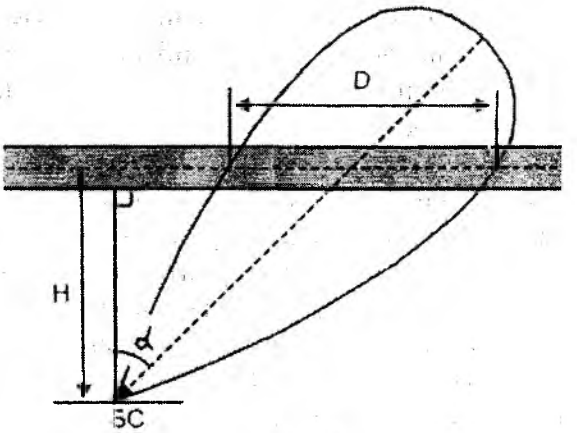


Рис. 2

В табл. 1 приведены расчеты зоны покрытия трассы D и расстояния от базовой станции до трассы H при использовании рупорной антенны с шириной диаграммы направленности (ДН) 450 и передатчика мощностью 100 *мВт*. Расчет выполнен для диапазонов частот 20, 30 и 40 *ГГц* при допустимом отношении мощности сигнала к мощности шумов 12 *дБ*. В соответствии с рис. 2 вращение ДН производилось относительно точки на трассе, расположенной на расстоянии 63 % от максимальной дальности связи. Детальный расчет максимальной дальности связи приведен в работе [6].

Таблица 1

Диапазон частот, *ГГц*	α, градусов	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
20	*D*, *м*	1360	1370	1420	1500	1630	1810	2020	2250	2550	2790
30		926	933	967	1021	1110	1233	1375	1532	1723	1900
40		609	614	636	672	730	811	905	1008	1133	1250
20	*H*, *м*	1720	1700	1620	1500	1320	1120	870	600	280	0
30		1171	1158	1103	1021	899	763	592	409	191	0
40		770	762	726	672	591	502	390	269	125	0

Как видно, при продольном размещении ДН антенны БС вдоль трассы обеспечивается наибольшая зона покрытия. Однако мобильный прием, в отличие от фиксированного, характеризуется следующими особенностями: отсутствием направленности и усиления приемной антенны ($Ga \leq 0$); малыми потерями в фидере (кабеле снижения от пристраиваемой приемной антенны или без потерь для встроенной антенны); как правило, прием осуществляется на значительно более низких высотах в сравнении с фиксированным приемом; прием может осуществляться в движении.

При продольном размещении ДН увеличивается доплеровский сдвиг частот, в связи с чем приемник мобильного терминала (МТ) становится более подвержен влиянию замираний сигнала.

Сигнал в точке приема образуется в результате интерференции радиоволн, поступающих по различным путям распространения (лучам). Каждая радиоволна характеризуется своими параметрами: временем распространения, доплеровской частотой, амплитудой.

При перемещении мобильного терминала возникает доплеровский сдвиг по частоте (fd), пропорциональный радиальной скорости (относительно вещательного центра) перемещения терминала. $fd = f\frac{V}{c}\cos\varphi$, где V – абсолютная скорость движения приемника, f – несущая частота источника излучения, c – скорость света (3x108 *м/с*), φ – угол между направлением

движения приемника и направлением на источник излучения ($V \cdot \cos\varphi = V_p$ – радиальная скорость передвижения).

Воздействие доплеровского частотного сдвига воспринимается приемником как шум (помеха), вносящий свой вклад в межнесущую интерференцию (Intercarrier interference – ICI), таким образом, ICI пропорциональна радиальной скорости движения приемника и более выражена на высоких частотах.

В том случае, когда произведение максимального доплеровского сдвига *fd* на длительность бита *Tb* относительно велико, например *Tb fd* >0,01, тогда шум, вызванный случайной частотной модуляцией может оказаться преобладающей причиной ошибок в битах. У когерентных демодуляторов ухудшаются характеристики и появляются участки с постоянными и высокими значениями вероятности ошибки.

В табл. 2 приведены расчеты значения *Tbfd* для различных диапазонов частот при скорости передачи данных для одного абонента 3 *Мбит/с*.

Таблица 2

Скорость МТ, *км/ч*		60	100	150	200
$T_b f_d$	40 *ГГц*	$0{,}74\cdot10^{-3}$	$1{,}23\cdot10^{-3}$	$1{,}85\cdot10^{-3}$	$2{,}46\cdot10^{-3}$
	30 *ГГц*	$0{,}55\cdot10^{-3}$	$0{,}92\cdot10^{-3}$	$1{,}38\cdot10^{-3}$	$1{,}85\cdot10^{-3}$
	20 *ГГц*	$0{,}37\cdot10^{-3}$	$0{,}61\cdot10^{-3}$	$0{,}92\cdot10^{-3}$	$1{,}23\cdot10^{-3}$

В соответствии с зависимостью усредненной P_e от отношения несущая/помеха (C/I) для модуляции MSK в каналах с быстрыми релеевскими замираниями [8, рис. 4.6.4] при $T_b f_d = 1\cdot10^{-3}$, наилучшее $P_e \approx 6\cdot10^{-6}$, а при $T_b f_d = 2\cdot10^{-3}$, $P_e \approx 2\cdot10^{-5}$ при любом увеличении C/I.

Заключение

Таким образом исследованы зависимости между углом размещения ДН относительно трассы и качеством предоставления услуг. Обеспечение низкой вероятности битовой ошибки, вплоть до $P_e=10^{-7}$ при обеспечении необходимого отношения C/N требует размещения БС с перпендикулярной ориентацией ДН. При продольной ориентации ДН зона покрытия трассы увеличивается примерно вдвое, однако в связи с появлением эффекта Доплера повышается вероятность битовой ошибки для мобильных терминалов двигающихся с повышенной скоростью, которая для диапазона 40 *ГГц* при скорости 100 *км/ч* уже составляет около $P_e=4\cdot10^{-6}$ независимо от отношения C/N.

Список литературы: 1. *Хромов А.* MMBS – услуга будущего. Мобильные системы, апрель 2006г., с.60-62. 2. *Башилов Г.* Миллиметры: последняя верста.. Connect! Мир связи, январь 2006г. 3. *http://www-.mobimag.ru/*Articles/2297/Seti_4G_stanut_dostupny_uzhe_cherez_god.htm 4. *Zhensheng Jia.* Optical millimeter-wave signal generation, transmission and processing for symmetric super-broadband optical-wireless access networks. Georgia Institute of Technology, 01.07.2008. 5. *Фриман. Р.* Волоконно-оптические системы связи. М: Техносфера, 2003. 512с. 6. *Ильченко М.Е., Сундучков К.С., Волков С.Э.* и др. Интерактивная гетерогенная телекоммуникационная система (ИГТС) 4G с беспроводным доступом в миллиметровом диапазоне для предоставления мультимедийных услуг мобильным абонентам // Зв'язок. 2008. №7-8. С. 28-32. 7. *Песков С.Н., Колпаков И.А., Колгатин С.Ю.* Рекомендации по внедрению DVB эфирного вещания. Сетевое планирование. Теле-Спутник. 2007. 8(142), август. 8. *Феер К.* Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. М.: Радио и связь, 2000. 520 с.

Учебно-научный Институт
телекоммуникационных систем
при НТУУ «КПИ», Киев

Поступила в редколлегию 25.09.2009

УДК 519.876.5; 004.738.5

Г.А.ГУНДЕРИЧ, Н.А. ОДЕГОВ, канд. техн. наук, А.А. СКОПА, канд. техн. наук

ПРОГНОСТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ФАКТОРОВ ОТКАЗОВ СОВРЕМЕННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ И СЕТЕЙ NGN

Постановка задачи

Построение систем обеспечения эксплуатации современных мультисервисных сетей и NGN [1] (*объект* исследований) требует решения задач прогностического контроля. Такой контроль позволяет поддерживать качество обслуживания – *Quality of Service* (QoS) на заданном уровне, поскольку реакции системы обеспечения эксплуатации "по факту отказа" приводят к значительным экономическим потерям. Одной из первоначальных задач прогностического контроля является анализ и разработка методик прогнозирования, применимых для решения задач обеспечения эксплуатации NGN. Анализ научной и технической литературы (например, [2–5]) показывает, что в настоящее время с учетом многообразия используемых технологий передачи данных в мультисервисных сетях проблема эффективного прогностического контроля в полной мере не решена, в частности отсутствуют математические модели факторов, которые бы позволяли решать задачи их прогнозирования с приемлемой для практики точностью, имели бы простую физическую интерпретацию и позволяли идентифицировать их ненаблюдаемые характеристики (параметры) на основе измерения наблюдаемых параметров NGN.

Цель статьи – разработка таких моделей на основе опыта эксплуатации мультисервисных сетей и выбор методов их идентификации.

Основная часть

Понимая под отказом NGN непредоставление услуги должного качества (QoS), рассмотрим основные факторы, влияющие на качество предоставления услуг.

Существенный вклад в развитие различных аспектов концепции QoS внес Международный союз электросвязи (МСЭ), включая, в том числе, разработку норм и требований к показателям качества обслуживания. Концепции моделей надежности, основанные лишь на факте доставки-недоставки информации были достаточно эффективными в сетях IP для приложений, где можно передавать данные не в реальном времени (электронная почта, передача файлов). Однако для приложений реального времени имеется необходимость уточнения этих показателей.

Прежде всего, это объясняется основным принципом функционирования IP-сетей – передачей данных без установления соединений и без управления. С появлением новых приложений, особенно приложений реального времени (интерактивная передача речи, видеотелефония и видеоконференции), вопрос о гарантированном качестве обслуживания в сетях IP становится одним из наиболее сложных [4].

Анализ отказов в реальных условиях (в частности, на одесской сети обмена трафиком) показывает, что для большинства услуг, предоставляемых современными IP-сетями как прообразами NGN, отдельные сервисы в большей или меньшей степени чувствительны к ширине полосы пропускания, потерям пакетов, задержкам передачи пакетов и нестабильности этой задержки (джиттеру). Кроме того, из элементарных физических соображений ясно, что отказ конкретного сервера, обеспечивающего предоставление конкретной услуги или группы услуг также означает отказ в обслуживании. При этом отказ может быть как аппаратный, так и программный.

Ориентируясь на интересы потребителя телекоммуникационных услуг, в 2002 г. 13-я Исследовательская Комиссия МСЭ опубликовала два международных стандарта Y.1540 и Y.1541 [6]. Рекомендация МСЭ Y.1541 определяет нормы для параметров, определенных в Рекомендации Y.1540, между двумя граничными сетевыми интерфейсам – точками подклю-

чения оконечных терминальных устройств. Кроме того, в этой рекомендации специфицированы шесть классов качества обслуживания в зависимости от приложений.

В Рекомендации Y.1540 рассматриваются следующие сетевые характеристики (табл. 1) как наиболее важные по степени их влияния на сквозное качество обслуживания (от источника до получателя), оцениваемое пользователем: производительность сети, надежность сети/сетевых элементов, задержка, вариация задержки (джиттер), потери пакетов, ошибки в пакетах.

Таблица 1

Сетевые характеристики	Классы QoS					
	0	1	2	3	4	5
Задержка доставки пакета IP, IPTD, *мс*	100	400	100	400	1000	10000 Н
Вариация задержки пакета IP, IPDV, *мс*	50	50	100 Н	400 Н	1000 Н	10000 Н
Коэффициент потери пакетов IP, IPLR	$1\cdot10^{-3}$	$1\cdot10^{-3}$	$1\cdot10^{-3}$	$1\cdot10^{-3}$	$1\cdot10^{-3}$	$1\cdot10^{-2}$ Н
Коэффициент ошибок пакетов IP, IPER	$1\cdot10^{-4}$	$1\cdot10^{-4}$	$1\cdot10^{-4}$	$1\cdot10^{-4}$	$1\cdot10^{-4}$	$1\cdot10^{-3}$ Н

Примечание: Н – не нормировано стандартами МСЭ, принято условно исходя из практики эксплуатации IP-сетей.

Рекомендация Y.1541 устанавливает соответствие между классами качества обслуживания и приложениями:

Класс 0 *Приложения реального времени, чувствительные к джиттеру, характеризуемые высоким уровнем интерактивности (VoIP, видеоконференции);*

Класс 1 *Приложения реального времени, чувствительные к джиттеру, интерактивные (VoIP, видеоконференции);*

Класс 2 *Транзакции данных, характеризуемые высоким уровнем интерактивности (например, сигнализация);*

Класс 3 *Транзакции данных, интерактивные;*

Класс 4 *Приложения, допускающие низкий уровень потерь (короткие транзакции, массивы данных, потоковое видео);*

Класс 5 *Традиционные применения сетей IP (электронная почта, WWW и др.).*

Понимая под отказом в обслуживании несоответствие заявленного оператором класса качества обслуживания и реального качества сети определяемым, примем событие «параметрический отказ» как выход определенного параметра качества сети за назначенную границу.

Анализ литературных источников и данных измерений различных характеристик качества показывает, что характеристики, показанные в табл. 1, существенно зависят от интегральной характеристики – занятой ширины пропускания внешних портов провайдера.

В самом деле, если заказанная провайдером полоса занята более чем на 90 %, это неизбежно будет приводить к задержкам пакетов, джиттеру и затруднит решение задач в реальном времени. При этом сеть все еще будет способна предоставлять услуги 5-го класса. Если этот класс обслуживания заявлен оператором, то отказа в обслуживании нет. Если же заявлен 1-3 класс обслуживания, то такая загрузка внешних портов соответствует отказу в обслуживании. Зная среднюю полосу, занимаемую каждым абонентом, можно установить практически линейную зависимость между совокупной занимаемой полосой и количеством программно-аппаратных отказов на абонентских портах.

Из этого следует, что важнейшей задачей прогностического контроля является прогнозирование полосы пропускания внешних портов провайдера (оператора). Поскольку занятость полосы может измеряться через короткие промежутки времени, можно считать зависимость этого параметра от времени непрерывной реализацией нестационарного случайного процесса. Тогда, применяя теорему Вейерштрасса, можно представить такую зависимость в виде полинома:

$$\varphi_k(t) = a_{k0} + a_{k1}t + a_{k2}t^2 + \ldots + a_{kN}t^N + \varepsilon_k, \quad (1)$$

где N – количество членов степенного ряда, обеспечивающих точность и устойчивость модели фактора у вариациям данных; $k = 1, 2, \ldots, K$ – условный номер фактора, влияющего на отказоустойчивость NGN; ε_k – ошибка модели или случайная составляющая процесса.

В более общем виде структурную форму зависимости факторов от времени можно представить в виде разложения по произвольной системе линейно независимых функций, в частности по тригонометрическим функциям. Последнее удобно, если требуется моделировать периодические составляющие процессов, например имеющие место сезонные и суточные периоды изменения нагрузки в сетях. Итак, дополнительной формой модели зависимости факторов от времени принимаем разложение:

$$\varphi_k(t) = a_{k1}\psi_{k1}(t) + a_{k2}\psi_{k2}(t) + \ldots + a_{kN}\psi_{kN}(t) + \varepsilon_k, \quad (2)$$

где ψ_{kN}, $n = 1, 2, \ldots, N$ – система линейно независимых опорных функций.

Рассмотрим практическую задачу прогнозирования трафика в сети развивающегося провайдера (условный провайдер-2). Мультисервисная услуга данного провайдера подается по кабельным сетям. Транспортный и сетевой уровень обеспечивается протоколом Ethernet. Подключение абонентов осуществляется бригадой, которая способна обслужить до 6 заявок на подключение в день. В среднем абоненты заказывают подключение с полосой пропускания до 1 *Мбит/с*. Таким образом, можно предполагать, что за пять рабочих дней, т.е. еженедельно, суммарная полоса на уровне абонентских портов будет возрастать приблизительно на 30 *Мбит/с*. Также путем наблюдения за трафиком на исходящих и входящих портах концентраторов абонентской нагрузки установлено, что коэффициент одновременности составляет приблизительно 10. При этом можно ожидать, что еженедельно занимаемая полоса внешних портов будет увеличиваться примерно на 3 *Мбит/с*.

Задача заключается в том, чтобы по результатам наблюдения за трафиком на внешних портах спрогнозировать момент времени, когда необходимо будет выполнить расширение полосы на порту внешнего провайдера от 100 до 200 *Мбит/с*. Внутренним стандартом установлено, что максимальная загрузка этой полосы должна быть не более 80 % в ЧНН.

Целью прогностического контроля является установление прогнозируемого момента времени, когда необходимо будет осуществить технические мероприятия (замену оборудования) и организационные мероприятия (заказ у внешнего провайдера полосы 200 *Мбит/с*).

Приведенные выше соображения о характере изменения нагрузки в сети говорят о том, что процесс изменения занятой полосы пропускания следует моделировать зависимостью в форме полинома первой степени $Y_1(t_k) = b_{1,0} + b_{1,1}t_k$. Для сравнения построена также модель в виде квадратичного полинома $Y_2(t_k) = b_{2,0} + b_{2,1}t_k + b_{2,2}t_k^2$.

Результаты расчетов и прогноз на контрольную выборку выполнен методом группового учета аргументов и показан на рис. 1.



Рис. 1

В качестве оптимальной выбрана линейная модель $Y_1(t_k) = 19,6 + 3,31 t_k$, для которой эмпирическая дисперсия на контрольной выборке составила $\overline{D}_1 = 42,0$, тогда как для квадратичной модели $\overline{D}_2 = 439,2$ (в 10 раз больше!). Прогноз по более сложной модели оказался менее корректным, чем прогноз по более простой линейной модели, которая изначально предполагалась как достаточно адекватная на основе физических соображений.

В других случаях более адекватными являются частные случаи модели (2). Рассмотрим графики загрузки внешнего порта другого провайдера, предоставляющего услугу по различным транспортным сетям – кабельным, радио, а также по коммутируемым каналам передачи данных.

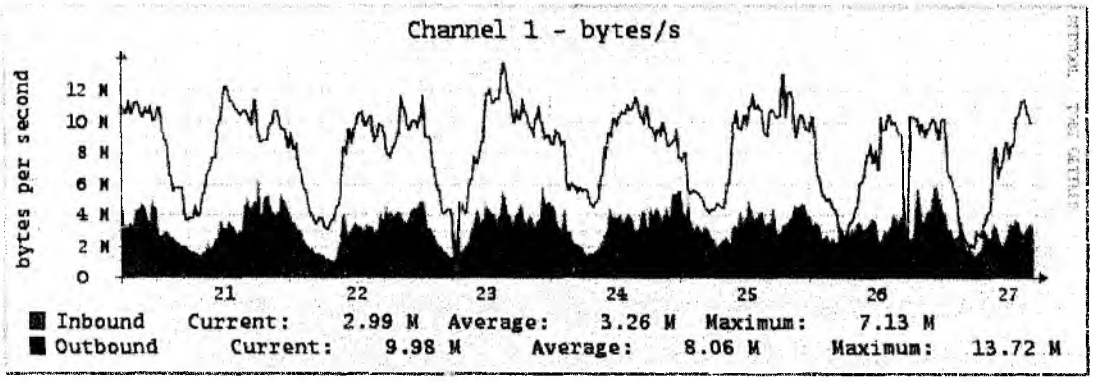


Рис. 2

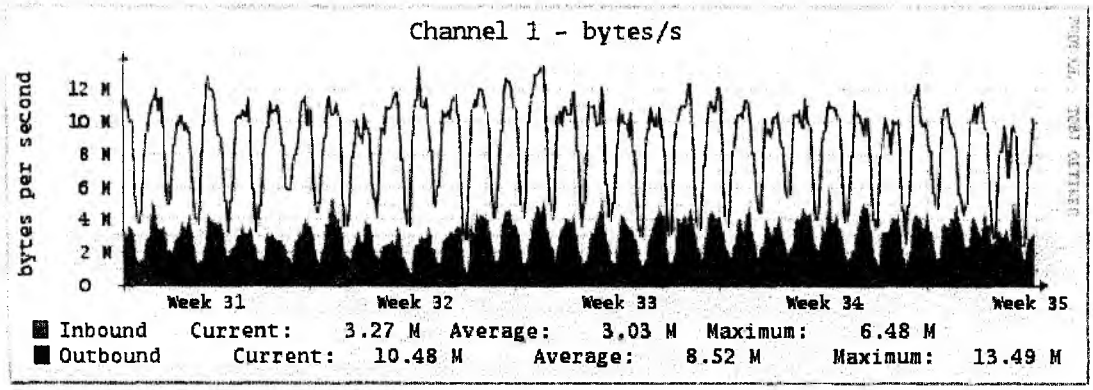


Рис. 3

Приведенные графики сгенерированы программой «CACTI». По оси абсцисс откладывается время. Единицы времени понятны из графика. По оси ординат откладывается нагрузка на порту в мегабайтах в секунду. Чтобы получить эту нагрузку в более привычных единицах – битах (килобитах, мегабитах и т.д.) в секунду, надо значения, показанные на графике, ум-

ножить на 8. Также заметим, что термины *Inbound* и *Outbound* относятся к рассмотрению порта со стороны ответного интерфейса. Поэтому входящему трафику соответствует верхняя линия, а исходящему – заштрихованная фигура.

Эти замечания справедливы и для других графиков загрузки портов, рассматриваемых в настоящем разделе.

Анализ графиков (рис. 2 и 3) позволяет сделать следующие выводы:

1. Входящий трафик превалирует над исходящим. Из этого можно сделать вывод, что «условный провайдер 2» вряд ли является контент-провайдером;
2. Имеется ярко выраженный «провал» загрузки порта приблизительно в с 2-х до 8-ми часов (ночное время);
3. Загрузка порта имеет пульсирующий нерегулярный характер. При этом имеется некоторая регулярная часть процесса;
4. Наличие суточных периодичностей видно отчетливо на графике рис. 2. Менее заметны, но все же присутствуют периодические недельные флуктуации трафика. Нагрузка снижается в выходные дни.

В данной статье на приведен график загрузки порта за год, который показывает, что и на продолжительных интервалах наблюдений имеются некоторые закономерности. В частности, имеется выраженный спад нагрузки в период новогодних праздников и вплоть до середины февраля. Также имеются тенденции изменения трафика приблизительно линейного характера на интервалах продолжительностью 2 – 4 месяца.

С учетом выявленных закономерностей тенденций изменения трафика и с учетом сильной корреляции между занятостью полос пропускания NGN и оператора, функцию изменения загрузки порта можно представить в виде

$$\varphi(t) = \varepsilon(t) + a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + \ldots + a_N t^N + \\ + a_{N+1}\cos(\omega_1 t + \beta_1) + a_{N+2}\cos(\omega_2 t + \beta_2) + a_{N+3}\cos(\omega_3 + \beta_3), \qquad (3)$$

где $\varepsilon(t)$ – нерегулярная (случайная) составляющая наблюдаемого процесса; последние три слагаемых моделируют периодические составляющие тренда с периодами соответственно сутки, семь суток, 365 суток.

Задача структурной идентификации параметров модели (3) выходит за рамки настоящей статьи, поскольку даже при известных периодах гармонических составляющих она оказывается нелинейной по фазам.

Выводы

1. С учетом рекомендаций международного союза электросвязи отказоустойчивость NGN следует понимать более широко, нежели отказоустойчивость сетей связи предыдущих поколений. Под качеством обслуживания понимается степень удовлетворенности абонента (потребителя услуг) качеством предоставляемого сервиса.

2. Основными факторами, влияющими на качество предоставления сервисов NGN в соответствии с рекомендациями МСЭ и практикой эксплуатации следует отнести: ширину полосы пропускания портов различных уровней NGN; потери пакетов при пакетной коммутации сообщений, а также искажения в передаче пакетов; фактор надежности аппаратной части сетей и др.

3. Нестационарные (регулярные) составляющие процессов целесообразно моделировать функциями, содержащими степенные и гармонические компоненты.

4. На основе экспериментальных данных установлены основные периодичности загрузки портов: суточная, недельная, годовая.

5. Модели зависимостей факторов, влияющих на отказы, от других факторов и от времени следует соотносить с конкретной сетью и ее особенностями, а ее общую структуру уточнять методами структурной идентификации.

Список литературы: 1. *Wilkinson N.* Next Generation Network Services, Technologies and Strategies. John Wiley & Sons, Ltd., 2002. 2. *Крупномасштабные* мультисервисные сети связи. NGN технологии / [Электронный ресурс]: http://www.informsviaz.ru/inform_tech/multiserv.html. 3. *Гольдштейн Б.С.* Системы коммутации. СПб: БХВ-Петербург, 2004. 314 с. 4. *Виноградов А. Ю.* Оценка качества передачи речи по низкоскоростным каналам связи. // Сети и системы связи. 2001. №4. С. 24-30. 5. *Гольдштейн Б.С., Маршак М.Д., Мишин Е.Д. и др.* Контроль показателей качества обслуживания с учетом перехода к сети связи следующего поколения // Техника связи. 2009. №1. С. 14-21. 6. *Соколов Н.А.* Эволюция коммутационных станций в телефонии // Технологии и средства связи // [Электронный ресурс]: http://www.tssonline.ru/articles2/tmop/evoluc_kommutac_stanc_telefonii. 7. *Ивахненко А.Г., Степашко В.С.* Помехоустойчивость моделирования. К.: Наук. думка, 1985. 342 с.

Украинский научно-исследовательский
институт связи,
Международный гуманитарный университет,
ТОВ «ОдЕкс»

Поступила в редколлегию 22.12.2009

УДК 621.391

Д.В. АГЕЕВ, канд. техн. наук, А.А. ПЕРЕВЕРЗЕВ, ХАЙДАРА АБДАЛА

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОБЪЕМА СЕТЕВОГО РЕСУРСА, НЕОБХОДИМОГО ПРИ ПРЕДОСТАВЛЕНИИ УСЛУГ ТЕЛЕФОНИИ И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Введение

В соответствии с мировыми тенденциями развития телекоммуникационных систем главным заданием отрасли связи Украины является создание мультисервисной сети связи, которая соответствует постоянно увеличивающимся требованиям пользователей к качеству обслуживания. При построении данной сети необходимо будет решить ряд задач, среди которых выбор транспортной технологии, технологии доступа и протоколов управления, способных передавать информацию любого типа (речь, видео, данные и т. п.). Процесс перехода к мультисервисной сети NGN является многоэтапным длительным процессом. Одним из вариантов перехода является замена оборудования РАТС на оборудование мультисервисного узла доступа, который позволяет подключать абонентов как традиционной телефонной сети, так и с пакетной передачей. Среди задач, которые необходимо решить при построении мультисервисной сети, есть задача определения пропускных способностей каналов связи.

В статье рассмотрена задача выбора пропускных способностей каналов связи магистрального сегмента сети, обеспечивающего передачу информационных потоков между узлами доступа и узлами предоставления услуг.

Постановка задачи

Опишем постановку задачи и ее математическую модель. Проектируемая сеть имеет иерархическую структуру и содержит абонентские узлы, мультисервисные узлы доступа (МУД), узлы коммутации, узлы предоставления услуг, которые заданы множествами:

$A=\{a_i\}$ – множество абонентов, мощностью N_A;

$G=\{g_i\}$ – множество мультисервисных узлов доступа, мощностью N_G;

$S=\{s_i\}$ – множество узлов предоставления услуг, мощностью;

$Z=\{z_i\}$ – множество узлов коммутации, мощностью N_Z.

В рамках данной задачи телекоммуникационные услуги разобьем на два класса: услуги телефонии и услуги, базирующиеся на передаче данных. Доступ абонентов к сети NGN осуществляется посредством мультисервисного узла доступа, который имеет абонентские интерфейсы, позволяющие подключать абонентов по технологии коммутации каналов (услуга телефонии) и коммутации пакетов (VoIP, Интернет и передача данных). Группу абонентов подключенных к МУД g_i и использующих услугу телефонии, зададим следующим образом:

$N_{i\,\mathrm{PSTN}}$ – число абонентов, использующих подключение по аналоговой линии;

$N_{i\,\mathrm{ISDN}}$ – число абонентов, использующих подключение по базовому доступу ISDN;

$N_{i\,\mathrm{SHM}}$ – число абонентов с терминалами SIP/H.323/MGCP, использующие подключение по Ethernet-интерфейсу на уровне маршрутизатора шлюза доступа;

$N_{i\,\mathrm{V5}}$ – число сетей доступа интерфейса V5, подключаемых к шлюзу доступа;

$N_{ij\,\mathrm{V5}}$ – число пользовательских каналов в интерфейсе V5 j-й сети доступа;

$N_{i\,\mathrm{PBX}}$ – число УПАТС, подключаемых к шлюзу;

$N_{ik\,\mathrm{PBX}}$ – число пользовательских каналов в интерфейсе подключения УПАТС k, где k – номер УПАТС;

γ_{ij} – коэффициент тяготения, доля трафика МУД g_i передаваемого в направлении g_j.

Группу абонентов, использующих услуги, базирующиеся на технологии передачи данных, зададим следующим образом:

$H^D = \left\| h_{ij}^D \right\|$ – матрица трафика между абонентскими узлами и предоставления услуг размером $(N_A + N_S)\times (N_A + N_S)$, *кбит/с*,

$L_п$ – средняя длина сообщений.

Абоненты сети подключены к МУД с использованием радиальной топологии, которая задана матрицей смежности $B^{AN} = \left| b_{ij}^{AN} \right|$, $i = 1..N_A, j = 1..N_G$, $\sum_{j=1}^{N_G} b_{ij}^{AN} = 1$, где

$$b_{ij}^{AN} = \begin{cases} 1, \text{ если } a_i \text{ смежная } g_j; \\ 0, \text{ иначе.} \end{cases} \quad (1)$$

Топология магистральной сети, соединяющей МУД, узлы предоставления услуг и транзитные узлы заданы матрицей смежности $B = \left| b_{ij} \right|$ размерностью $(N_G+N_S+N_Z) \times (N_G+N_S+N_Z)$.

Введем обозначение c_{ij} – пропускная способность канала связи (i,j). Стоимость организации канала связи заданной пропускной способности можно определить как

$$W(c_{ij}) = \alpha_{ij} \cdot c_{ij}, \quad (2)$$

где α_{ij} – удельная стоимость единицы пропускной способности канала связи (i,j).

Необходимо определить пропускные способности каналов связи магистрального сегмента сети, чтобы обеспечить передачу информационных потоков между всеми парами оконечных узлов, при ограничении на величину среднесетевой задержки $T_{ср}$, так, чтобы расходы на организацию каналов связи были минимальны.

Построим математическую модель решения задачи. Введем следующее обозначение f_{ij} – величина информационного потока, передаваемого по каналу (i,j) магистрального сегмента сети. Необходимо найти такие c_{ij}, при которых

$$W = \sum_{i,j} \alpha_{ij} \cdot c_{ij} \cdot b_{ij} \to \min, \quad (3)$$

при условии

$$f_{ij} \le c_{ij}, \quad \forall i, j, b_{ij} \ne 0, \quad (4)$$

$$T_{ср} \le T_{доп}. \quad (5)$$

Решение задачи

Для определения пропускных способностей каналов связи необходимо предварительно определить величины информационных потоков передаваемых по каналам магистрального сегмента сети. Для этого определим нагрузку создаваемого потребителями услуги телефонии МУД g_i [1]. Пусть:

1. $Y_{i\ PSTN}$ – общая нагрузка, поступающая на шлюз доступа g_i от абонентов PSTN; $y_{PSTN} = 0.1 Эрл$ – удельная нагрузка от абонентов ТфОП в ЧНН. Тогда

$$Y_{i\ PSTN} = N_{i\ PSTN} \cdot y_{\ PSTN}. \quad (6)$$

2. $Y_{i\ ISDN}$ – общая нагрузка, поступающая на шлюз доступа от абонентов ISDN; $y_{ISDN} = 0,2 Эрл$ – удельная нагрузка от абонентов ISDN в ЧНН. Тогда

$$Y_{i\ ISDN} = N_{i\ ISDN} \cdot y_{\ ISDN}. \quad (7)$$

3. $Y_{ij\ V5}$ – нагрузка от сети доступа j интерфейса V5, подключаемой к шлюзу доступа; $y_{V5} = 0,8 Эрл$ – удельная нагрузка одного пользовательского канала интерфейса V5. Тогда

$$Y_{ij\,\mathrm{V5}} = N_{ij\,\mathrm{V5}} \cdot y_{\mathrm{V5}}. \quad (8)$$

4. $Y_{ik\,\mathrm{PBX}}$ – нагрузка от УПАТС k, подключаемой к шлюзу g_i; $y_{k_PBX} = 0{,}8\,Эрл$ – удельная нагрузка одного пользовательского канала первичной сети ISDN. Тогда

$$Y_{ik\,\mathrm{PBX}} = N_{ik\,\mathrm{PBX}} \cdot y_{\mathrm{PBX}}. \quad (9)$$

5. $Y_{i\,\mathrm{SHM}}$ – общая нагрузка, поступающая на шлюз доступа от абонентов с терминалами SIP/H.323/MGCP; $y_{SHM} = 0.1\,Эрл$ – удельная нагрузка от абонентов с терминалами SIP/H.323/MGCP в ЧНН. Тогда

$$Y_{i\,\mathrm{SHM}} = N_{i\,\mathrm{SHM}} \cdot y_{\mathrm{SHM}}. \quad (10)$$

Исходя из этого:

1. Общая нагрузка, поступающая от абонентов ТфОП и ISDN, SIP/H.323/MGCP на МУД

$$Y_{i\,\mathrm{AGW}} = Y_{i\,\mathrm{PSTN}} + Y_{i\,\mathrm{ISDN}} + Y_{i\,\mathrm{SHM}} = 0{,}1 \cdot N_{i\,\mathrm{PSTN}} + 0{,}2 \cdot N_{i\,\mathrm{ISDN}} + 0{,}1 \cdot N_{i\,\mathrm{SHM}}. \quad (11)$$

2. Общая нагрузка, поступающая на шлюз доступа, обеспечивающий подключение оборудования сетей доступа интерфейса V5:

$$Y_{i\,\mathrm{V5}} = \sum_{j=1}^{J} Y_{ij\,\mathrm{V5}} = 0{,}8 \sum_{j=1}^{J} N_{ij\,\mathrm{V5}}. \quad (12)$$

3. Общая нагрузка, поступающая на транкинговый шлюз, обеспечивающий подключение оборудования УПАТС:

$$Y_{i\,\mathrm{PBX}} = \sum_{k=1}^{K} Y_{ik\,\mathrm{PBX}} = 0{,}8 \sum_{k=1}^{K} N_{ik\,\mathrm{PBX}}. \quad (13)$$

Если шлюз реализует функции резидентного шлюза доступа, шлюза доступа и транкингового шлюза подключения УПАТС, то общая нагрузка, поступающего на шлюз:

$$Y_{i\Sigma} = 0{,}8\left(\sum_{j=1}^{J} N_{ij\,\mathrm{V5}} + \sum_{k=1}^{K} N_{ik\,\mathrm{PBX}}\right) + 0{,}1 \cdot N_{i\,\mathrm{PSTN}} + 0{,}2 \cdot N_{i\,\mathrm{ISDN}} + 0{,}1 \cdot N_{i\,\mathrm{SHM}}. \quad (14)$$

Пусть V_{COD_m} – скорость передачи кодека типа m при обслуживании вызова. Тогда пакетный трафик, создаваемый группой абонентов подключенного к МУД g_i, при условии использования кодека типа m:

$$V_{iGW} = V_{COD_m} \cdot Y_{i\Sigma}. \quad (15)$$

Определим матрицу трафика $H^T = \left\| h_{ij}^T \right\|$ между МУД g_i и g_j, возникающего при предоставлении услуги телефонии. Зная величину пакетного трафика, создаваемого группой абонентов V_{iGW}, и коэффициенты тяготения γ_{ij}, величину h_{ij}^T можно определить как

$$h_{ij}^T = V_{iGW} \cdot \gamma_{ij}. \quad (16)$$

Оконечными узлами магистрального сегмента сети являются МУД и узлы предоставления услуг. Определим матрицу трафика $H = \left\| h_{ij} \right\|$, передаваемого между оконечными узлами магистрального сегмента. Для этого сначала определим трафик $h'_{i,j}$, передаваемый между МУД g_i и g_j, при передаче данных между абонентскими узлами:

$$h'_{i,j} = \sum_{k=1}^{N_A} \sum_{m=1}^{N_A} h^D_{k,m} \cdot b^{AN}_{k,i} \cdot b^{AN}_{m,j}, \quad i,j = 1..N_G . \tag{17}$$

С учетом трафика, передаваемого при предоставлении услуги телефонии, результирующая величина

$$h_{i,j} = h' + h^T_{i,j}, \quad i,j = 1..N_G . \tag{18}$$

Трафик между МУД g_i и узлами предоставления услуг s_j и между узлами предоставления услуг можно определить как:

$$h_{i,j+N_G} = \sum_{k=1}^{N_A} h^D_{k,j+N_A} \cdot b^{AN}_{k,i}, \quad i = 1..N_G, \; j = 1..N_S , \tag{19}$$

$$h_{j+N_G,i} = \sum_{k=1}^{N_A} h^D_{j+N_A,k} \cdot b^{AN}_{k,i}, \quad i = 1..N_G, \; j = 1..N_S , \tag{20}$$

$$h_{i+N_G,j+N_G} = h^D_{i+N_A,j+N_A}, \quad i,j = 1..N_S . \tag{21}$$

Определим трафик, передаваемый в каналах связи магистрального сегмента. Информационные потоки, заданные матрицей H, передаются вдоль маршрутов, описанных матрицей маршрутов $\Pi = \{\pi_{ij}\}$, где π_{ij} – индекс следующего узла при передаче из узла i в пути следования в узел j. Опишем эту процедуру.

Перед началом зададим $f_{ij} = 0$, $i,j = 1..\, N_G + N_S$ изначально информация в сети не передается.

Процедура состоит из конечного числа однотипных итераций, в ходе которых находятся элементы f_{ij}.

Опишем одну итерацию.

1. Для заданных i и j находим в матрице маршрутов Π элемент π_{ij} и принимаем $k = \pi_{ij}$, для элемента матрицы трафика f_{ik} выполняем $f_{ik} = f_{ik} + h_{ij}$.

2. Если $k = j$, то конец итерации. Иначе принимаем $s = k$.

3. Находим π_{sj}, принимаем $k = \pi_{sj}$ и выполняем $f_{sk} = f_{sk} + h_{ij}$.

4. Переходим на шаг 2.

В результате, выполнив эту процедуру для всех пар узлов сети, определим потоки в каналах для найденного множества минимальных путей.

Для решения задачи выбора пропускных способностей каналов применяем следующий алгоритм. Задача состоит в том, чтобы для каждой линии (i,j) выбрать пропускную способность c_{ij}, *бит/с* так, чтобы линейная стоимость

$$\sum_{(i,j)} \alpha_{ij} \cdot c_{ij} \tag{22}$$

была минимальной (где α_{ij} – известная положительная цена единицы пропускной способности) при условии, что средняя задержка пакета не должна превышать фиксированное значение $T_{\text{доп}}$. Поток по каждой линии f_{ij} выражается в тех же единицах, что и пропускная способность. Будем исходить из модели M/M/1, основанной на клейнроковской аппроксимации, в результате чего ограничение на среднюю задержку можно представить в виде

$$\frac{1}{\Lambda} \sum_{(i,j)} \frac{L_n \cdot f_{ij}}{c_{ij} - f_{ij}} \le T_{доп} , \tag{23}$$

где Λ – суммарный поток, поступающий в сеть, *бит/с*;

Мы предполагаем, что интенсивности входных потоков для каждой пары отправитель–адресат известны и Λ является их суммой. Потоки по линиям f_{ij} зависят от известных входных потоков и от выбранной схемы маршрутизации.

Когда потоки f_{ij} известны, рассматриваемая задача сводится к минимизации линейной стоимости (22) по пропускным способностям c_{ij}, удовлетворяющим ограничению (23); интуитивно ясно, что в точке оптимума это ограничение превратится в равенство. Для решения данной задачи используем метод множителей Лагранжа, который даст следующее выражение для пропускных способностей каналов:

$$c_{ij} = f_{ij}\left(1+\frac{L_n}{\Lambda\cdot T_{cp}}\frac{\sum\limits_{(m,n)}\sqrt{\alpha_{mn}\cdot f_{mn}}}{\sqrt{\alpha_{ij}\cdot f_{ij}}}\right). \qquad (24)$$

Заключение

В статье рассмотрено решение задачи определения пропускных способностей каналов связи, позволяющих обеспечить передачу заданных информационных потоков между всеми парами отправитель–адресат при минимальной суммарной величине затрат на организацию каналов связи и ограничении на среднесетевую задержку сообщения в сети. Задача решена для случая передачи информационных потоков без приоритетной обработки пакет в узлах сети.

Предложенная методика позволяет определить величины потоков, передаваемых между пограничными узлами магистральной сети, которыми в рамках данной задачи являются мультисервисные узлы доступа и узлы предоставления услуг.

Решена задача распределения потоков сети и определения статистических характеристик передаваемых по каналам связи информационных потоков для случая применения в сети статической маршрутизации.

Список литературы: 1. *Семенов Ю.В* Проектирование сетей связи следующего поколения. СПб.: Наука и техника, 2005. 2. *Математичні* основи теорії телекоммунікаційних систем / В.В.Поповський, С.О.Сабурова, В.Ф.Олійник, Ю.І.Лосєв, Д.В.Агеєв та ін.: За заг. ред. В.В.Поповського. Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. 564 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 21.11.2009

УДК 621.391

Л.И. МЕЛЬНИКОВА, канд. техн. наук, С.Н. ГОРЯЕВА, канд. техн. наук,
Е.О. ПОПОВСКАЯ

УПРАВЛЕНИЕ ПЕРЕГРУЗКОЙ СЕТЕВЫХ РЕСУРСОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОЦЕДУРЫ КАЛМАНА–БЬЮСИ

Введение

Предоставление услуг гарантированного качества во многом определяется составом и результативностью решений задач сетевого управления. Особое место в современных и перспективных системах сетевого управления занимают задачи управления сетевыми ресурсами, приоритетами, трафиком, а при необходимости и самой структурой системы. Как известно, существует множество алгоритмов и протоколов распределения и управления нагрузкой в сети. В алгоритмах управления перегрузками и очередями RED и WRED реализовано управление длиной очереди пакетов в буфере с использованием оценки условного среднего длины очереди на основании ограниченного числа измерений с помощью процедуры Роббинса–Монро [1]. При передаче речевого потока изменение интенсивности трафика происходит достаточно плавно, и сглаживающий эффект процедуры Роббинса–Монро не вносит существенных ошибок. При передаче мультимедийного трафика имеют место резкие пульсирующие изменения интенсивности. В этой ситуации целесообразно оценивать не среднее значение, а текущее значение процесса. Наиболее рациональным подходом для получения оценки длины очереди пакетов в буфере маршрутизатора является использование оптимального фильтра Калмана–Бьюси.

Управление в ТКС базируется на теореме о разделении. В статье решена задача оценивания длин очередей маршрутизаторов с помощью процедуры фильтрации Калмана–Бьюси. При реализации процедуры оценивания в качестве наблюдаемого процесса использованы результаты измерений длин очередей пакетов в буферах реального оборудования. Проведен анализ функционирования процедуры ФКБ с целью определения параметров оценивания для получения решения в реальном времени.

Математическая постановка задачи

В качестве модели системы выбрана динамическая модель, в рамках которой осуществляется формализация процессов управления канальными и буферными ресурсами ТКС [2].

Для описания динамики информационного обмена в ТКС использовано матричное представление уравнения состояния в дискретном виде

$$X(k+1) = X(k) + B^{(u)}(k) \cdot U^{(u)}(k) + Y(k), \qquad (1)$$

где $X(k) = \left[x_{1,2}(k),...,x_{i,j}(k),...,x_{N,N-1}(k)\right]^T$ – вектор загрузки буферных устройств на маршрутизаторах сети в момент времени t_k размерности $N \cdot (N-1)$;

$U^{(u)}(k) = \left[u_{1,2}^{2(u)}(k),...,u_{i,j}^{j(u)}(k),...,u_{N,N-1}^{N-1(u)}\right]^T$ – вектор маршрутных переменных в момент времени t_k размерности $N \cdot (N-1)^2$; $B^{(u)}(k)$ – матрица пропускных способностей сети в момент времени t_k размерности $N \cdot (N-1) \times N \cdot (N-1)^2$, $Y(k) = \left[y_{1,2}(k),...,y_{i,j}(k),...,y_{N,N-1}(k)\right]^T$ – вектор абонентской нагрузки на маршрутизаторы ТКС в момент времени t_k размерности $N \cdot (N-1)$.

Выбранная динамическая модель маршрутизации адаптирована для дейтаграммных сетей и сетей, ориентированных на виртуальные соединения, для гибридных сетей и сетей с комбинированным типом маршрутизации, а также для сетей с иерархической маршрутизацией [2].

В стохастических системах, согласно теореме о разделении, оптимальное управление может быть построено с помощью двух независимых последовательных процедур: оптимального оценивания состояния $\hat{x}(k)$, детерминированного управления $U^{(u)}$.

Процедура получения оценки $\hat{x}(k)$ имеет следующий вид [3]:

$$\hat{x}(k+1) = \Phi(k+1,k)\hat{x}(k) + K(k)\left[y(k) - H(k)\hat{x}(k) \right], \qquad (2)$$

где $K(k)$ – коэффициент, обеспечивающий устойчивость и оптимальную скорость сходимости алгоритма к установившемуся состоянию.

Наличие множителя $\Phi(k+1,k)$ – матрицы состояния с элементами $\Phi_{ij} = \exp\left\{-\Delta t_k / \tau_{kop}^{(ij)}\right\}$ определяет величину корреляционной связи между соседними отсчетными значениями наблюдаемого процесса и величину связи между компонентами i и j. Эти значения связаны между собой функцией прогноза:

$$x_i(k+1) = \exp\{-\Delta t_k / \tau_{kop}^{(ij)}\} x_i(k),$$

при этом, чем короче интервал Δt_k, тем точнее прогноз и тем выше качество получаемой оценки.

Описание эксперимента

Эксперимент проведен на базе оборудования учебно-научных лабораторий кафедры телекоммуникационных систем Харьковского нациаонального университета радиоэлектроники. Для эксперимента было задействовано следующее оборудование:

– маршрутизаторы компании Cisco Systems серии 2801 и 1841;

– участок локальной сети кафедры, созданный на основе коммутаторов компаний Surecom и 3Com (Switch Surecom EP – 2726 DGR Layer; Baseline 2924 – PWR Plus) и беспроводной точки доступа компании Cisco Systems серии Aironet 1100.

Топология сети (рис. 1) содержит три маршрутизатора – RTA, RTB и RTC, объединяющие три локальных вычислительных сети – 192.10.1.0, 192.10.5.0 и 192.10.6.0. На каждый маршрутизатор поступал поток данных с различной интенсивностью: RTA – 20 *Мбит/с*, RTB – 12 *Мбит/с* и RTC – 14 *Мбит/с*.

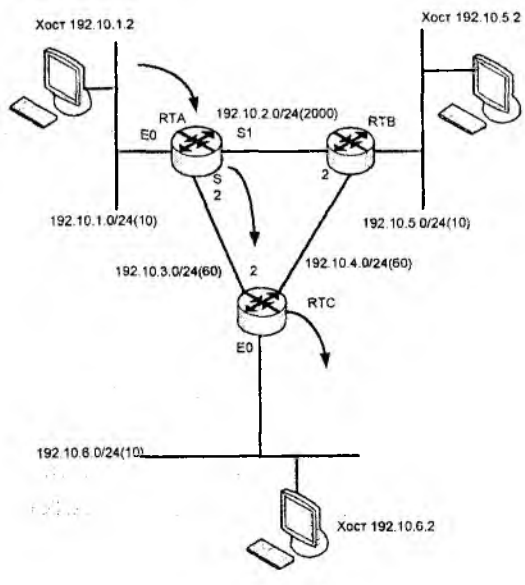


Рис. 1

Цель эксперимента – получение статистических данных о длине очереди пакетов в буферах маршрутизаторов в условиях передачи трафика с высокой интенсивностью. Измерения длины очереди проводились пять раз в секунду, длина выборки 454 элемента.

Решение задачи оценивания и анализ результатов

В качестве наблюдаемого процесса в процедуре фильтра Калмана–Бьюси использовались экспериментально полученные выборки с добавлением БГШ. Модель наблюдения представляет собой марковский процесс, в качестве параметров которого использовались параметры экспериментальных данных, а именно – дисперсия и интервал корреляции.

В ходе эксперимента получен процесс динамического изменения длины очереди на каждом из маршрутизаторов и семейство корреляционные функции этих процессов (рис. 2).

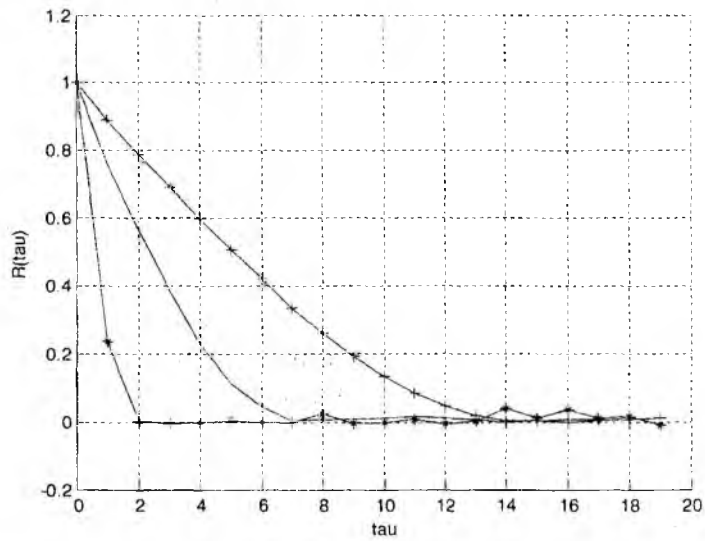


Рис. 2

Определены интервалы корреляции (рис. 3): $\tau_{kop}(RTA)=7$; $\tau_{kop}(RTB)=1.2$; $\tau_{kop}(RTC)=3$; числовые характеристики – математическое ожидание $m_1=39.57$; $m_2=38.79$; $m_3=39.29$, дисперсии – $D_1=4.22$; $D_2=7.12$; $D_3=8.31$.

Как известно из теоремы Дубба, гауссовский марковский процесс с заданными корреляционными свойствами может бать получен из следующего уравнения состояния [3]:

$$\frac{dx(t)}{dt}=F(t)x(t)+G(t)\xi(t), \qquad (3)$$

где $\xi(t)$ – виртуальный белый гауссов шум с нулевым средним, являющийся порождающим для процесса $x(t)$, $F(t)$, $G(t)$ – коэффициенты (для векторного случая: матрицы) соответственно состояния и порождения.

Уравнение состояния (3) отображает марковские свойства процесса $x(t)$, а его коэффициенты $F(t)$, $G(t)$ связаны с коэффициентами сноса и диффузии, входящие в уравнение Фоккера–Планка–Колмогорова. Коэффициенты $F(t)=\{\alpha_{ij}\}$ имеют физический смысл величин, обратных интервалам корреляции $\alpha=\tau^{-1}{}_{kop}$ компонент векторного процесса $x(t)$. Коэффициенты $G(t)$ определяют уровень порождающего процесса и соответственно – случайных изменений процесса $x(t)$,

$$G = \sqrt{2\alpha\sigma_x^2}, \tag{4}$$

где σ_x^2 – спектральная плотность мощности порождающего процесса $\xi(t)$. Таким образом, для стационарного процесса $x(t)$ уравнение (3) может быть более конкретизировано:

$$\frac{dx(t)}{dt} = -\alpha x(t) + \sqrt{2\alpha\sigma_x^2}\cdot\xi(t). \tag{5}$$

Очевидно, если процесс $\xi(t)$ имеет нулевое среднее, то и процесс $x(t)$ также имеет среднее $m_x = 0$.

Дискретное представление процесса $x(k)$, выражаемого соответствующим (3) разностным уравнением состояния, имеет вид

$$x(k+1) = \Phi(k+1,k)x(k) + G(k+1,k)\xi(k), \tag{6}$$

где $\Phi(k+1,k) = \exp\{-\alpha\Delta t_k\}$ – коэффициент (для многомерного случая – матрица) состояния, $\alpha = 1/\tau_{kop}$, $\Delta t_k = k-(k-1)$ – шаг квантования, $G(k+1,k) = \sqrt{\sigma_x^2\left(1-\exp\{-\alpha\Delta t_k\}\right)}$ – коэффициент (матрица) порождения.

Выбранная модель является всего лишь упрощенным представлением реальной системы. При этом выборе имеют место ошибки, связанные с тем, что параметры модели и реальной системы могут несколько отличаться. В задаче оценивания используется модель состояния, в которую входят параметры α и σ_x^2. Эти параметры модели могут не совпадать с реальными параметрами оцениваемых процессов, а их отклонение приводит к погрешностям, что влияет на точность оценки. Необходимо исследовать влияние отклонений параметров выбранной модели на точность оценки.

Анализ значений чувствительности фильтра проведем методом имитационного моделирования в пакете Matlab.

Получены зависимости коэффициента усиления фильтра Калмана–Бьюси от номера шага дискретизации (рис. 3) и оценки длин очередей пакетов в буфере маршрутизаторов при разной интенсивности трафика (рис. 4).

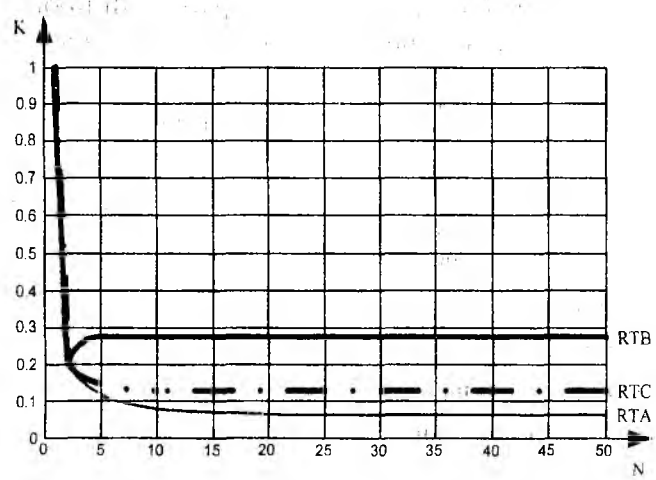
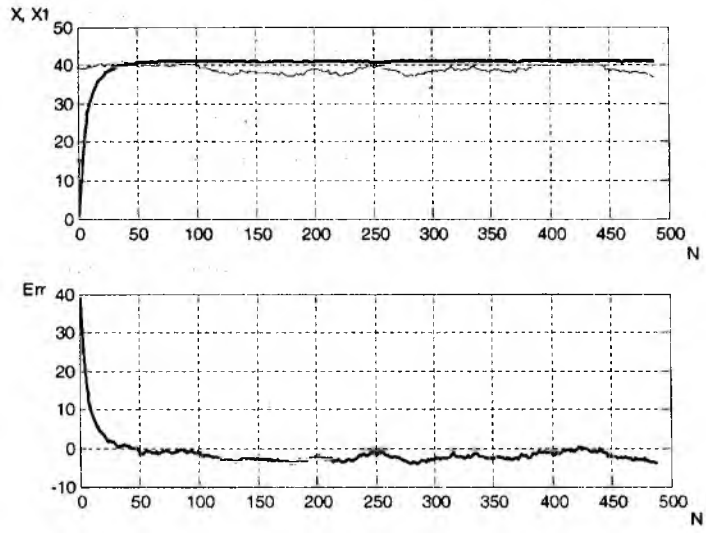


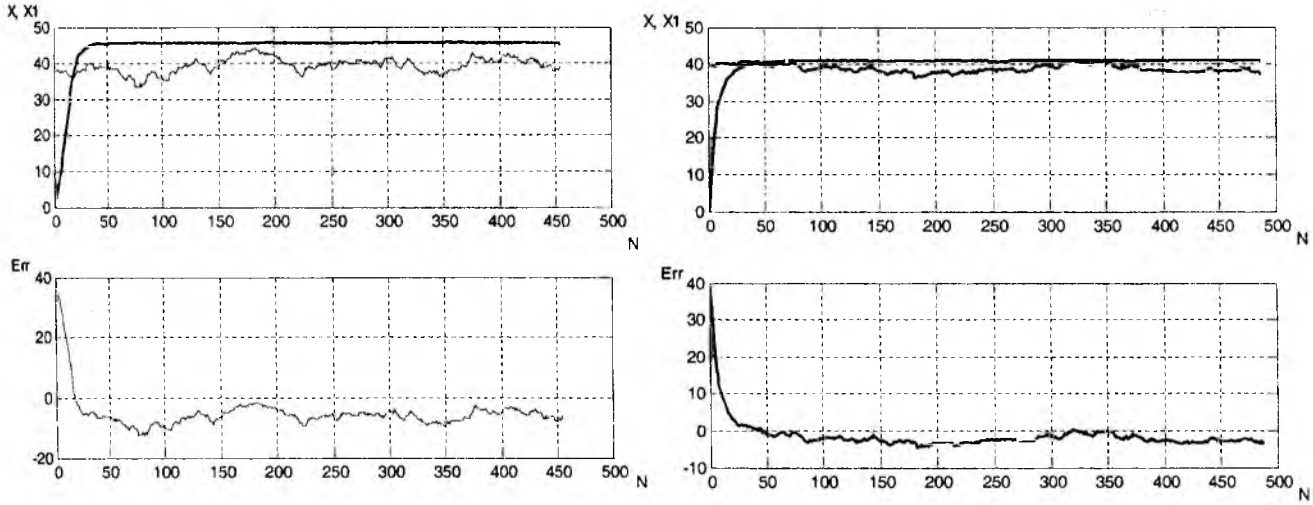
Рис. 3

При оценивании длины очереди пакетов в буфере маршрутизатора RTB при шаге дискретизации $T = 0.1$, интервале корреляции $\tau_{kop} = 1.5$, дисперсии $D = 7$ и отношении сиг-

нал/шум = 10 получено устойчивое решение на 4-м шаге (рис. 3, 4, *б*). Апостериорная дисперсия ошибки составляет 0.12.



а



б *в*

Рис. 4

При шаге дискретизации $T = 0.1$, интервале корреляции $\tau_{kop} = 3$, дисперсии $D = 8.31$ и отношении сигнал/шум = 10 для маршрутизатора RTC получено устойчивое решение на 7-м шаге (рис. 3, 4, *в*). Апостериорная дисперсия ошибки составляет 0.34.

При шаге дискретизации $T = 0.1$, с интервалом корреляции $\tau_{kop} = 7$ и дисперсией $D = 4.27$ при отношении сигнал/шум = 10 для маршрутизатора RTA получено устойчивое решение на 10-м шаге (рис. 3, 4, *а*). Апостериорная дисперсия ошибки составляет -0.54.

Таким образом, с увеличением интенсивности трафика для достижения устойчивого состояния требуется больше времени.

Из анализа следует, что выбранное марковское приближение длины очереди пакетов в буфере маршрутизатора обеспечивает сходимость процедуры фильтра Калмана–Бьюси в реальном времени с достаточной для решаемой задачи точностью.

Выводы

1. Проведена статистическая обработка результатов эксперимента с целью определения характеристик оцениваемого процесса, интервала корреляции и дисперсии, на основании чего выбрана марковская модель оцениваемого процесса.

2. Решена скалярная задача оценивания длины очереди пакетов в буфере маршрутизатора, и с помощью имитационного моделирования доказана адекватность выбранной математической модели.

3. Получены оценки длин очередей пакетов в буфере маршрутизатора, которые могут быть в дальнейшем использованы для анализа устойчивости и точности механизмов предотвращения перегрузки в сетях.

Список литературы: 1. *Поповский В.В., Горяева С.Н.* Методы оценки тренда нестационарности в динамике изменения интенсивности трафика // Зв'язок. 2008. № 5–6. С. 29–32. 2. *Лемешко А.В.* Алгоритм иерархическо-координационного управления информационным обменом в сети передачи данных // Открытые информацтонные и компьютерные интегрированные технологии: Сб. науч. Тр. ХАИ. Харьков. 1998. Вып. 1. С. 323–328. 3. *Математичні* основи теорії телекомунікаційних систем / В.В. Поповський, С.О. Сабурова, В.Ф. Олійник, Ю.І. Лосєв, Д.В. Агєєв та ін.; За заг. ред.. *В.В. Поповського.* Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. 564 с. 4. *Сейдж Э., Мелс Дж.* Теория оценивания и ее применение в связи и управлении: Пер. с англ. под ред. проф. Б. Р. Левина. М.: Связь, 1976. 496 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.09.2009

УДК 621.391

А.В. ЛЕМЕШКО, д-р техн. наук, АХМАД М. ХАЙЛАН, АЛИ С. АЛИ

ЦЕЛЕВАЯ КООРДИНАЦИЯ ДВУХУРОВНЕВОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ В MPLS-СЕТИ

Введение

Технология *MPLS* (*MultiProtocol Label Switching*) в настоящее время рассматривается как основная транспортная платформа современных телекоммуникационных систем [1, 2]. При ее разработке в разной степени был учтен опыт эксплуатации и совершенствования таких транспортных технологий, как *IP* (*Internet Protocol*) и *ATM* (*Asynchronous Transfer Mode*), что проявилось в сочетании в рамках *MPLS* принципов *IP*-маршрутизации и высокоскоростной *ATM*-коммутации. В результате функциональной основой *MPLS* стала реализация режима виртуальных соединений с маршрутизацией «от источника», что значительно расширяет возможности данной технологии с точки зрения поддержки функций качества обслуживания (*Quality of Service*, *QoS*). Однако наряду с преимуществами *MPLS* обладает и рядом недостатков, характерных для традиционных транспортных технологий. В первую очередь это касается проблемы повышения масштабируемости маршрутных решений в условиях территориальной распределенности ТКС, увеличения числа сетевых узлов и их связности, постоянного роста числа и разнородности трафиков пользователей, а также расширения перечня показателей качества обслуживания.

Как показал проведенный анализ [3, 4], основным источником совершенствования существующих и разработки новых маршрутизирующих протоколов является пересмотр математических моделей и методов маршрутизации, что, прежде всего, связано с переходом к потоковым моделям, в рамках которых по сравнению с графовыми моделями производится более полный учет структурно-функциональных параметров ТКС и характеристик обслуживаемых трафиков. С целью повышения масштабируемости решений, получаемых в рамках потоковых моделей, традиционно эффективным является решение, основанное на реализации принципов многоуровневой (иерархической) маршрутизации [5, 6]. В этой связи в данной работе будет предложена математическая модель маршрутизации, относящаяся к классу потоковых моделей многоуровневой маршрутизации и адаптированная к особенностям построения и функционирования *MPLS*-сети.

Структурное описание MPLS-сети

Пусть структура *MPLS*-сети (рис.1) описывается с помощью графа $G=(M,E)$, где M – множество узлов, а E – множество трактов передачи в сети. Все множество узлов в соответствии с принципами построения сети *MPLS* можно разбить на два подмножества: $M^+=\left\{M_r^+, r=\overline{1,m_{LER}}\right\}$ – подмножество приграничных маршрутизаторов (*Label Edge Router*, *LER*) и $M^-=\left\{M_j^-, j=\overline{1,m_{LSR}}\right\}$ – подмножество транзитных маршрутизаторов (*Label Switching Router*, *LER*). Каждой дуге $(i,j)\in E$ графа, моделирующей соответствующий тракт передачи в сети, ставится в соответствие пропускная способность φ_{ij} этого тракта. Все множество поступающих от абонентов (сетей доступа) трафиков K в зависимости от того, на какой приграничный маршрутизатор поступает этот трафик, можно декомпозицировать на подмножества $\left\{K_r, r=\overline{1,m_{LER}}\right\}$, где K_r – множество трафиков, поступающих на r-й *LER*. Тогда каждому трафику из множества K_r сопоставляется ряд параметров:

M_r^+ – r-й *LER*, на который поступает k-й трафик (узел-источник);

M_p^+ – p-й *LER*, через который k-й трафик убывает из *MPLS*-сети (узел-получатель);

λ^{k_r} – интенсивность k_r-го трафика, т.е. k-го трафика, поступающего на r-й *LER*.

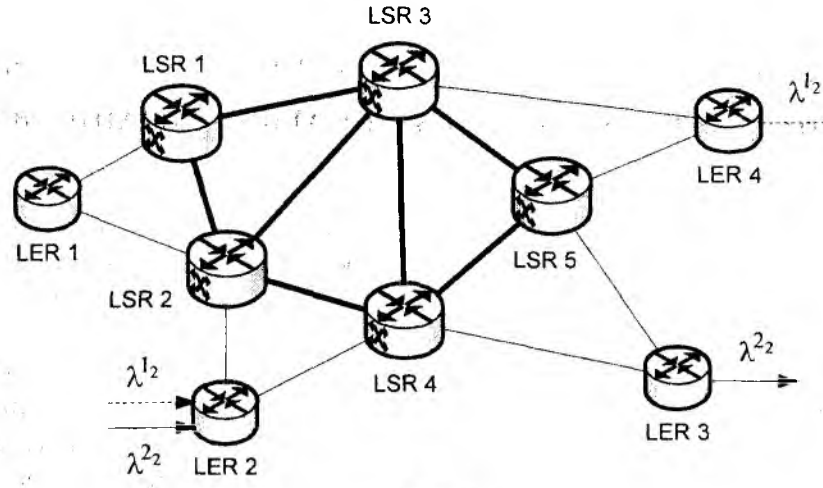


Рис. 1

В качестве примера на рис. 1 показаны интенсивности двух трафиков (λ^{1_2} и λ^{2_2}), поступающих на второй *LER* и предназначенных для четвертого и третьего *LER* соответственно.

Функциональное описание MPLS-сети

В *MPLS*-сети в ходе решения задач маршрутизации в рамках потоковых моделей необходимо рассчитать один или множество путей (*Label Switching Path, LSP*) между парой приграничных узлов отправитель–получатель, а также определить порядок распределения между ними трафика заданной интенсивности. Условимся, что с точки зрения повышения масштабируемости решений задач маршрутизации применим двухуровневую схему расчета:

на нижнем уровне – искомые маршруты подлежат расчету независимо на каждом *LER* для трафиков, которые поступают на него от абонентов (сетей доступа);

на верхнем уровне – полученные на нижнем уровне решения координируются с целью предотвращения вероятной перегрузки трактов передачи сети ввиду децентрализации принимаемых решений по маршрутизации трафиков.

Тогда для каждого r-го *LER* в качестве искомых выступают маршрутные переменные $x_{ij}^{k_r}$, которые характеризуют интенсивность k_r-го трафика в тракте $(i,j) \in E$. С целью недопущения потерь пакетов на маршрутизаторах и в сети в целом в ходе расчета маршрутных переменных необходимо обеспечить выполнение условий сохранения потока:

$$\begin{cases} \sum\limits_{j:(i,j)\in E} x_{ij}^{k_r} - \sum\limits_{j:(j,i)\in E} x_{ji}^{k_r} = \lambda^{k_r} \quad \text{ï ðè} \quad k_r \in K_r, \quad i = M_r^+; \\ \sum\limits_{j:(i,j)\in E} x_{ij}^{k_r} - \sum\limits_{j:(j,i)\in E} x_{ji}^{k_r} = 0 \quad \text{ï ðè} \quad k_r \in K_r, \quad i \neq M_r^+, M_p^+; \\ \sum\limits_{j:(i,j)\in E} x_{ij}^{k_r} - \sum\limits_{j:(j,i)\in E} x_{ji}^{k_r} = -\lambda^{k_r} \quad \text{ï ðè} \quad k_r \in K_r, \quad i = M_p^+. \end{cases} \qquad (1)$$

Система уравнений-условий (1) должна выполняться для каждого трафика, поступающего на произвольный приграничный маршрутизатор (*LER*). Кроме того, с целью предотвращения возможной перегрузки трактов передачи *MPLS*-сети в ходе расчета маршрутных переменных важно выполнить условия (по количеству трактов передачи):

$$\sum_{r\in M^+} \sum_{k_r \in K_r} x_{ij}^{k_r} \le \phi_{ij}; \ (i,j) \in E. \qquad (2)$$

Стоит учесть, что при децентрализованном расчете маршрутных переменных на каждом отдельно взятом *LER* условия (2) в явном виде учесть не представляется возможным, т.к. каждый приграничный маршрутизатор определяет *LSP* для поступающих на него трафиков пользователей без информации о результатах расчета на соседних *LER*. В этой связи условия (2) запишем в следующем виде:

$$\sum_{k_r \in K_r} x_{ij}^{k_r} \le \phi_{ij} - \sum_{\substack{s \in M^+ \\ s \ne r}} \sum_{k_s \in K_s} x_{ij}^{k_s} \; ; \; r \in M^+ , \; (i,j) \in E . \qquad (3)$$

Смысл выражения (3) состоит в том, что трафик, маршрутизируемый с r-го *LER*, не должен по своей интенсивности превышать доступной пропускной способности тракта передачи, которая осталась после обслуживания трафиков других приграничных маршрутизаторов.

Согласно физическому смыслу маршрутных переменных, на них следует наложить ограничения вида

$$0 \le x_{ij}^{k_r} \le \lambda^{k_r} . \qquad (4)$$

В векторно-матричной форме условия (1) – (3) и критерий (4) можно представить в следующем виде:

$$A_r \cdot \vec{x}_r = \vec{a}_r . \qquad (5)$$

$$B_r \cdot \vec{x}_r \le \sum_{\substack{s \in M^+ \\ s \ne r}} C_{rs} \vec{x}_s . \qquad (6)$$

В ходе расчета вектора искомых переменных $\vec{x}_r$ в качестве критерия оптимальности получаемых решений выберем минимум следующей целевой функции:

$$\min_x F \quad \text{при} \quad F = \sum_{r \in M^+} \vec{c}_r^{\,t} \vec{x}_r , \qquad (7)$$

где весовые коэффициенты – координаты вектора $\vec{c}_r$ по сути являются метрикой тракта (i,j), характеризуя условную стоимость использования k_r-м трафиков этого тракта; $[]^t$ – операция транспонирования вектора (матрицы).

Тогда, переходя к задаче на безусловный экстремум, необходимо максимизировать лагранжиан по множителям Лагранжа (ρ и μ):

$$\min_x F = \max_{p,\mu} L ,$$

где

$$L = \sum_{r \in M^+} \vec{c}_r^{\,t} \vec{x}_r + \sum_{r \in M^+} \rho_r^t (A_r \cdot \vec{x}_r - \vec{a}_r) + \sum_{r \in M^+} \mu_r^t \Big(B_r \cdot \vec{x}_r - \sum_{\substack{s \in M^+ \\ s \ne r}} C_{rs} \vec{x}_s\Big) . \qquad (8)$$

Применение метода целевой координации для реализации многоуровневой стратегии маршрутизации

Для решения сформулированной оптимизационной задачи используем метод целевой координации [7, 8], в рамках которого лагранжиан (8) представим в виде

$$L = \sum_{r\in M^+} \vec{c}_r^{\,t}\vec{x}_r + \sum_{r\in M^+} \rho_r^t(A_r\cdot\vec{x}_r - \vec{a}_r) + \sum_{r\in M^+} \mu_r^t(B_r\cdot\vec{x}_r) - \sum_{r\in M^+} \mu_r^t \sum_{\substack{s\in M^+\\ s\neq r}} C_{rs}\vec{x}_s . \qquad (9)$$

Предположив, что величины μ_r являются фиксированными, можно последнее слагаемое в выражении (9) привести к виду

$$\sum_{r\in M^+} \mu_r^t \sum_{\substack{s\in M^+\\ s\neq r}} C_{rs}\vec{x}_s = \sum_{r\in M^+} \sum_{\substack{s\in M^+\\ s\neq r}} \mu_r^t C_{rs}\vec{x}_s .$$

тогда выражение (9) можно записать следующим образом:

$$L = \sum_{r\in M^+} L_r \text{ , где } L_r = \vec{c}_r^{\,t}\vec{x}_r + \rho_r^t(A_r\cdot\vec{x}_r - \vec{a}_r) + \mu_r^t(B_r\cdot\vec{x}_r) - \sum_{\substack{s\in M^+\\ s\neq r}} \mu_s^t C_{sr}\vec{x}_r . \qquad (10)$$

Таким образом, функция (10) приобретает сепарабельную форму, а общая проблема маршрутизации в *MPLS*-сети оказалась декомпозицированной на ряд маршрутных задач (по числу приграничных маршрутизаторов), где каждая задача маршрутизации на r-м *LER*, состоящая в расчете вектора $\vec{x}_r$, свелась к максимизации лагранжиана L_r. Решение задачи по максимизации выражения (11) определяет нижний уровень расчетов – *LER*-уровень. На верхнем уровне (*LSR*-уровне), основной задачей которого является координация решений, полученных на нижнем уровне с целью недопущения перегрузки трактов передачи сети (2), осуществляется модификация вектора множителей Лагранжа в ходе выполнения следующей градиентной процедуры:

$$\mu_r(\alpha+1) = \mu_r(\alpha) + \nabla\mu_r , \qquad (11)$$

где $\nabla\mu_r$ – градиент функции рассчитывается исходя из получаемых на верхнем уровне результатов решения задач маршрутизации $\vec{x}_r^*$ на каждом конкретном r-м *LER* ($r\in M^+$), т.е.

$$\nabla\mu_r(x)\Big|_{x=x^*} = B_r\cdot\vec{x}_r^* - \sum_{\substack{s\in M^+\\ s\neq r}} C_{rs}\vec{x}_s^* . \qquad (12)$$

Общая схема двухуровневой маршрутизации в *MPLS*-сети представлена на рис. 2.

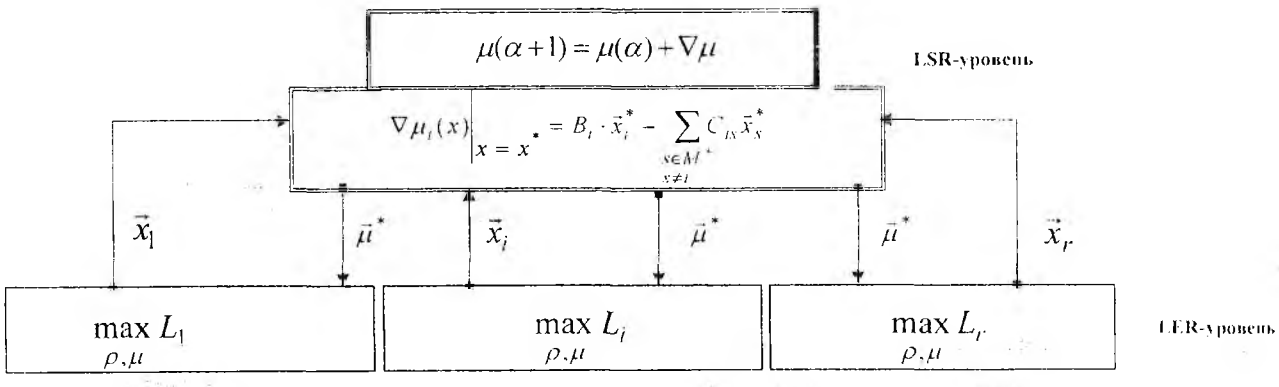


Рис. 2

Выводы

В статье предложена потоковая модель двухуровневой маршрутизации в *MPLS*-сети, представленная выражениями (1) – (7). В ходе решения возникающей на выходе предложенной математической модели маршрутизации оптимизационной задачи был использован метод целевой координации (8) – (12). Сама процедура расчета маршрутных переменных в этой связи приобрела двухуровневый характер, где на нижнем уровне (*LER*-уровень) на приграничных маршрутизаторах рассчитывалось множество путей для трафиков, поступающих на данный *LER*, а на верхнем уровне (*LSR*-уровне) полученные на *LER*-уровне решения (маршрутные переменные) координировались с целью недопущения перегрузки трактов передачи сети. Функции координатора в *MPLS*-сети могут быть возложены на один из транзитных маршрутизаторов.

Реализация на практике предложенного двухуровневого решения имеет целью повысить масштабируемость стратегий потоковой маршрутизации, т.к. использование централизованных схем во многом инерционно и ресурсозатратно в условиях роста размерности *MPLS*-сети. Преимуществом метода целевой координации является простота расчетных задач (11) – (12) на *LSR*-уровне, т.к. в соответствии с парадигмой «stupid network», поддерживаемой в *MPLS*-сетях, все «интеллектуальные» функции сосредоточены на приграничных маршрутизаторах (*LER*-уровень). В случае рассмотрения самой *MPLS*-сети как множества взаимосвязанных подсетей процесс маршрутизации также можно трактовать как многоуровневый с выделением дополнительных иерархических уровней.

Список литературы: 1. *Гольдштейн А.Б., Гольдштейн Б.С.* Технология и протоколы MPLS. М.: Эко-Трендз, 2005. 304 с. 2. *Олвейн В.* Структура и реализация современной технологии MPLS: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. 480 с. 3. *Simha A., Osborne E.* Traffic Engineering with MPLS. Cisco Press, 2002. 608 p. 4. *Burns J. E., Ott T. J., De Kock J. M., Krzesinski A. E.* Path selection and bandwidth allocation in MPLS networks: a non-linear programming approach // Proc. SPIE. Florida, 2001. Vol. 4523. P.15-26. 5. *Лемешко А.В., Беленков А.Г.* Двухуровневый алгоритм оптимизации процессов маршрутизации и управления доступом в телекоммуникационных сетях магистрального уровня // Радиотехника. 2003. Вып. 135. С. 113-118. 6. *Евсеева О.Ю.* Решение задачи иерархическо-координационной маршрутизации в телекоммуникационных сетях методом предсказания взаимодействия // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии. Харьков: НАКУ «ХАИ», 2003. Вып.21. С. 102-111. 7. *Месарович М., Мако Д., Такахара И.* Теория иерархических многоуровневых систем. М.: Мир, 1973. 344 с. 8. *Сингх М., Титли А.* Системы: декомпозиция, оптимизация и управление. М.: Машиностроение, 1986. 494 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.08.2009

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И УПРАВЛЕНИЕ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

УДК 621.391

А.В. ЛЕМЕШКО, д-р техн. наук, А.В. СИМОНЕНКО, С.И. СИВАЩЕНКО, канд. техн. наук

ПОТОКОВАЯ МОДЕЛЬ ДИНАМИЧЕСКОЙ БАЛАНСИРОВКИ ОЧЕРЕДЕЙ НА УЗЛАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

Введение

Как показал проведенный анализ [1, 2], ключевая роль в обеспечении качества обслуживания (Quality of Service, QoS) в современных мультисервисных телекоммуникационных сетях (ТКС) отводится механизмам управления очередей на узлах (маршрутизаторах, маршрутизирующих коммутаторах) ТКС. К основным требованиям, которые выдвигаются к подобного рода механизмам, следует отнести динамический характер решения задачи (по аналогии с протоколами динамической маршрутизации), обеспечение справедливого обслуживания пакетов различных очередей, недопущение перегрузки каждой отдельной очереди и сетевого узла в целом. Динамическое управление очередями определяет необходимость разработки соответствующих моделей и методов (алгоритмов), использование которых позволило бы осуществлять перерасчет порядка облуживания очередей зависимости от их загруженности, а также характеристик поступающего на узел трафика. Учет интенсивности трафика предполагает необходимость использования именно потоковых моделей (flow-based model), в которых основной учитываемой характеристикой трафика является его интенсивность наряду с другими важными параметрами – длины пакета, приоритета и т.д. Это особенно актуально ввиду того, что многие средства управления сетевыми ресурсами в настоящее время стали потоковоориентированными, например Flow-Based WFQ, Flow-Based Distributed WFQ, Flow-Based Routing или Flow-Based Weighted Random Early Detection.

В этой связи заслуживает внимания подход, основанный на балансировке очередей на принципах технологии инжиниринга трафика (Traffic Engineering Queues) [3, 4], предложенного для управления очередями в сетях MPLS (MultiProtocol Label Switching). Реализация принципов Traffic Engineering (TE) при управлении различными сетевыми ресурсами (трафиком, очередями, пропускной способностью каналов связи и т.д.), по мнению разработчиков данной технологии, должна обеспечить рост качества обслуживания в сети в целом.

Модель балансировки очередей на принципах Traffic Engineering Queues

В процессе моделирования условимся, что число отдельных трафиков или агрегированных по классам или приоритетам потоков известно и равно M, что соответствует принятым на практике решениям в камках известных методов маркировки пакетов. Наряду с этим примем, что максимальное число очередей на сетевом узле также фиксировано N или назначается административно. Например, в алгоритме приоритетного обслуживания (Priority Queuing, PQ) может быть выделено до четырех очередей ($N = 4$), а в алгоритме взвешенного справедливого обслуживания (Weighted Fair Queuing, WFQ) по умолчанию число очередей равно 256, а в алгоритме CBWFQ (Class-based WFQ) число очередей соответствует количеству классов обслуживаемых трафиков и равно 64 [1, 2].

Кроме того, обозначим через a_i ($i = \overline{1, M}$) – интенсивность трафика i-го класса, поступающего на обслуживание сетевым узлом. Кроме того, пусть b_j ($j = \overline{1, N}$) – часть пропускной способности исходящего канала связи, которая выделена j-й очереди ($j = \overline{1, N}$), что типично, например, для алгоритма CBWFQ. Одно из ключевых отличий предлагаемого решения будет состоять в том, что переменные b_j ($j = \overline{1, N}$) будут рассчитывать адаптивно к изменению состоянию сетевого узла, а не административно, как, например, в CBWFQ.

В ходе управления очередями необходимо выполнить условие отсутствия перегрузки канала связи (КС):

$$\sum_{j=1}^{N} b_j \le b, \tag{1}$$

где b – пропускная способность исходящего КС.

Кроме того, с целью предотвращения перегрузки сетевого узла необходимо обеспечить выполнение следующего условия:

$$\sum_{i=1}^{M} a_i \le b. \tag{2}$$

Выполнение условия (2) определяет необходимость превентивного ограничения интенсивности суммарного (агрегированного) потока пакетов, поступающих на сетевой узел, чтобы она не превышала пропускную способность исходящего канала связи. Эта функция, как правило, алгоритмов произвольного раннего обнаружения перегрузки и ограничения длины очереди (RED – Random Early Detection, WRED – Weighted RED).

Придать динамический характер управлению очередями в рамках предлагаемой модели можно путем введения переменной x_{ij}, под которой подразумевалась доля i-го трафика, поступающего для обслуживания в j-ю очередь. Согласно физическому смыслу переменной x_{ij} имеют место следующие дополнительные условия:

$$x_{ij} \in \{0,1\} \quad (i = \overline{1,M},\ j = \overline{1,N}), \tag{3}$$

$$\sum_{j=1}^{N} x_{ij} = 1 \quad (i = \overline{1,M}), \tag{4}$$

$$\sum_{i=1}^{M} a_i x_{ij} \le b_j \quad (j = \overline{1,N}). \tag{5}$$

Выполнение условия (4) гарантирует отсутствие потерь пакетов на рассматриваемом сетевом узле. Условия (5) вводятся для предотвращения перегрузки пропускной способности отдельных очередей сетевого узла в процессе управления. По аналогии с моделью, рассмотренной в работах [5, 6], в качестве искомого вектора выберем вектор

$$\vec{x} = \begin{bmatrix} x_{ij} \\ -- \\ b_j \end{bmatrix} \quad (i = \overline{1,M};\ j = \overline{1,N}) \tag{6}$$

в ходе расчета которого удается обеспечить согласованность в решении задач обслуживания очередей и динамического распределения за ними пропускной способности исходящего канала связи.

Формализация условий предотвращения перегрузки очередей на узле ТКС

В ходе выполнения условий (5) ввиду случайного и нестационарного характера сетевого трафика на узле возникают очереди и связанные с ними задержки пакетов. С целью введения верхней границы подобных задержек на узлах ТКС общую буферную емкость, как правило, ограничивают. Таким образом, для каждой очереди определим ее текущую загруженность и максимальную вместимость, обозначив их соответственно через $\overline{n}_j$ и $n_j^{\max}$ $(j = \overline{1,N})$, и

дополним условия предотвращения перегрузки отдельных очередей по их пропускной способности (5) условиями предотвращения перегрузки очередей по их длине. В самом общем виде искомые условия будут иметь следующий вид:

$$\overline{n}_j \le n_j^{\max} \quad (j = \overline{1, N}) \tag{7}$$

и задача теперь сводится лишь к выбору (обоснованию) аналитического выражения для расчета средней длины очереди в процессе обслуживания.

Для формулировки искомых условий необходимо задаться моделью трафика (его характеристиками – интенсивность, длина пакета и т.д.) и моделью обслуживания пакетов в рамках отдельно взятой очереди, в качестве которой на практике, как правило, реализуется модель FIFO (First In, First Out). Кроме того, выбирая гипотезу относительно характеристик обслуживаемого трафика, можно описать отдельную очередь известной системой массового обслуживания (СМО), в рамках которой уже можно корректно рассчитать ее вероятностно-временные характеристики, в том числе время обслуживания и среднюю (текущую) длину очереди. Так, например, при моделировании процесса обслуживания в отдельной очереди различными типами систем массового обслуживания средняя длина очереди, опуская индекс очереди, будет выражаться следующими аналитическими зависимостями [7]:

СМО M/M/1: $\overline{n} = \dfrac{\rho}{1-\rho}$;

СМО M/M/1/$n^{\max}$: $\overline{n} = \dfrac{\rho^2\left[1-(n^{\max}+1)\rho^{n^{\max}}+n^{\max}\rho^{n^{\max}+1}\right]}{(1-\rho^{n^{\max}+2})(1-\rho)}$;

СМО M/D/1: $\overline{n} = \dfrac{\rho}{1-\rho} - \dfrac{\rho^2}{2(1-\rho)}$;

СМО M/D/1/$n^{\max}$: $\overline{n} = \dfrac{\sum\limits_{n=0}^{n^{\max}} n\left[\sum\limits_{j=0}^{n}\dfrac{e^{j\rho}(-j\rho)^{n-j}}{(n-j)!} - \sum\limits_{j=0}^{n-1}\dfrac{e^{j\rho}(-j\rho)^{n-j-1}}{(n-j-1)!}\right]}{\sum\limits_{j=0}^{n^{\max}+1}\dfrac{e^{j\rho}(-j\rho)^{n^{\max}-j+1}}{(n^{\max}-j+1)!}}$;

СМО самоподобного трафика: $\overline{n} = \dfrac{\rho^{1/2(1-H)}}{(1-\rho)^{H/(1-H)}}$,

где $\rho = \dfrac{\sum\limits_{i=1}^{M} a_i x_{ij}}{b_j}$, $0.5 \le H \le 1$ – параметр самоподобия (Херста).

При этом каждому типу трафика, а значит и каждой очереди, может соответствовать своя модель обслуживания, не обязательно соответствуя перечню вариантов СМО, приведенных выше. Кроме того, нетрудно заметить, что условие (7) является более строгим, чем требование (5).

Формулировка оптимизационной задачи по управлению очередями на сетевом узле

В связи с тем, что, в общем случае, выбор x_{ij} и b_j в рамках ограничений (1), (3), (4) и (7) можно произвести множеством случаев, то целесообразно задачу, связанную с расчетом искомых переменных (6), сформулировать в виде оптимизационной задачи. Основным требованием к целевой функции является учет физики протекающих на узле процессов обслуживания пакетов (1) – (7), а также соответствие получаемых решений принципам концепции

Traffic Engineering, касающихся обеспечения сбалансированной загрузки буферных ресурсов. С этой целью изложенную выше модель важно дополнить следующими условиями

$$n_j \le \alpha \ (j = \overline{1, N}), \tag{8}$$

где α – верхний динамически управляемый предел загруженности очередей на узле ТКС.

Тогда задача управления очередями может быть сведена к задаче балансировки их длины в ходе минимизации следующей целевой функции:

$$\min \alpha, \tag{9}$$

что соответствует минимизации верхнего порога загруженности очередей на узле ТКС, т.е. способствует сбалансированной загруженности всех очередей в соответствии с требованиями технологии Traffic Engineering Queues.

Выводы

В статье предложена потоковая модель балансировки очередей на узлах телекоммуникационной сети. Новизна модели состоит в том, что она в отличие от ранее известных моделей учитывает особенности технологии Traffic Engineering Queues, нацеленной на обеспечение сбалансированной загруженности буферного ресурса сетевого узла. Сама технологическая задача управления очередями была сведена к оптимизационной задаче смешанного математического программирования, связанной с минимизацией линейной функции (9) при наличии в т.ч. нелинейных ограничений (7) – (8), а также булевой природы некоторых рассчитываемых переменных (3). Решение данной задачи предполагает использование хорошо апробированных методов решения – округления (Rounding-off), ветвей и границ (Branch-and-bound), последовательной линеаризации (SLP), штрафных функций (Penalty function), множителей Лагранжа (Lagrangian relaxation), имитации отжига (Simulated annealing), а также генетический алгоритм (Genetic algorithm) и различные смешанные (гибридные) методы [8–10].

Список литературы: 1. *Вегеша Ш.* Качество обслуживания в сетях IP: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 386 с. 2. *Справочник* по телекоммуникационным технологиям: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. 640 с. 3. *Li, Y. Panwar, S. Liu, C.J.* On the Performance of MPLS TE Queues for QoS Routing // Simulation series. 2004. Vol 36; part 3. PP. 170-174. 4. Huerta, M., Padilla, J. J., Hesselbach, X., Fabregat, Ramon, Ravelo O. Buffer Capacity Allocation: A method to QoS support on MPLS networks // Proc. EATIS2006-Euro American Conference on Telematics and Information Systems, 2006. PP. 14-28. 5. *Лемешко А.В., Симоненко А.В., Ватти Махмуд.* Потоковая модель управления очередями с динамическим распределением пропускной способности исходящего канала связи // Наукові записки УНДІЗ. 2008. №3(5). С. 34-39. 6. *Симоненко А.В., Ахмад Хайлан, Али Али* Модель динамического управления очередями и пропускной способностью канала связи на маршрутизаторах мультисервисной сети // Радиотехника. 2008. Вып. 155. С. 164-168. 7. *Петров М.Н.* Вероятностно-временные характеристики в сетях и системах передачи интегральной информации. Красноярск, 1997. 220 с. 8. *Tawarmalani M., Sahinidis N.V.* Global optimization of mixed-integer nonlinear programs: A theoretical and computational study // Mathematical Programming. 2004. Vol. 99(3). PP. 563-591. 9. *Tawarmalani M., Sahinidis N.V.* Convexification and global optimization in continuous and mixed-integer nonlinear programming: theory, algorithms, software, and applications, nonconvex optimization and its applications series, 65. Boston MA: Kluwer Academic Publishers, 2002. 499 p. 10. *Kocis G.R., Grossmann I.E.* Computation Experience with DICOPT: solving MILNP problems in process systems engineering // Computers Chem. Eng. 1989. Vol. 13. PP. 307-315.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники
Харьковский университет Воздушных Сил
имени Ивана Кожедуба

Поступила в редколлегию 15.09.2009

УДК 621. 395

А.Г. ЛОЖКОВСКИЙ, канд. техн. наук

МЕТОД РАСЧЕТА ОДНОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ С БЕСКОНЕЧНОЙ ОЧЕРЕДЬЮ И ПРОИЗВОЛЬНЫМ ПОТОКОМ ЗАЯВОК

С эволюционным усложнением телекоммуникационных систем возрастает актуальность проблемы разработки адекватных математических моделей таких систем с целью получения достоверных оценок их характеристик, реализации задач их оптимизации относительно выбранного критерия качества обслуживания и разработки соответствующих алгоритмов управления ими. В мультисервисных пакетных сетях связи входящие информационные потоки могут иметь постоянную, переменную и смешенную битовую скорость, отчего математическая модель потока может быть самой разной – от простейшей пуассоновской модели до сложнейшей модели фрактальных процессов (самоподобный трафик). Закон распределения промежутка времени между заявками в этих потоках может быть произвольным и поэтому в обобщенной модели резонно исследовать общий (G – *general*) вид распределения случайной величины этого промежутка. Длина пакетов каждой из служб общей для них мультисервисной сети (следовательно, и длительность обслуживания) может быть различной – для одних служб постоянной, а для других – переменной. В таком случае также желательно исследовать общий вид распределения случайной величины длительности обслуживания.

Системы с очередью типа G/G/m относятся к важнейшим моделям, рассматриваемым в теории массового обслуживания. При их исследовании применялись различные методы и получены многочисленные приближенные результаты. Частный случай – система с очередью и одним каналом (m = 1) рассматривается, например, в книге Коэна [1], ориентировочные результаты получены в [2, 3]. Однако до настоящего времени не существует достаточно простых и точных, непосредственно применяемых на практике формул для расчета характеристик качества обслуживания (QoS) в стационарном режиме.

Поскольку во многих случаях одноканальной системы достаточно хорошим приближением является экспоненциальная функция распределения длительности обслуживания заявок, то целью данной статьи является разработка метода расчета основных параметров качества обслуживания заявок в телекоммуникационных системах, представленных моделью G/M/1 (M–*Markov*, экспоненциальное распределение). Основным математическим аппаратом, позволяющим строить аналитические модели, адекватные распространенным телекоммуникационным системам, является аппарат теории систем массового обслуживания (СМО). При этом для описания функционирования рассматриваемой телекоммуникационной системы используется некоторая СМО с определенной степенью точности учитывающая ее основные особенности.

Телекоммуникационная система, в которой входящий поток заявок на обслуживание имеет ограничения на доступ к ресурсам системы, также рассматривается как СМО. Если при этом моменты поступления заявок или продолжительность их обслуживания не регламентируются, то при пользовании системой возникают конфликты и образуется очередь. Длина этой очереди зависит от двух характеристик потока заявок – от интенсивности поступления заявок и статистических колебаний этой интенсивности. В случае, когда интенсивность поступления требований превышает пропускную способность системы, система не справляется с потоком этих заявок и начинает расти очередь неограниченной длины. Однако, даже если интенсивность поступления заявок меньше пропускной способности системы, очередь может образоваться из-за статистических колебаний и внезапного накопления заявок (всплеска нагрузки).

Основные параметры качества обслуживания в СМО с очередью

Ключевым параметром качества обслуживания (и показателем эффективности функционирования СМО) является *длина очереди Q*, которая определяется количеством заявок, ожидающих обслуживания [4]. Длина очереди зависит от того, когда и сколько заявок поступило в систему, сколько времени затрачено на обслуживание поступивших заявок и т. д. Поскольк-

ку длина очереди является случайной величиной, то в качестве показателя длины очереди используется ее математическое ожидание.

С точки зрения обслуживания очень важен и такой показатель как *среднее время ожидания в очереди* t_q, образующееся за счет задержки в очереди. Оно зависит от количества заявок, находящихся в данный момент в очереди, времени окончания обслуживания всех предыдущих заявок и т. д.

Поскольку не все заявки проходят через очередь, а часть из них при наличии свободных каналов системы обслуживаются немедленно, то вводится параметр *среднее время ожидания в системе W*, представляющее собой среднее значение времени ожидания, отнесенное ко всем заявкам – задержанным и не задержанным.

Соотношение задержанных заявок и общего количества поступивших заявок определяет долю ожидающих заявок или *вероятность ожидания* $P_{ожс}$. По этому значению можно найти вероятность того, что обслуживание очередной заявки будет начато. Эта вероятность совпадает с вероятностью того, что в момент прибытия заявки в СМО есть свободный канал.

Степень загруженности обслуживающей системы характеризует такой показатель, как *среднее количество заявок в системе N*, состоящее из заявок, находящихся на обслуживании и в очереди.

Время, проведенное одной заявкой в системе и усредненное по всем заявкам, определяется как с*реднее время нахождения заявки в системе T*. Оно состоит из среднего времени обслуживания и среднего времени ожидания заявок в системе.

Важным параметром является *коэффициент использования системы* ρ, определяемый как отношение интенсивности входящего потока заявок λ к интенсивности обслуживания заявок μ. Для одноканальной системы коэффициент использования равен интенсивности нагрузки и находится в диапазоне $0 \leq \rho < 1$ ($\rho < 1$ является условием эргодичности процесса и наличия стационарного распределения вероятностей состояний системы). При этом $\rho = 1 - p_0$, где p_0 – вероятность свободности системы (состояние системы p_0 – занято 0 каналов). Следовательно, ρ – численно совпадает с вероятностью занятости системы $P_{зн}$ (состояние системы p_1 – занят единственный канал, соответствует доле времени занятости канала). С учетом заявок, находящихся в очереди, в стационарном режиме для системы существует стационарное распределение количества заявок в системе p_k, где k – количество заявок. Это распределение не зависит от момента прибытия заявки в систему.

Расчетные формулы

Данные показатели позволяют в конкретных условиях рассчитать все необходимые характеристики протекания процессов в СМО. Тем не менее, алгоритм этого расчета существенно зависит от соотношения вероятностей $P_{ожс}$ и $P_{зн}$. Для одноканальной модели M/G/1 с пуассоновским входящим потоком заявок и произвольным распределением длительности их обслуживания данные вероятности численно равны и, следовательно, $P_{ожс} = \rho$.

Однако для одноканальной модели G/M/1 такого равенства нет, т.е. по этому параметру модели не инвариантны. В [4, с. 272] показано, что система G/M/1 приводит к геометрическому распределению количества заявок в системе в моменты поступления новых заявок r_k, где k – количество заявок. Распределение p_k отличается от распределения r_k тем, что $p_0 = 1 - P_{зн}$ (или $p_0 = 1 - \rho$), в то время, как $r_0 = 1 - P_{ожс}$. Для системы M/G/1 $p_k = r_k$.

Заявка должна ожидать обслуживания с вероятностью $P_{ожс} = 1 - r_0$. Поэтому при экспоненциальном законе распределения длительности обслуживания безусловное распределение длительности ожидания определится так:

$$W(t) = 1 - P_{ожс} e^{-\mu(1-P_{ожс})t}, \quad \text{при} \quad t \geq 0. \qquad (1)$$

Прямыми вычислениями находится среднее время ожидания в системе W и остальные параметры качества обслуживания. Результаты этих вычислений и известные результаты (параметры QoS) для моделей M/M/1, M/D/1 и M/G/1 приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметр	Модель			
	M/M/1	M/D/1	M/G/1	**G/M/1**
$P_{зн}$	ρ	ρ	ρ	ρ
$P_{ож}$	ρ	ρ	ρ	$1-\frac{\rho}{N}$
Q	$\frac{\rho^2}{1-\rho}$	$\frac{\rho^2}{2(1-\rho)}$	$\frac{\rho^2(1+\nu^2)}{2(1-\rho)}$	$\frac{\rho \cdot P_{ож}}{1-P_{ож}}$
W	$\frac{\rho}{1-\rho}$	$\frac{\rho}{2(1-\rho)}$	$\frac{\rho(1+\nu^2)}{2(1-\rho)}$	$\frac{P_{ож}}{1-P_{ож}}$
t_q	$\frac{1}{1-\rho}$	$\frac{1}{2(1-\rho)}$	$\frac{(1+\nu^2)}{2(1-\rho)}$	$\frac{1}{1-P_{ож}}$
N	$\frac{\rho}{1-\rho}$	$\rho+\frac{\rho^2}{2(1-\rho)}$	$\rho+\frac{\rho^2(1+\nu^2)}{2(1-\rho)}$	$\frac{\rho}{1-P_{ож}}$
T	$\frac{1}{1-\rho}$	$1+\frac{\rho}{2(1-\rho)}$	$1+\frac{\rho(1+\nu^2)}{2(1-\rho)}$	$\frac{1}{1-P_{ож}}$

Поскольку $\mu = 1$, т.е. средняя длительность обслуживания $T_{обсл} = 1 / \mu$ принимается за условную единицу времени, то W, t_q и T оцениваются в единицах средней длительности обслуживания. Для модели M/G/1 через $\nu = \sigma_{Tобсл} / T_{обсл}$ обозначен коэффициент вариации длительности обслуживания. Формула для расчета модели M/G/1 получена Поллачеком-Хинчиным [4]. В табл. 2 приведены основные соотношения между параметрами QoS.

Таблица 2

Параметр	Модель G/M/1					G/G/1 и G/G/m
	изв. Q	*изв. W*	*изв. t_q*	*изв. N*		
$P_{зн}$	ρ	ρ	ρ	ρ		$\frac{Q}{P_{ож} \cdot t_q}$
$P_{ож}$	$\frac{Q}{\rho+Q}$	$\frac{W}{1+W}$	$1-\frac{1}{t_q}$	$1-\frac{\rho}{N}$	$\boxed{\frac{Q}{N}}$	$\frac{Q}{\rho \cdot t_q}, \frac{W}{t_q}$
Q	–	$\rho \cdot W$	$\rho \cdot (t_q - 1)$	$N-\rho$	$N \cdot P_{ож}$	
W	$\frac{Q}{\rho}$	–	$\boxed{t_q - 1}$	$\frac{N}{\rho}-1$		$P_{ож} \cdot t_q$,
t_q	$1+\frac{Q}{\rho}$	$1+W$	–	$\frac{N}{\rho}$		$\frac{W}{P_{ож}}$
N	$\rho+Q$	$\rho \cdot (1+W)$	$t_q \rho$	–	$\frac{Q}{P_{ож}}$	
T	$1+\frac{Q}{\rho}$	$1+W$	t_q	$\frac{N}{\rho}$		

Из табл. 2 следует, что в системе G/M/1 при наличии лишь одного известного параметра (например, известен параметр Q, W, t_q или N) все остальные характеристики QoS рассчитываются через приведенные в таблице соотношения.

Для модели G/M/1 выявлены и проверены при помощи имитационной модели [5] несколько важных свойств одноканальной системы, справедливых только при экспоненциальной длительности обслуживания (формулы выделены рамкой в табл. 2).

Во-первых, среднее время ожидания в очереди t_q численно совпадает со средним временем нахождения заявки в системе T. Это значит, что среднее время ожидания в системе W меньше среднего времени ожидания в очереди t_q на величину средней длительности обслуживания:

$$W = t_q - 1. \tag{2}$$

Во-вторых, вероятность ожидания можно определить как

$$P_{ож} = \frac{Q}{N}. \tag{3}$$

Хотя по определению вероятность ожидания $P_{ож}$ есть отношение количества задержанных заявок к общему количеству поступивших заявок, но, как установлено в данном случае, долю ожидающих заявок можно определить и как отношение среднего количества заявок в очереди Q к среднему количеству заявок в системе N. Отсюда с учетом формулы Литтла вытекают несколько важных соотношений между параметрами QoS, справедливыми уже для моделей G/G/1 и G/G/m (правый столбец табл. 2).

Получившая широкое распространение модель самоподобного трафика не имеет точных и надежных методов расчета, что показано в [6, 7]. В работе [8] предложен новый энтропийный метод расчета части характеристик QoS (нет расчета вероятности ожидания) при обслуживании самоподобного трафика. Новые методы расчета параметров QoS предложены и в [9, 10], но все они предназначены для определенных моделей потоков, имеющих пуассоновский или нормальный закон распределения количества занятых каналов в системе.

Выводы

В заключение можно отметить, что важность предложенного метода расчета основных характеристик качества обслуживания в модели G/M/1 с бесконечной очередью обосновывается существенным усложнением моделей трафика в современных сетях связи и отсутствием адекватных этому усложнению методов расчета параметров QoS. Предложенный метод является более общим и всеобъемлющим по отношению к различным видам входящих потоков, циркулирующих в телекоммуникационных сетях связи.

Список литературы: 1. *Cohen J.W.* The single server queue // North Holland Publishing Company, Amsterdam/London. 1969. 2. *Штоян Д., Штоян Х.* Оценки среднего времени ожидания в однолинейных системах массового обслуживания // Изв. АН СССР. Техническая кибернетика. 1974. №6. 3. *Daley D.J.* Bounds on mean waiting times in GI/G/1 queues, Z. Wahrscheinlichkeitstheorie verw. Geb. 1969. №10, p. 305-317. 4. *Клейнрок Л.* Теория массового обслуживания. Пер. с англ. // Машиностроение. М., 1979, 432 с., ил. 5. *Ложковский А.Г., Салманов Н.С., Вербанов О.В.,* Моделирование многоканальной системы обслуживания с организацией очереди // Восточно-европейский журнал передовых технологий. Х., 2007. №3/6 (27). С. 72-76. 6. *Ложковський А.Г., Нікіфоренко К,Б.* Дослідження функціонування телекомунікаційних систем в умовах самоподібного трафіка // Наукові записки УНДІЗ. К., 2009. №2(10). С. 60-64. 7. *Ложковский А.Г.* Сравнительный анализ методов расчета характеристик качества обслуживания при самоподобных потоках в сети // Моделювання та інформаційні технології. Зб. наук. пр. ІПМЕ НАН України. Вип. 47. К., 2008. С. 187-193. 8. *Ложковский А.Г., Ганифаев Р.А.* Оценка параметров качества обслуживания самоподобного трафика энтропийным методом // Наук. праці ОНАЗ ім. О.С.Попова. 2008. № 1. С. 57-62. 9. *Ложковський А.Г.* Розрахунок якості обслуговування в пакетній мережі при необмеженій довжині накопичувального буфера // Зв'язок. 2009. №2. С.54–58. 10. *Ложковський А.Г.* Методи аналізу і синтезу систем розподілу інформації в умовах реального трафіка // Моделювання та інформаційні технології. Зб. наук. пр. ІПМЕ НАН України. Вип. 48. 2009. С. 141-153.

Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова

Поступила в редколлегию 10.09.2009

УДК 621.391

Е.В. СТАРКОВА

ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ TCP-СЕАНСА ПРИ УПРАВЛЕНИИ ДЛИНОЙ ОЧЕРЕДИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕХАНИЗМА RED

Введение

Увеличение количества пользователей услугами связи, расширение перечня услуг, повышение требований к предоставляемым услугам определяет постоянную необходимость развивать и усовершенствовать технологии, положенные в основу функционирования современных телекоммуникационных систем (ТКС). Это приводит к поиску адекватного описания процессов, происходящих в ТКС, на математическом уровне, что позволяет проанализировать функционирование системы в тех или иных условиях (структуры сети, пропускные способности каналов передачи, функциональные особенности и т.д.) с помощью имитационного моделирования.

Надежная работа ТКС организуется за счет протоколов и механизмов, которые формируют реакцию приемопередающих устройств на искажения и/или потерю данных во время передачи. Например, логика работы TCP, наиболее распространенного протокола транспортного уровня, ориентирована на передачу потока сегментов данных с максимальной интенсивностью при условии сохранения приемлемого уровня потерь, позволяющего обеспечить их компенсацию повторными передачами. Так как при использовании современных высокоскоростных каналов связи практически не возникают потери и искажения, то причиной потерь может быть отбрасывание пакетов на промежуточных узлах с ограниченными размерами буферного пространства и объема памяти. Предотвратить экстремальные значения интенсивности потоков в TCP-сеансах можно за счет введения дополнительных механизмов управления потоком на узлах связи, наибольшее распространение среди которых получил механизм RED (*Random Early Detection*). Основная идея такого управления заключается в превентивном обнаружении признаков перегрузки и последующем увеличении количества отброшенных пакетов. В результате фактически предотвращается переполнение буфера и инициализируется механизм снижения скорости передачи в TCP.

Таким образом, математическое описание особенностей совместной работы протокола TCP и механизма RED позволит повысить их согласованность и оптимизировать работу ТКС. Аналитический подход к описанию процесса управления потоком в рамках TCP и RED дает возможность проанализировать производительность сети и выявить возможные явления неустойчивой работы ТКС.

Анализ особенностей реализации протокола TCP различных версий

Поскольку на данном этапе существует множество реализаций протокола TCP, стоит упомянуть основные задачи, которые решают различные версии данного протокола [1–4]. Регулирование трафика в TCP подразумевает существование двух независимых процессов: *контроль доставки*, управляемый получателем с помощью параметра *window*, и *контроль перегрузки*, управляемый отправителем с помощью окна перегрузки (переполнения) *cwnd* (*congestion window*) и порога *ssthresh* (*slow start threshold*). Первый процесс отслеживает заполнение входного буфера получателя, второй – регистрирует перегрузку канала, а также связанные с этим потери и понижает уровень трафика.

Общие принципы работы протокола TCP состоят в следующем [1, 2]:

1. При инициализации соединения переменная *cwnd* устанавливается равной размеру одного сегмента.

2. При возникновении перегрузки (что обнаруживается по таймауту или по трем приходящим дубликатам одной и той же квитанции) переменной *ssthresh* присваивается значение, равное половине ширины ограничивающего окна (меньшего из двух: окна *cwnd* или окна приема, предоставленного получателем), но не менее удвоенного размера сегмента. В качестве дополнительной мены, когда перегрузка проявляется в таймауте, переменной *cwnd* присваивается значение, равное размеру одного сегмента (при этом передающая сторона автоматически переходит в режим начального разгона).

3. При поступлении новых квитанций от получателя на принятые им данные значение *cwnd* каждый раз увеличивается, но величина приращения вычисляется по-разному – в зависимости от того, действует в этот момент режим *slow start* (медленного старта, начального разгона) или режим *congestion avoidance* (исключения перегрузки, подавления перегрузки). Если размер *cwnd* не превышает порогового значения *ssthresh*, то осуществляется режим *slow start*; в противном случае вступает в силу режим *congestion avoidance*.

В режиме *slow start* первичное значение *cwnd* равно размеру одного сегмента *MSS* (*Maximum Segment Size*) и увеличивается на один *MSS* при получении подтверждения (ACK). В режиме *congestion avoidance* при получении каждого ACK текущее значение *cwnd* увеличивается на приращение, равное $\frac{MSS}{8}+\frac{MSS\cdot MSS}{cwnd(t)}$.

На рис. 1 показаны графики изменения окна перегрузки для версий Reno и Tahoe протокола TCP. Таким образом, в случае реализации версии TCP Tahoe при получении отправителем подтверждения доставки ACK текущее значение окна перегрузки *cwnd* рассчитывается следующим образом [1, 2]:

$$cwnd(t+t_1)=\begin{cases} \text{режим slow start}: \\ cwnd(t)+MSS,\ if\ cwnd(t)<ssthreth(t); \\ \text{режим congestion avoidance}: \\ cwnd(t)+\frac{MSS}{8}+\frac{MSS\cdot MSS}{cwnd(t)},\ if\ cwnd(t)\geq ssthreth(t). \end{cases} \quad (1)$$

Индикатором потери сегмента для отправителя являются два события: истечение таймаута (*Retransmission Timeout, RTO*) и приход трех дублирующих ACK-подтверждений. В рамках классического алгоритма TCP Tahoe оба случая приводят к запуску режима *slow start*, который предполагает установку окна перегрузки равным *MSS*. Более поздняя версия, TCP Reno, предусматривает при получении трех дублирующих подтверждений следующий алгоритм обновления *cwnd* и *ssthresh*:

$$\begin{aligned} ssthresh(t+t_1)&=\frac{cwnd(t)}{2}; \\ cwnd(t+t_1)&=ssthresh(t+t_1). \end{aligned} \quad (2)$$

Далее осуществляется процедура повторной передачи потерянного сегмента вне ожидания таймаута (*fast retransmit*) и процедура быстрого восстановления без режима начального разгона (*fast recovery*) в соответствии со вторым режимом в формуле (1).

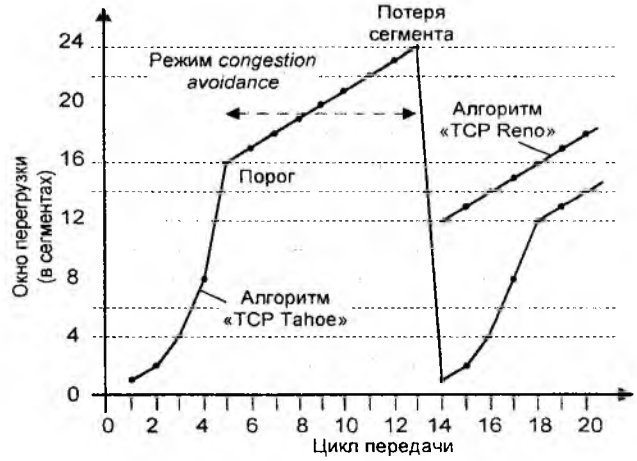


Рис. 1

Существует множество модификаций приведенного алгоритма (RFC 2018, RFC 2582). Так, например, в алгоритме Вегаса предпринимается попытка избежать перегрузок и одновременно обеспечить высокую скорость передачи [3, 4]. Основными идеями алгоритма Вегаса являются обнаружение перегрузок в маршрутизаторах на пути соединения до появления потерь пакетов и линейное снижение скорости передачи при перегрузках. Прогнозирование перегрузок осуществляется путем анализа времени оборота: чем больше это время, тем более значительной является перегрузка в маршрутизаторах.

Модель TCP-сеанса при управлении длиной очереди с использованием механизма RED

Наиболее точно оценить производительность функционирования ТКС можно лишь располагая адекватным математическим описанием – моделью того или иного сетевого процесса информационного обмена или управления, учитывающей стохастическую природу и динамику изменения состояния сети. Рассмотрим простейший фрагмент IP-сети, состоящий из двух сетевых узлов, которые при установке и поддержке TCP-сеанса используют механизм RED [5]. Узел-отправитель узел формирует поток передаваемых данных в виде набора последовательностей сегментов данных. Размер отдельной последовательности называется окном перегрузки $cwnd$ и, в общем случае, зависит от времени $cwnd(t)$.

Скорость передачи данных $\lambda(t)$ (скорость TCP-потока) определяется соотношением

$$\lambda(t) = \frac{cwnd(t)}{RTT}, \tag{3}$$

где RTT – время обмена данными (*RoundTrip Time*).

Тогда за интервал времени Δt число прибывших сегментов данных

$$\lambda(t) \cdot \Delta t = \frac{cwnd(t) \cdot \Delta t}{RTT}. \tag{4}$$

При распространении одного сегмента из последовательности длиной $cwnd$ возможны два варианта:

- потеря сегмента с вероятностью P;
- успешная доставка сегмента получателю с вероятностью $(1-P)$.

При этом, если обмен данными происходит в соответствии с алгоритмом TCP Tahoe и управлении интенсивностью передачи с помощью механизма RED путем внесения потерь, то после прохождения одного сегмента действующее изменение размера окна $\Delta cwnd$ определяется выражениями:

$$\Delta cwnd(t) = \begin{cases} \text{режим slow start}: \\ (1-P(t)) \cdot cwnd(t) - P(t) \cdot (cwnd(t) - MSS); \\ \text{режим congestion avoidance}: \\ (1-P(t)) \cdot \left(\frac{MSS}{8} + \frac{MSS \cdot MSS}{cwnd(t)} \right) - P(t) \cdot (cwnd(t) - MSS). \end{cases} \tag{5}$$

Если же обмен данными происходит в соответствии с алгоритмом Reno, который используется в большинстве современных реализаций TCP, также с использованием механизма RED, то действующее изменение размера окна $\Delta cwnd$ при обнаружении потери вследствие истечения таймаута вычисляется в соответствии с выражениями (5). Если же потеря была обнаружена вследствие получения трех дублирующих ACK-подтверждений выражения (5) принимает вид

$$\Delta cwnd(t) = \begin{cases} \text{режим slow start :} \\ (1 - P(t)) \cdot cwnd(t) - P(t) \cdot \dfrac{cwnd(t)}{2}; \\ \text{режим congestion avoidance :} \\ (1 - P(t)) \cdot \left(\dfrac{MSS}{8} + \dfrac{MSS \cdot MSS}{cwnd(t)} \right) - P(t) \cdot \dfrac{cwnd(t)}{2}. \end{cases} \quad (6)$$

Учитывая, что $\Delta cwnd(t) = cwnd(t + \Delta t) - cwnd(t)$, определим среднее изменение размера окна перегрузки в течение времени Δt, умножив $\Delta cwnd(t)$ на число сегментов, пришедших за этот интервал $\dfrac{cwnd(t) \cdot \Delta t}{RTT}$, для варианта реализации версии TCP Tahoe (т.е. только для выражений (5)):

$$\Delta cwnd(t) = \begin{cases} \text{режим slow start :} \\ [(1 - P(t)) \cdot cwnd(t) - P(t) \cdot (cwnd(t) - MSS)] \cdot \dfrac{cwnd(t) \cdot \Delta t}{RTT}; \\ \text{режим congestion avoidance :} \\ \left[(1 - P(t)) \cdot \left(\dfrac{MSS}{8} + \dfrac{MSS \cdot MSS}{cwnd(t)} \right) - P(t) \cdot (cwnd(t) - MSS) \right] \cdot \dfrac{cwnd(t) \cdot \Delta t}{RTT}. \end{cases} \quad (7)$$

Подставив (7) в (3), получим:

$$\Delta\lambda(t) = \begin{cases} \text{режим slow start :} \\ \left[(1 - P(t)) \cdot \dfrac{MSS}{RTT} \cdot \lambda(t) - P(t) \cdot (\lambda(t))^2 + P(t) \cdot MSS \cdot \lambda(t) \right] \cdot \Delta t; \\ \text{режим congestion avoidance :} \\ \left[(1 - P(t)) \cdot \left(\dfrac{MSS}{8 \cdot RTT} \cdot \lambda(t) + \dfrac{MSS \cdot MSS}{RTT^2} \right) - P(t) \cdot (\lambda(t))^2 + P(t) \cdot MSS \cdot \lambda(t) \right] \cdot \Delta t. \end{cases} \quad (8)$$

При $\Delta t \to 0$ получим дифференциальное уравнение для изменения интенсивности TCP-потока для различных режимов:

$$\frac{d\lambda(t)}{dt} = \begin{cases} \text{режим slow start :} \\ (1 - P(t)) \cdot \dfrac{MSS}{RTT} \cdot \lambda(t) - P(t) \cdot (\lambda(t))^2 + P(t) \cdot MSS \cdot \lambda(t); \\ \text{режим congestion avoidance :} \\ (1 - P(t)) \cdot \left(\dfrac{MSS}{8 \cdot RTT} \cdot \lambda(t) + \dfrac{MSS \cdot MSS}{RTT^2} \right) - P(t) \cdot (\lambda(t))^2 + P(t) \cdot MSS \cdot \lambda(t). \end{cases} \quad (9)$$

Анализ математической модели TCP-сеанса передачи данных

Для проверки адекватности математической модели TCP-сеанса передачи данных, которая описывается дифференциальными уравнениями (9), произведем вычисление интенсивности TCP-потока $\lambda(t)$ для технологии FastEthernet (пропускная способность B=12.5 *Мбайт/с*). При этом предполагается, что окно приема на узле-получателе равно 64 *кбайт* и размер сегмента данных MSS = 1460 *байт*. Вероятность блокировки (отбрасывания) пакетов $P(t)$ согласно механизму RED определяется равенством [5]:

$$P(t) = \frac{N(t) - N_{\min}}{N_{\max} - N_{\min}}, \tag{10}$$

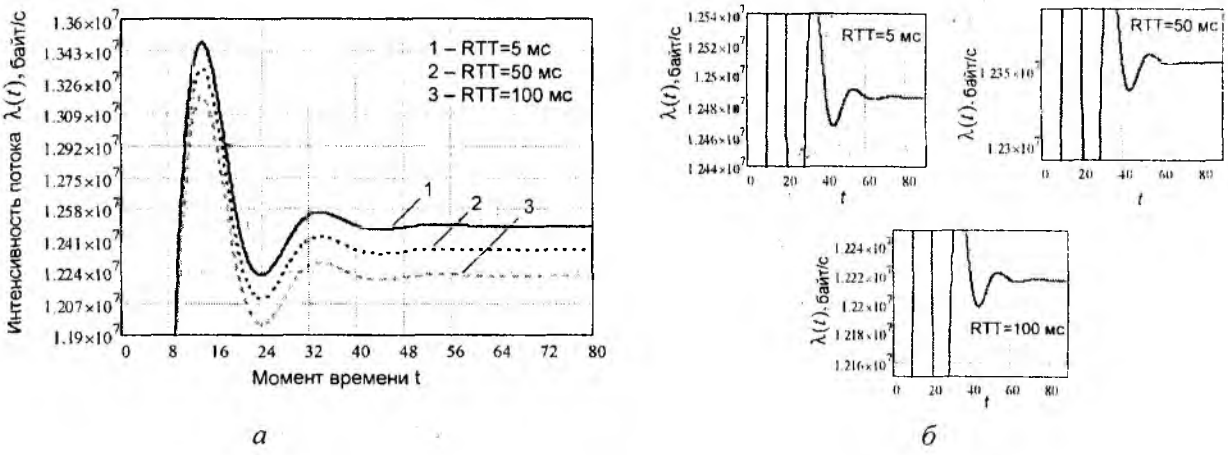
где $N(t)$ – текущий средний размер очереди; $N_{\min}$, $N_{\max}$ – соответственно минимальный и максимальный средний размер очереди.

Средний размер очереди на сетевом узле можно рассчитать исходя из формулы, приведенной в теории массового обслуживания [6, 7]:

$$N(t) = \frac{\lambda(t)}{B - \lambda(t)}, \tag{11}$$

B – пропускная способность канала связи (*байт/с*).

Графически решения уравнения (9) с учетом выражения (10) и (11) при различных значениях RTT изображено на рис. 2.



а *б*

Рис. 2

Из рис. 2 видно, что, во-первых, изменение скорости передачи $\lambda(t)$ носит колебательный характер и в некоторый момент времени устанавливается на определенном значении, что соответствует реальному процессу информационного обмена при работе протокола TCP. Во-вторых, с уменьшением времени оборота сегмента RTT (что говорит, например, об улучшении канала либо свободных канальных и буферных ресурсах) интенсивность, которую достигает TCP-поток в установившемся режиме, возрастает и стремится к значению пропускной способности канала передачи.

Выводы

В работе предложен подход к математическому описанию процесса информационного обмена, организованного согласно протоколу транспортного уровня TCP. Математическая модель представлена нелинейным дифференциальным уравнением изменения интенсивности TCP-потока, учитывающая динамику изменения режимов передачи данных в соответствии с различными версиями протокола TCP. В рамках предложенной модели формализована зависимость изменения окна перегрузки от результата работы механизма превентивного управления длиной очереди RED.

Исследования предложенной модели показали, что она достаточно адекватно описывает работу TCP-сеанса и может быть использована для анализа производительности ТКС в пределах отдельных соединений при изменении таких важных сетевых параметров как время оборота сегмента RTT, пропускной способности канала, модели отказов алгоритма RED и максимального объема буфера. Данную модель целесообразно использовать при оптимизации параметров TCP-сеанса, а также для исследования системы на устойчивость в условиях колебаний сетевых параметров.

Список литературы: 1. *W. Stevens* TCP Slow Start, Congestion Avoidance, Fast Retransmit, RFC2001, Jan. 1997. 2. *Стивенс У.Р.* Протоколы TCP/IP. Практическое руководство. Пер. с англ. и коммент. А.Ю. Глебовского: СПб.: «Невский диалект»-«БХВ-Петербург», 2003. 672 с. 3. *Джеймс Ф. Куроуз, Кит В. Росс* Компьютерные сети: многоуровневая архитектура интернета. 2-е изд. СПб.: Питер, 2004. 765 с. 4. *Сидни Фейт* TCP/IP., Архитектура, протоколы, реализация (включая IP версии 6 и IP Security). 2-е изд. М.: «Лори», 2000. С. 424. 5. *Вегешна Ш.* Качество обслуживания в сетях IP: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 368 с. 6. *Вишневский В.М.* Теоретические основы проектирования компьютерных сетей. М.: Техносфера, 2003. 512 с. 7. *Крылов В.В., Самохвалова С.С.* Теория телетрафика и ее приложения. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 288 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.09.2009

УДК 621.382

В.А. ЛОШАКОВ, д-р техн. наук, А.М. ВЛАДЫКА

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛУНЫ В КАЧЕСТВЕ ПАССИВНОГО РЕТРАНСЛЯТОРА

Для передачи коротких сообщений на дальние расстояния (1000 *км* и более) традиционно используют тропосферные и метеорные каналы связи. При этом прерывистый характер образования канала связи, а также необходимость использования передатчиков большой мощности и громоздких антенных систем ограничивают области применения данных видов связи. Несмотря на это, тропосферная или метеорная связь часто являются единственно возможными видами связи на большие расстояния, например при ликвидации чрезвычайных ситуаций.

Альтернативой указанным системам связи при сравнимых энергетических характеристиках может служить канал связи с использованием Луны в качестве пассивного ретранслятора (см. рис.1). Достоинствами данного вида связи являются: непрерывность существования в течение всего времени нахождения Луны над горизонтом; гибкость в отношении выбора рабочей частоты и режима работы (в случае необходимости требуется лишь изменение условий работы наземного оборудования); возможность использования Луны для одновременной ретрансляции на различных частотах разными системами без создания взаимных помех; отсутствие дополнительного оборудования на лунной поверхности. Однако считавшийся перспективным до шестидесятых годов прошлого века, с развитием спутниковых систем этот вид дальней связи утратил свою привлекательность и до недавнего времени оставался лишь в арсенале энтузиастов радиолюбителей, которые накопили богатейший экспериментальный материал по Лунным связям на частотах от 28 *МГц* до 47 *ГГц*.

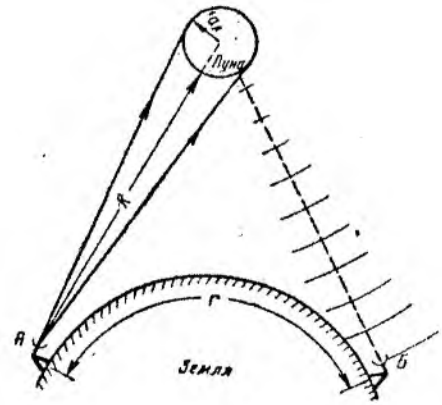


Рис. 1

Достижения в цифровой обработке сигналов позволяют по-новому взглянуть на возможность применения данного метода не только для целей любительской связи. Интерес к этому виду связи возрос после того, как в 2005 г. J. Talor, лауреат Нобелевской премии за достижения в области физики, опубликовал коммуникационный цифровой протокол, позволяющий осуществлять радиосвязь при экстремально низких отношениях сигнал/шум [2, 3, 5].

Принципы работы основных протоколов связи с отражением сигналов от Луны и вопросы оценки эксплуатационных характеристик систем связи, реализующих эти протоколы, детально рассмотрены в работах [1–5]. Имеются публикации, посвященные математическому анализу энергетических характеристик и экспериментальному исследованию таких систем связи [10, 12]. Однако в известных источниках пока отсутствуют результаты математического моделирования функционирования систем цифровой связи с отражением сигналов от поверхности Луны и оценки на их основе потенциальных характеристик таких систем при использовании различных цифровых протоколов, хотя и указывается на актуальность таких исследований [6].

В данной работе сделана попытка устранить этот пробел. В основу модели положены принципы функционирования коммуникационного протокола JT65 [2, 3, 5]. Моделирование проводилось в системе компьютерной математики MATLAB7 с использованием пакета расширения Communication Toolbox. Схема математической модели в предположении использования сигналов CPFSK (Continuous Phase Frequency Shift Keying) модуляции изображена на рис. 2. Непрерывность фазы, присущая частотно-манипулированным сигналам при их цифровом синтезе, позволяет получить выигрыш при приеме в 4 – 5 *дБ* по сравнению с обычной FSK.

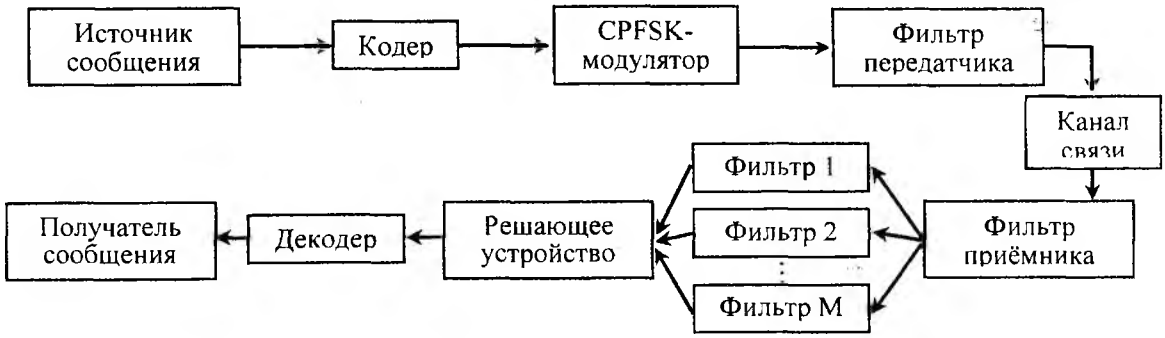


Рис. 2

Представим излучаемый CPFSK сигнал в виде суммы составляющих:

$$x_{\Sigma} = \sum_{i=1}^{L} x_i , \qquad (1)$$

где $x_i = \sin 2\pi f_{S_i} t$, $t \in [t_{i-1}...t_i)$, $S_i \in [0...M-1]$, M – количество позиций модуляции; L – количество модуляционных символов на интервале передачи (длина сообщения). Спектр сигнала x_{Σ} на интервале времени $t_{i-1}...t_i$ изображен на рис. 3.

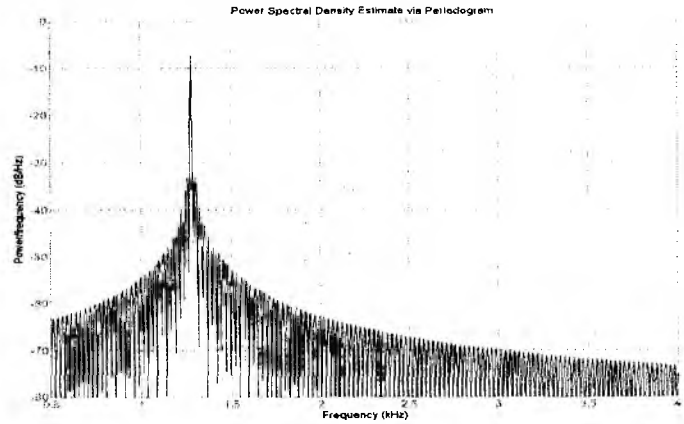


Рис. 3

Если $z_k(t_{i-1}...t_i)$ – отклик k-го фильтра на воздействие входного сигнала на интервале времени $t_{i-1}...t_i$, то решающее устройство принимает решение о значении переданного на данном интервале символа согласно критерию

$$\hat{x}(t_{i-1}...t_i) = \max(z_k(t_{i-1}...t_i)). \qquad (2)$$

Таким образом, можно осуществлять демодуляцию сигнала вычислением частоты наиболее интенсивной спектральной составляющей на интервале длительности канального символа. Данный подход подразумевает наличие на приемной стороне информации о соответствии частоты принимаемого сигнала значению переданного символа и, что наиболее важно, весьма точную синхронизацию по времени и частоте между приемником и передатчиком.

Оценим эффективность данного метода. Для этого воспользуемся средствами MATLAB с пакетом расширения Communication Toolbox. Предположим сначала, что связь осуществляется по каналу с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ). При этом используется 4-CPFSK ($M = 4$); частотный разнос между символами модуляции $\Delta F = \frac{1}{T_S}$ (*Гц*), где $T_S = \frac{1}{V_S}$, (*с*); помехоустойчивое кодирование отсутствует.

На рис. 4 показаны графики зависимости вероятности символьной ошибки при разных скоростях передачи V_S , полученные в результате моделирования.

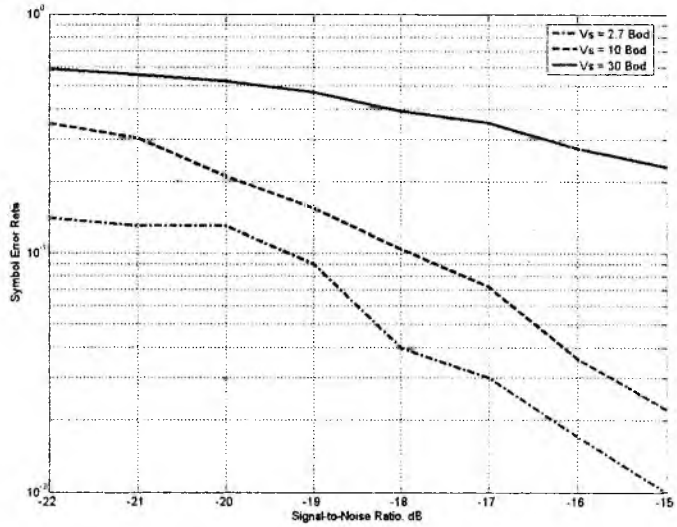


Рис. 4

Как видно, вероятность ошибки в символе растет при увеличении символьной скорости, что обусловлено уменьшением отношения энергии символа к интенсивности шума E_S / N_0 при сокращении длительности символа.

В рассмотренной упрощенной модели не учитываются в полной мере изменения сигнала на трассе Земля – Луна – Земля. Как свидетельствуют данные, полученные при экспериментальных исследованиях линий связи данного типа [7 – 10, 12], для адекватного описания влияний, которым подвержен сигнал на трассе распространения, необходимо, как минимум, учесть влияние доплеровского смещения частоты и расширения спектра сигналов.

Для учета влияния данных факторов на качество связи введем в структуру сигнала "синхронизирующий тон", который передается в паузах между соседними символами модуляции. Излучаемый сигнал представлен на рис. 5 во временной области и на рис. 6 – в частотной.

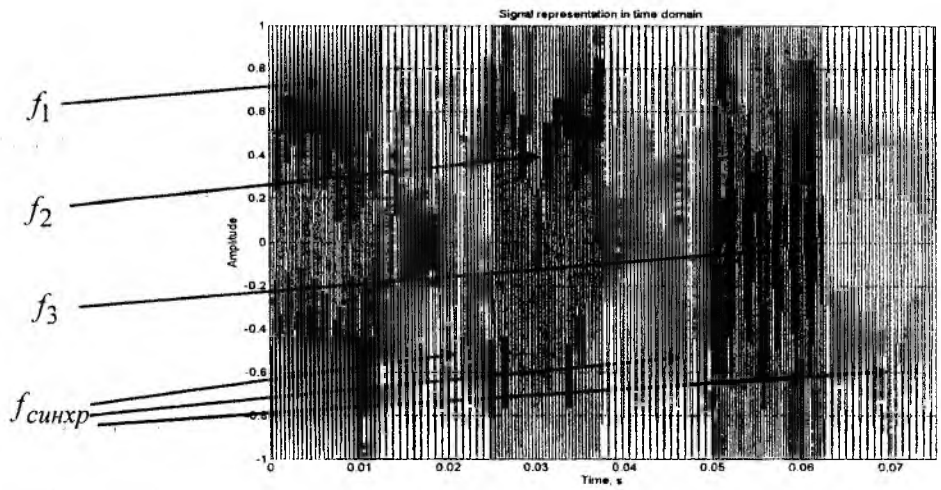


Рис. 5

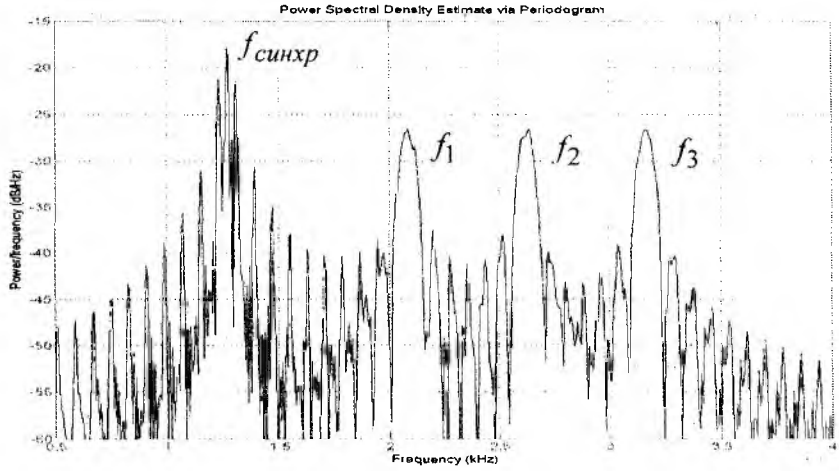


Рис. 6

Видно, что половину времени передачи занимает излучение синхронизирующего тона (рис. 5), поэтому его спектральная составляющая имеет наибольшую интенсивность (рис. 6).

Возможный алгоритм обработки принятого сигнала приведен на рис. 7.

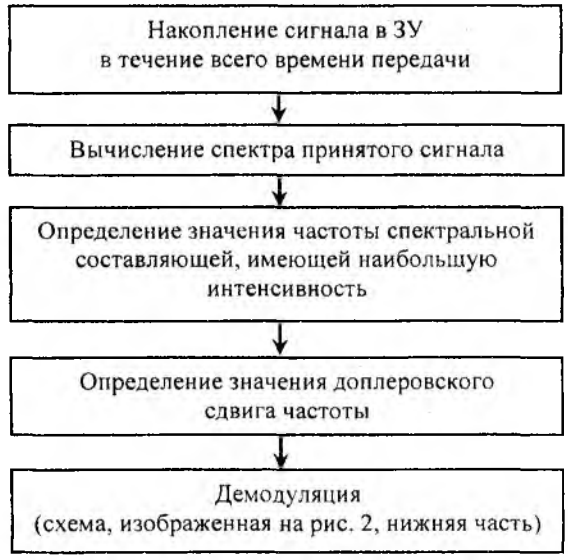


Рис. 7

Для оценки эффективности данного подхода введем в модель следующие изменения. При формировании сигнала на передающей стороне после каждого информационного символа введем синхронизирующий интервал, в котором передается синхронизирующий тон ($f_C = 1270$ *Гц*). При этом положим, что длительность синхронизирующего интервала равна длительности информационного символа. На приемной стороне после накопления сигнала с помощью преобразования Фурье определяется значение частоты спектральной составляющей с максимальной интенсивностью, которая и будет синхронизирующим тоном. По разности частот принятого и переданного синхронизирующих тонов легко определить значение доплеровского сдвига частоты.

Для учета влияния расширения спектра отраженного от Луны сигнала рассмотрим, какими отражающими свойствами обладает лунная поверхность в радиочастотном диапазоне. Из данных астрофизики и радиоастрономии [7–9] следует, что поверхность Луны в данном диапазоне отнюдь нельзя считать гладкой, а правильнее рассматривать как шероховатую (рис. 8). По этой причине происходит многолучевое отражение сигнала от "шероховатой" поверхности Луны. За счет вращения Луны (рис. 9) каждый луч имеет свой допплеровский

сдвиг [10]. В сумме эти лучи дают шумоподобный сигнал, ширина спектра которого зависит от рабочей длины волны [10]:

$$\Delta F_{отр} = \frac{4 L_t R_Л}{\lambda}, \tag{3}$$

где $L_t \approx 12 \cdot 10^{-7}$ $1/c$, [10].

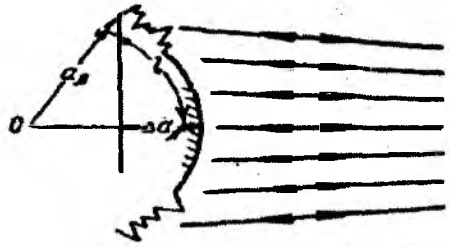


Рис. 8

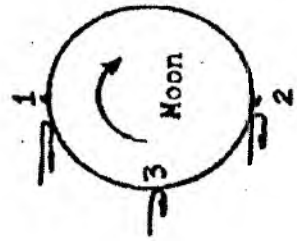


Рис. 9

Так, если передатчик ЗС облучает поверхность Луны сигналом с частотой 144 *МГц*, величина $\Delta F_{отр}$ отраженного сигнала составит всего около 4 *Гц*, на частоте 1296 *МГц* ширина спектра отраженного сигнала будет составлять 36 *Гц*, а на частоте 10 *ГГц* $\Delta F \approx 278$ *Гц*.

График зависимости ширины спектра отраженного от Луны сигнала от рабочей длины волны приведен на рис. 10.

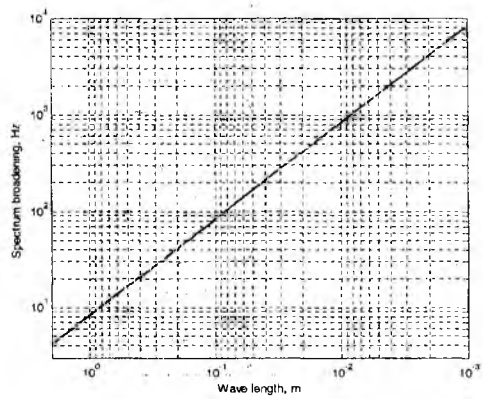


Рис. 10

Для учета указанного явления введем в модель расширение спектра отраженного сигнала. При этом для упрощения примем, что в отраженном сигнале амплитуды спектральных составляющих в полосе $\Delta F_{отр}$ распределены по нормальному закону:

$$p_A(f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi \Delta F_{отр}}} \exp\left(\frac{f - f_{S_i}}{2\Delta F_{отр}}\right), \tag{4}$$

где f_{S_i} – частота тона, излучаемого за время $t_{i-1} \ldots t_i$; $\Delta F_{отр}$ – ширина спектра отраженного тона, которая определяется согласно выражению (3).

Убывание амплитуд спектральных составляющих по мере удаления от центральной частоты (передаваемого тона в интервал времени $t_{i-1} \ldots t_i$) хорошо согласуется с экспериментальными данными [1]. На рис. 11 представлен спектр сигнала до отражения от поверхности Луны, а на рис. 12 – после отражения от поверхности Луны при различной ширине спектра отраженного сигнала $\Delta F_{отр}$.

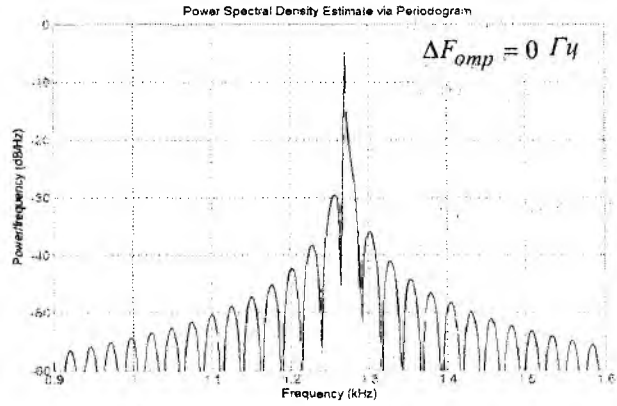


Рис. 11

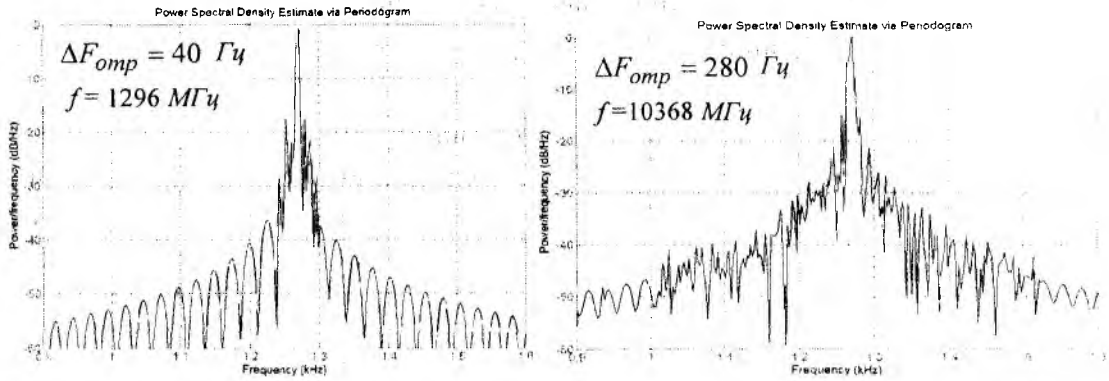


Рис. 12

Оценим эффективность алгоритма (рис. 7) при наличии в канале помимо АБГШ также доплеровского смещения частоты и расширения спектра сигнала. Графики зависимости коэффициента символьных ошибок от отношения сигнал/шум при различной ширине спектра отраженного сигнала приведены на рис. 13. Доплеровское смещение частоты составляет 100 *Гц*, скорость передачи канальных символов $V_S = 10$ *Бод*.

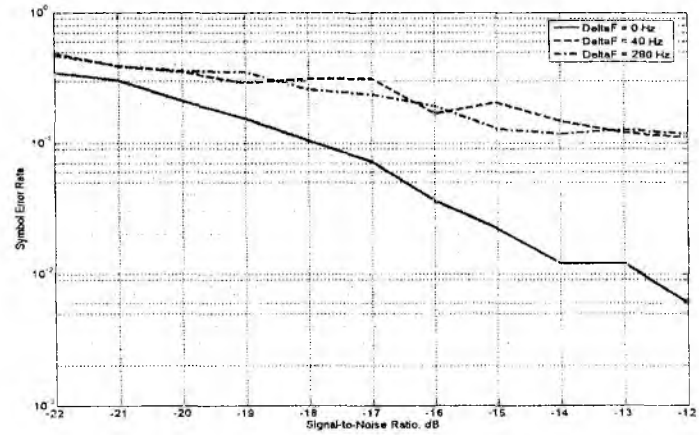


Рис. 13

Рост коэффициента символьных ошибок с увеличением частоты сигнала ограничивает применимость рассмотренного алгоритма трехсантиметровым диапазоном, где величина ΔF_{omp} еще не принимает больших значений. В то же время следует отметить высокую эффективность данного метода при малых отношениях сигнал/шум в канале. Полученные результаты не являются пределом, т.к. в модели не учтена возможность помехоустойчивого кодирова-

ния сообщений, например с использованием кодов Рида–Соломона. Уменьшить негативное влияние расширения спектра отраженных сигналов можно путем увеличения частотного разноса между соседними символами CPFSK-модуляции при фиксированной символьной скорости. Эффективность такого решения может быть весьма высока и подлежит дальнейшему анализу.

Оценим потенциальные характеристики данного протокола. Для этого определим энергетику радиолинии Земля – Луна – Земля (рис. 1), воспользовавшись уравнением передачи:

$$P_{ПР_Б} = P_{ПД_А} - \Delta W_{АФТ_А} + G_А - W_0 - W_{доп} + G_Б - \Delta W_{АФТ_Б}, \qquad (5)$$

где $P_{ПД_А}$ – мощность передатчика станции А, *дБ*; $\Delta W_{АФТ_А}$ – потери в антенно-фидерном тракте станции А, *дБ*; $G_А$ – коэффициент усиления антенны станции А, *дБ*; W_0 – потери в свободном пространстве (также включают в себя потери, связанные с отражением сигнала от поверхности Луны), *дБ*; $W_{доп}$ – дополнительное затухание радиосигнала, *дБ*; $G_Б$ – коэффициент усиления антенны станции Б, *дБ*; $\Delta W_{АФТ_Б}$ – потери в антенно-фидерном тракте станции Б, *дБ*.

Потери в свободном для частоты 10368 *МГц* (длина волны 3 *см*) составляют 287,9 *дБ*. Тогда, приняв $W_{доп} = 1{,}7\ дБ$ (предполагается использование антенн с круговой поляризацией сигнала, при этом поляризационные потери ничтожно малы, а дополнительные потери состоят из потерь в атмосфере и осадках), $G_А = G_Б = 46{,}8\ дБ$ (коэффициент усиления прямофокусной параболической антенны диаметром 2,7 *м*), $\Delta W_{АФТ_А} = \Delta W_{АФТ_Б} = 0{,}2\ дБ$, получим:

$$P_{ПР_Б} = P_{ПД_А} - 0{,}2 + 46{,}8 - 287{,}9 - 1{,}7 + 46{,}8 - 0{,}2 = P_{ПД_А} - 196{,}4\ дБ.$$

При известном значении чувствительности приемника $P_{ПР\ Б\ пред}$ можно найти зависимость отношения сигнал/шум (ОСШ) на входе приемника от мощности передатчика. Приняв для расчета $P_{ПР\ Б\ пред} = -183{,}64\ дБВт$, получим:

$$P_{ПР_Б} - P_{ПР\ Б\ пред} = P_{ПД_А} - 213{,}45 - (-183{,}64) = P_{ПД_А} - 12{,}76\ дБ.$$

График зависимости отношения сигнал/шум на входе приемника от мощности передатчика приведен на рис. 14.

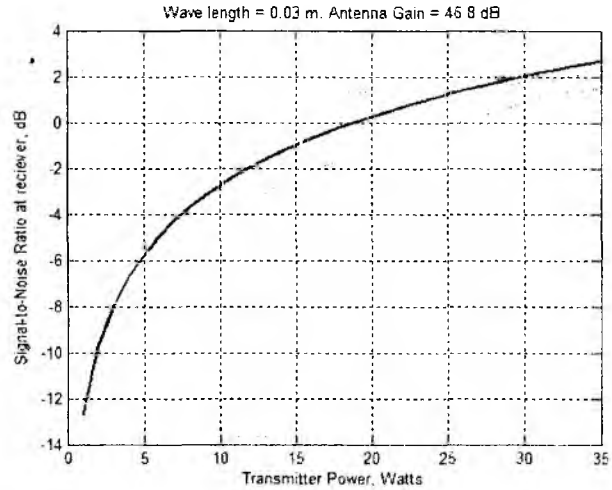


Рис. 14

В диапазоне 10 *ГГц* уровень принимаемого сигнала сравнивается с шумовым порогом приемного устройства при весьма малой мощности передатчика 15 – 20 *Вт*. При этом следует учесть, что достоверная передача информации может быть обеспечена при отношениях сигнал/шум гораздо меньших 0 *дБ* (см. рис. 4, 12). Энергетический выигрыш кодирования при

использовании помехоустойчивых кодов Рида–Соломона может еще более снизить требования к мощности передатчика.

Результаты моделирования показали принципиальную возможность достоверной передачи данных при отношении сигнал/шум в канале менее – 5–10 *дБ* с использованием частотной манипуляции с непрерывной фазой даже без применения помехоустойчивого кодирования. Это позволяет организовывать связь в диапазоне 10 *ГГц* с использованием передатчиков мощностью около 10 – 5 *Вт* и офсетных антенн диаметром 2 *м*. Энергетический выигрыш при использовании помехоустойчивых кодов Рида–Соломона позволит дополнительно снизить требования к оборудованию приемопередающих станций.

Список литературы: 1. *Жутяев С.* Принципы построения программы "Millimeter Wave CW Exchanger". // http://www.vhfdx.ru/eme/mwcw-exchanger-pricipals, 2005. 2. *Joe Taylor.* Open Source WSJT: Status, Capabilities, and Future Evolution // 12th International EME Conference. Wurzburg, August 25–27, 2006. 3. *Joe Taylor.* WSJT: New Software for VHF Meteor-Scatter Communication // QST, Dec 2001 4. *Joe Taylor.* MAP65 status report // http://www.physics.princeton.edu/pulsar/K1JT/MAP65_Status.txt, 2008. 5. *Joe Taylor.* WSJT6: User's Guide & Reference Manual // http://www.physics. princeton.edu/pulsar/K1JT/WSJT_User_600.pdf, 2006. 6. *Joe Taylor.* SimJT User's Guide // http://www.physics.princeton.edu/pulsar/K1JT/SimJT_User.pdf, 2006. 7. *В. С. Вавилов.* Опыты по радиолокации Луны // УФН, 1949. Т. 39, № 3. С. 359-370. 8. *Evans J. V.* Radio Communications Via the Moon // 100 Years of radio. Conference publication 411 // IEE, 1995. 9. *Папалекси Н. Д.* Об измерении расстояния от Земли до Луны с помощью электромагнитных волн // УФН. 1946. Т. 29, № 3-4. С. 250-268. 10. *The Crawford* Hill VHF Club: Technical Report № 16. January, 1974. 11. *Рудницкий Г. М.* Конспект лекций по курсу "Радиоастрономия". Нижний Архыз: "CYGNUS". 2001 г. 12. *Joe Taylor.* Earth-Moon-Earth (EME) // ARRL Handbook. Chapter 30. EME Communications. 2010.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.09.2009

УДК 621.391

М. М. КЛИМАШ, д-р техн. наук, Б.М. СТРИХАЛЮК, М.В. КАЙДАН, канд. техн. наук

ТЕНЗОРНА МОДЕЛЬ СТРУКТУР ТА ПАРАМЕТРІВ МУЛЬТИСЕРВІСНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ

Вступ

В сучасних телекомунікаціях сформувалася ідеологія побудови мереж зв'язку наступного покоління, відома по абревіатурі NGN (Next Generation Network). Більшість фахівців вважають NGN вдалою концепцією подальшого розвитку інфокомунікаційних мереж.

Характеристики якості обслуговування трафіку вважаються одними з найважливіших наукових досліджень мереж телефонного зв'язку і обміну даними. В роботі [1] проведено дослідження характеристик якості обслуговування трафіку в NGN, але при цьому не враховано специфіку принципів функціонування пристроїв комутації в NGN, що обумовлено вибраною технологією розподілу інформації. З цієї причини необхідна розробка нових методів розрахунку ряду імовірнісно-часових характеристик NGN, адекватних тим, що відображають процеси обміну інформацією між терміналами користувачів. Крім того, слід враховувати вплив якості обслуговування трафіку в NGN на характеристики передачі інформації. Зокрема, затримки пакетів, які призводять до зниження якості телефонного зв'язку.

На етапі переходу до NGN міркування, викладені вищі, визначають актуальність завдань вибору принципів модернізації транспортної мережі. До цих завдань відносяться також аналіз і розрахунок характеристик якості обслуговування трафіку в NGN.

Разом з обговоренням суті і шляхів розвитку мереж NGN має сенс заглядати і в деяке віддалене майбутнє, коли на зміну мережам NGN прийдуть мережі майбутніх поколінь (Future Generation Networks). Дане питання актуальне, оскільки поки неясно, чи прийдуть мережі FGN на зміну мережам NGN в ході еволюції останніх або в результаті важких передбачених революційних змін в телекомунікаційній галузі.

На даний час тензорний аналіз мереж обмежувався лише однотипним видом трафіку. Функціонування сучасних мультисервісних мереж, що інтегрують різні види трафіку, для збільшення їх функціональності потребують якісно іншого підходу. Метою статті є вирішення проблеми аналізу мультсервісних мереж за допомогою тензорної методології.

Тензорна модель представлення структур телекомунікаційних систем

Враховуючи інваріантність для елементів мережі та мережі в цілому, незалежно від їх типу, наведемо відому формулу Літтла [2] в безкоординатній формі запису у вигляді:

$$\mathbf{H} = \mathbf{T}\,\mathbf{L}, \qquad (1)$$

де кожний тензор представляє сукупність відповідних значень параметрів для вузлів та гілок мережі пропускної здатності $\mathbf{L}$, часу затримки $\mathbf{T}$ та навантаження $\mathbf{H}$.

Використаємо тензорну модель досліджень телекомунікаційних систем. Розглянемо $(n+m)$ – простір, який складається з $(n+m)$ – координат, де n – гілок, m – вузлів. Для повнозв'язаної мережі, коли $n = m(m-1)/2$ маємо $m(m+1)/2$ – простір.

Для вибраної множини систем координат кількість гілок у будь-якій одномірній мережі, чисельно дорівнює сумі [3] $n = r + s$, де r – кількість замкнутих шляхів (контурів); s – кількість незалежних розімкнутих шляхів (вузлових пар), яка визначається [3] $s = m - \alpha$, де α – числа незв'язних підмереж. В нашому випадку, щоб не ускладняти задачу, $\alpha = 1$.

В різних джерелах [4–7] в (1) один з тензорів $\mathbf{H}$, $\mathbf{L}$ або $\mathbf{T}$ представляють у вигляді тензора другого роду, а інші два є тензорами першого роду. Очевидно, що параметр, який представлений через тензор другого роду, може бути записаний у вигляді квадратної матриці розмірності $(n+m)\times(n+m)$, водночас інші два параметри, як вектори розмірності $(n+m)$.

З (1) час перебування пакету у вибраній ділянці мережі перепишемо у вигляді:

$$\mathbf{T} = \mathbf{H}\ \mathbf{L}^{-1}. \qquad (2)$$

Враховуючи, що розглядуваний простір складається з двох підпросторів n-простір гілок ($г$) та m-простір вузлів ($в$), тоді досліджувані параметри у вибраному маршруті можна представити як

$$\mathbf{T} = \mathbf{T}(в) + \mathbf{T}(г), \qquad \mathbf{H} = \left(\mathbf{H}(в) \quad \mathbf{H}(г)\right), \qquad \mathbf{L}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}(в)^{-1} & 0 \\ 0 & \mathbf{L}(г)^{-1} \end{bmatrix}.$$

Звідси (2) можна записати вже у вигляді

$$\mathbf{T}(в) = \mathbf{H}(в)\ \mathbf{L}(в)^{-1}, \qquad \mathbf{T}(г) = \mathbf{H}(г)\ \mathbf{L}(г)^{-1}. \qquad (3)$$

Час перебування на вузлах можна розділити

$$\mathbf{T}(в) = \mathbf{T}(ч) + \mathbf{T}(обс), \qquad (4)$$

де $\mathbf{T}(ч)$ – час перебування повідомлення у черзі на обслуговування, $\mathbf{T}(обс)$ – час обслуговування заданого пакету. Для вибраного вузла, наприклад для і-го вузла, (4) має вигляд

$$\mathbf{T}_i(в) = \mathbf{T}_i(ч) + \mathbf{T}_i(обс), \qquad (5)$$

Водночас враховуючи (3) та (5) знаходимо:

$$\mathbf{T}(обс) = \mathbf{H}(обс)\ \mathbf{L}(в)^{-1}, \qquad \mathbf{T}(ч) = \mathbf{H}(ч)\ \mathbf{L}(в)^{-1}, \qquad (6)$$

де $\mathbf{L}(в)$ – пропускна здатність розглянутого вузла, $\mathbf{H}(обс)$ – навантаження, яке планується надіслати на обраний вузол.

В (6) $\mathbf{H}(ч)$ – середнє навантаження у черзі на вузлі, яке знаходимо у вигляді

$$\mathbf{H}(ч) = \mathbf{N}(ч)\, l,$$

де $\mathbf{N}(ч)$ – середня кількість пакетів у черзі, l – середня довжина пакету. Очевидним є, що в (3) $\mathbf{H}(в)$ можна розкласти:

$$\mathbf{H}(в) = \mathbf{H}(ч) + \mathbf{H}(обс), \qquad (7)$$

де $\mathbf{H}(ч)$ – вектор розмірності m, координати якого можуть відноситись до різних СМО.

З (7) випливає можливість одночасного опису телекомунікаційної мережі СМО різного класу в залежності від типу потоку.

Тензорна модель конвергенції телекомунікаційних мереж

Найпростіший моделлю дослідження багатовимірної інтегрованої мережі можна представити у безкоординатному вигляді:

$$\mathbf{S}\ \mathbf{f} = \mathbf{A}, \qquad (8)$$

де $\mathbf{S}$ та $\mathbf{f}$ – можуть бути тензорами будь-якого рангу і залежать від параметру, який розглядається. В наших дослідженнях $\mathbf{S}$ – тензор зв'язаності транспортної мережі, або частки потоку, яка проходить між вузлами нижнього рівня, також може і бути як ймовірнісний тензор передачі IP-пакетів, а $\mathbf{f}$ – може бути представленим як тензор трафіку, комутації, джитер, пропускна здатність, інтенсивність, завантаженість та інше.

Коли $\mathbf{S}$ розглядається як тензор зв'язаності транспортної мережі тільки між вузлами різних рівнів, то (8) можна записати у вигляді:

$$S_{ijk}\gamma_k = A_{ij}, \qquad S_{ijk_1}\gamma_{k_1k_2} = A_{ijk_2},$$

де γ_k та $\gamma_{k_1k_2}$ – тензор трафіку нижнього рівня на кожному вузлі та між вузлами, A_{ij} та A_{ijk_2} – тензор розподілу максимально можливого трафіку конвергентної мережі в підрівнях, в залежності від рівня мережі та топології з'єднань, індекси i, j, та k відповідають підрівням сервісу, комутації softswitch та доступу відповідно.

Тензор розподілу A_{ij} характеризує рівномірність завантаження мережі і вказує на можливість існування "ефекту доміно". "Ефект доміно" буде визначатися згідно з середньоквадратичним відхиленням елементів тензора A_{ij}.

Елемент тензора A_{ijk_2} характеризує зміну потоку з врахуванням заданого сервісу. В загальному випадку "ефект доміно" проявляється при перевантажені будь-якої довільної ділянки мережі і лавиноподібно поширюється на решту ділянок мережі.

Коли **S** є тензором зв'язаності транспортної мережі між вузлами нижнього рівня через мережі управління та сервісу, то (8) можна записати у вигляді:

$$S_{i_1i_2j_1j_2k_1k_2}\gamma_{k_1} = A_{i_1i_2j_1j_2k_2}, \qquad S_{i_1i_2j_1j_2k_1k_2}\gamma_{k_1k_2} = A_{i_1i_2j_1j_2},$$

де $A_{i_1i_2j_1j_2k_2}$ та $A_{i_1i_2j_1j_2}$ – тензор розподілу трафіку конвергентної мережі в підрівнях сервісу, в залежності від рівня мережі та топології з'єднань між вузлами. Тензор розподілу $A_{i_1i_2j_1j_2}$ характеризує рівномірність завантаження мережі і вказує на процес перерозподілу трафіку між підрівнями конвергентної мережі. Елемент тензора $A_{i_1i_2j_1j_2k_2}$ вказує зміну потоку до взаємодіючих абонентів із врахуванням замовленого сервісу.

Нами розглядались три підрівні, але в мережі майбутнього їх може бути довільна кількість, яка визначається типом мережі доступу і замовленим сервісом. Причому в різних мережах може бути різна кількість підрівнів. Враховуючи конвергентність мережі FGN сервіс буде взаємопов'язаний, а тензор **S** зв'язаності між мережами можна буде представити у вигляді:

$$\mathbf{S}(1)\,\mathbf{S}(2) = \mathbf{S},$$

$$\mathbf{S}(1)_{m_1m_2m_3\ldots m_{p1}m_{p2}\ldots m_q}\ \mathbf{S}(2)_{s_1s_2s_3\ldots m_{p1}m_{p2}\ldots s_q} = \mathbf{S}_{m_1m_2m_3\ldots m_qs_1s_2s_3\ldots s_q},$$

де $\mathbf{S}(1)$, $\mathbf{S}(2)$ – тензори зв'язності різних мереж.

Виходячи з суті явищ, що характеризують конвергентну мережу, тензор **S** можна розглядати як ймовірність розгалуження потоку між рівнями або завантаженість окремих підмаршрутів **K** – шляхової маршутизації (частки потоку). У такому разі тензор **A** охарактеризовує ймовірнисний характер розподілу потоку як в межах однотипних рівнів мережі A_{ij}, так і між підрівнями конвергентної мережі із врахуванням заданого сервісу A_{ijk_2}. Водночас тензори вищого рангу $A_{i_1i_2j_1j_2k_2}$ та $A_{i_1i_2j_1j_2}$ показують ймовірність розподілу трафіку конвергентної мережі в підрівнях сервісу в залежності від рівня мережі та топології з'єднань між вузлами.

Опис частки потоку здійснюється аналогічно і характеризує перерозподіл потоку між окремими маршуртами.

Тензор **f** також може відображати перерозподіл потоків в результаті проходження через комутатор пакетів. Тензор **A** тоді визначає зміну потоку в тому напрямку (коли **S** - тензор зв'язаності) або ймовірність такої зміни (коли **S** - тензор ймовірності розгалуження потоку). Тензори вищого рангу $A_{i_1i_2j_1j_2k_2}$ та $A_{i_1i_2j_1j_2}$ у такому випадку показують зміну потоку в межах рівня конвергентної мережі та топологію з'єднань між вузлами.

У випадку розгляду пропускної здатності між вузлами мережі як елементів тензора $\mathbf{f}$, тензор $\mathbf{A}$ характеризує залишкову пропускну здатність між вузлами мережі (коли $\mathbf{S}$ – тензор зв'язаності) та ймовірність наявності залишкової пропускної здатності (коли $\mathbf{S}$ – тензор ймовірності розгалуження потоку).

При розгляді інтенсивності потоків як елементів тензора $\mathbf{f}$ отримаємо тензор $\mathbf{A}$, що характеризує інтенсивності потоку між взаємодіючими абонентами з врахуванням вибраного сервісу. Ці властивості мають детерміновану природу, коли $\mathbf{S}$ – тензор зв'язаності та ймовірностну природу, коли $\mathbf{S}$ – тензор ймовірності розгалуження потоку.

Застосування незвідних представлень для аналізу телекомунікаційних мереж

Розглядаючи довільну **K**-шляхову маршрутизацію, необхідно зазначити про існування обмеження [8]

$$\sum_{l=1}^{m} \nu_{kl}^{(j)} \le \mathbf{K}, \qquad \nu_{kl}^{(j)} = \begin{cases} 1, & якщо \quad \sum_{i=1}^{m} \chi_{kl}^{(i,j)} > 0; \\ 0, & якщо \quad \sum_{i=1}^{m} \chi_{kl}^{(i,j)} = 0. \end{cases}$$

Тут $\chi_{kl}^{(i,j)}$ – доля потоку γ_{ij}, яка проходить між вузлами k та l, $0 \le \chi_{kl}^{(i,j)} \le 1$; γ_{ij} – середнє значення трафіку, що виникає у i-му вузлі та адресований j-му вузлу.

Формулу Літтла для середньої затримки повідомлень в мережі також можна представити у вигляді [8]:

$$T = \frac{1}{\gamma} \lambda_{kl} t_{kl},$$

де t_{kl} – середній час перебування пакету в гілці (kl); γ – повний зовнішній трафік; λ_{kl} – потік в гілці (kl), який обумовлений потоком γ_{ij} [8]:

$$\lambda_{ij} = \gamma_{ij} \cdot \chi_{kl}^{(i,j)}.$$

де $\chi_{kl}^{(i,j)}$ – доля потоку γ_{ij}, яка проходить між вузлами k та l; γ_{ij} – середнє значення трафіку, що виникає у вузлі i та адресований вузлу j.

Як відомо з тензорного аналізу, завжди існує розкладання тензора на незвідні представлення [9]. В [7] проводився аналіз трафіка, де розглядався симетричний тензор, який розкладався на кульову (скалярну) та девіаторну складові. Згідно [9] в загальному випадку тензор другого рангу можна розкласти на симетричний та антисиметричні тензори. Антисиметричний тензор представляється у вигляді векторного представлення, а отже тензор другого рангу розкладається на скалярну, девіаторну (симетрична) та вектору (антисиметрична) складові.

В даній статті розглядаються параметри γ_{ij}, λ_{kl} та t_{kl}, які відносяться до тензора другого роду. Вони, окрім λ_{kl}, не є симетричними, оскільки трафік та час затримки з вузла-джерела у вузол-адресат у порівнянні з протилежним напрямком є різними. Водночас для потіку неважливо, в якому напрямку передається навантаження: з k до l чи з l до k. Наведемо деякі співвідношення:

$$e_{ij} = b_{ij} + w_{ij}, \qquad b_{ij} = 1/2(e_{ij} + e_{ij}), \quad w_{ij} = 1/2(e_{ij} - e_{ij}),$$

Симетричний тензор b_{ij} характеризує, наскільки досліджувані параметри є незалежними від напрямку між вузлами (ij):

$$b_{ij} = I^{(b)}\delta_{ij} + D_{ij}^{(b)}, \qquad I^{(b)} = 1/3b_{ii}, \qquad D_{ij}^{(b)} = b_{ii} - I^{(b)}. \tag{9}$$

де δ_{ij} – символ Кронекера. З (9) бачимо, що коли скаляр $I^{(b)} = 0$, в мережі відсутні цикли між вузлами. Девіатор $D_{ij}^{(b)}$ подібний за своєю суттю до тензора b_{ij}, але вже без можливих петель в мережі.

Антисиметричний тензор w_{ij} і псевдовектор V_k характеризують, наскільки досліджувані параметри відрізняються від напрямку гілки *(ij)* та *(ji)*: $w_{ij} = \varepsilon_{ijk}V_k$, де ε_{ijk} – псевдотензор Леві–Чівіта.

Тензор четвертого рангу симетричний по одній парі індексів, наприклад $\chi_{kl}^{(i,j)}$, можна розкласти:

$$r_{ijkl} = p_{ijkl} + o_{ijkl},$$

де p_{ijkl} – тензор симетричний по кожній парі індексів і характеризує, наскільки досліджувані параметри є незалежними від напрямку між вузлами (ij) та (kl); o_{ijkl} – тензор антисиметричний по першій парі індексів і характеризує, наскільки досліджувані параметри відрізняються від напрямку гілки (ij). Тензор p_{ijkl} розкладемо [10]:

$$p_{ijkl} = \nu_{ijkl} + u_{ijkl} + w_{ijkl}, \qquad \nu_{ijkl} = \left(p_{ijkl} + p_{ikjl} + p_{iljk} + p_{klij} + p_{jlik} + p_{jkil}\right)/6,$$

$$u_{ijkl} = \left(2p_{ijkl} - p_{ikjl} - p_{iljk} + 2p_{klij} - p_{jlik} - p_{jkil}\right)/6, \qquad w_{ijkl} = \left(p_{ijkl} - p_{klij}\right)/2.$$

Симетричний по всіх індексах тензор ν_{ijkl} характеризує усереднене значення досліджуваних параметрів між вузлами *ijkl*, як кожен з кожним, та розкладається

$$\nu_{ijkl} = I^{(\nu)}\delta_{(ij}\delta_{kl)} + D_{(ij}^{(\nu)}\delta_{kl)} + N_{ijkl}^{(\nu)},$$

де інваріант $I^{(\nu)}$, девіатор $D_{ij}^{(\nu)}$ і нонор $N_{ijkl}^{(\nu)}$ є:

$$I^{(\nu)} = \nu_{iikk}/5, \qquad D_{ij}^{(\nu)} = 6/7\nu_{ijkk} - 10/7I^{(\nu)}\delta_{ij},$$

$$N_{ijkl}^{(\nu)} = \nu_{ijkl} - I^{(\nu)}\delta_{(ij}\delta_{kl)} - D_{(ij}^{(\nu)}\delta_{kl)}.$$

Тут і далі використовуються загально прийняті позначення по індексах, обмежених в круглих або квадратних дужках, – симетрування або альтернування відповідно, причому на індекси, які обмежені у вертикальні риски, не розповсюджується дія дужок, що стоять поза цих рисок.

Тензор u_{ijkl} симетричний по першій і другій парам індексів і перестановок цих пар і перетворюються в нуль при симетруванні по всім індексам, характеризує, наскільки параметри є схожими від напрямку між вузлами та між самими парами (ij), (kl) та відрізняються від усереднених значень параметрів між вузлами ijkl, як кожен з кожним і розкладається на інваріантну $I^{(u)}$ та девіаторну $D_{ij}^{(u)}$ частини:

$$u_{ijkl} = I^{(u)}\left(\delta_{ij}\delta_{kl} - \delta_{(ij}\delta_{kl)}\right) + \left[1/2\left(D_{ij}^{(u)}\delta_{kl} + D_{kl}^{(u)}\delta_{ij}\right) - D_{(ij}^{(u)}\delta_{kl)}\right].$$

$$I^{(u)} = 1/4u_{iikk}, \qquad D_{ij}^{(u)} = 3u_{ijkk} - 4I^{(u)}\delta_{ij}.$$

Тензор w_{ijkl} симетричний по трьом останнім індексам і перетворюється в нуль в результаті симетрування по всім індексам, характеризує, наскільки параметри відрізняються при зміні пари вузлів (ij), (kl) між собою. Для тензора $\chi_{kl}^{(i,j)}$ в нашому випадку тензор w_{ijkl} вказує різницю між долями потоку γ_{ij} і γ_{kl}, що проходить між парами вузлів k та l і парами вузлів i та j, відповідно.

$$w_{ijkl} = \varepsilon_{m(i|(k}\delta_{l)|j)}V_m^{(w)} + 1/2\left(D_{ij}^{(w)}\delta_{kl} - D_{kl}^{(w)}\delta_{ij}\right) + \varepsilon_{m(i|(k}S_{l)|j)m}^{(w)}.$$

де псевдовектор $V_m^{(w)}$, девіатор $D_{ij}^{(w)}$ та псевдосептор $S_{\lim}^{(w)}$ є:

$$V_m^{(w)} = \varepsilon_{mil}w_{ijjl}, \qquad D_{ij}^{(w)} = 2/3w_{ijkk}, \qquad S_{\lim}^{(w)} = w_{(i|jk|l)}\varepsilon_{m)jk} - 1/2V_{(i}^{(w)}\delta_{lm)}.$$

Тензор o_{ijkl} визначається одним девіатором $D_{il}^{(o)}$ і сам визначає його:

$$o_{ijkl} = 2\delta_{(i|[k}D_{l]|j)}^{(o)}, \quad D_{il}^{(o)} = 2/3o_{ijjl}.$$

Незвідні представлення дозволяють визначити цільову функцію маршрутизації. Це надзвичайно важливий елемент, бо при аналізі симетричних частин тензора можна охарактеризувати нормальний стан мережі, а антисиметричні складові виявляють присутність відхилень від оптимального шляху.

Висновки

Розглянуто тензорну модель дослідження мультисервісних мереж. Для спрощення розрахунків проведено декомпозицію множини вузлів і ребер.

Запропоновано тензорну модель конвергенції телекомунікаційних мереж, яка дозволяє описати структуру на всіх рівнях мережі. Представлено компоненти тензора різними параметрами телекомунікаційних мереж та отримано тензорну модель розподілу потоків і архітектури конвергентної мережі в залежності від заданих даних.

Запропоновано використання незвідних представлень для пошуку оптимального маршруту в телекомунікаційній мережі з використанням багатомірної цільової функції.

Список літератури: 1. *Соколов Н.А.* Використання ступінчастих функцій для аналізу однолінійних систем масового обслуговування з очікуванням. // Міжнародний семінар з теорії телетрафіку і комп'ютерного моделювання. Болгарія, Софія, 1988. С.76 – 87. 2. *Клейнрок Л.* Вычислительные системы с очередями: Пер. с англ. / Под ред. Б.С. Цыбакова. М.: Мир, 1979. 600 с. 3. *Крон Г.* Тензорный анализ сетей. М.: Сов. радио, 1978. 719 с. 4. *Лемешко А.В.* Тензорная модель многопутевой маршрутизации агрегированных потоков с резервированием сетевых ресурсов, представленная в пространстве с кривизной // Праці УНДІРТ. 2004. № 4 (40). С.12-18. 5. *Поповский В.В., Лемешко А.В.* Тензорный анализ в задачах системного исследования телекоммуникационных систем // Радиотехника. 2002. Вып.125. С. 156-164. 6. *Пасечников И.И.* Анализ и синтез цифровых сетей связи на основе тензорного модельного отображения. Тамбов: ТВАИИ, 2004. С.179. 7. *Мінаєв Ю.М.,Філімонова О.Ю.* Моделювання трафіка комп'ютерних мереж в базисі тензорних отогональних інваріантів // Проблеми інформатизації та управління. 2005. Т.12 – С. 120-125. 8. *Березко М.П., Вишневський В.М., Левнер Е.В.* Математические модели исследования алгоритмов маршрутизации в сетях передаи данніх // Передачи информации в компьютерніх сетях. 2001. Т. 1, №2. С.103-125. 9. *Схоутен Я.А.* Тензорный анализ для физиков: Пер. с англ. М., 1965. 456 с. 10. *Сиротин Ю.И.* Разложение материальных тензоров на неприводимые части // Кристаллография. 1974. Т. 19, №5. С.909-915.

Національний університет
«Львівська політехніка»

Надійшла до редколегії 15.10.2009

УДК 621.391

А.В. ХОЛОДКОВА

МОДЕЛЬ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ МНОГОАГЕНТНОЙ СИСТЕМЫ ДИНАМИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ МОДЕЛИ ДОГОВОРНЫХ СЕТЕЙ

Введение

В настоящее время существует проблема качественной доставки информации при ограниченном наборе сетевых ресурсов, которая должна решаться на основе децентрализованного подхода. На сегодняшний день одним из перспективных путей решения этой проблемы является использование интеллектуальных многоагентных систем (МАС). Основой МАС является агент, который взаимодействует со средой (в нашем случае с телекоммуникационной сетью, ТКС), решая определенный ряд задач. Существует такое понятие как кооперация агентов и начальным моментом кооперации агентов является стремление агентов объединить свои индивидуальные усилия. Объединение агентов в реальную или виртуальную группу способствует знакомству агентов и их притяжению друг к другу. Жизнь агентов в группе позволяет имитировать поведение других агентов, а также пополнять набор стратегий поведения. В свою очередь, размножение агентов дает существенные преимущества в плане увеличения эффективности и надежности МАС. Понятие кооперации агентов играет центральную роль в МАС. Кооперация между агентами означает их коллективную работу в интересах получения совместных результатов.

Модели кооперации агентов

В МАС интеллектуальный агент практически никогда не располагает точной информацией о предпочтениях других агентов. Принимая решение, он должен прогнозировать действия других агентов, выбор которых, в свою очередь, зависит от его собственных действий. Это ведет к появлению эффекта «ограниченного прогнозирования», когда невозможно сделать точный прогноз или доверять определить четкую стратегию индивидуального выбора. Для того чтобы обойти эффект «ограниченного прогнозирования», в модели теории игр ставят следующие ограничения:

1) предполагается, что и количество агентов и их индивидуальные характеристики зафиксированы и известны всем агентам;

2) также все агенты должны быть разумны и каждый агент знает, что все остальные агенты разумны. Следовательно, набор альтернатив для каждого игрока зафиксирован и известен;

3) выдвигается допущение, что тип поведения каждого агента также зафиксирован и известен всем другим агентам.

Все эти предположения ограничивают сферу применения традиционной теории игр для формализации взаимодействий агентов. Поэтому исследователи придают особое значение построению протоколов взаимодействия. Структуру взаимодействия можно представить как пример последовательного принятия решений. Основные характеристики модели последовательного принятия решений в МАС: а) существует последовательность точек принятия решения агентами, которые зависят друг от друга; б) у лица, принимающего решение, есть возможность, установив обратную связь по результату решения, обновить свои знания для того, чтобы на следующей стадии принимать решение с большей информацией. В настоящее время механизм последовательного принятия решений является основой, на которой базируются различные модели ведения переговоров. Самыми распространенными моделями кооперации агентов являются:

- модель договорных (контрактных) сетей Смита;
- модель аукциона;
- протокол монотонных минимальных уступок;
- модель социальных зависимостей Кастельфранши и Контэ.

В данной статье будет рассмотрен процесс кооперации агентов на основе модели договорных сетей.

Процесс координации в модели договорных сетей

Модель контрактных (договорных) сетей разработана Р.Смитом (рис.1), предназначена для координации агентов в системах распределенного решения задач. Каждый узел сети – это агент, способный выполнять определенные задачи. Если в процессе решения задачи один агент (пользователь) оказывается не в состоянии найти решение самостоятельно, то он обращается к другим агентам – агентам-исполнителям. Обычно агент это делает не самостоятельно, а через посредника, который называется агентом-менеджером. Это агент реализован как мобильный агент, который передвигается по сети, а другие агенты расположены в своих узлах. Из числа агентов-исполнителей выбирается реальный агент-исполнитель. В результате между агентом-пользователем и реальным агентом-исполнителем устанавливается взаимодействие. Взаимодействие осуществляется через агента-менеджера. После того, как был определен реальный агент-исполнитель, агент-менеджер перемещается в его узел для передачи нового запроса. И после того, как реальный агент-исполнитель дал ответ на этот запрос агент-менеджер перемещается обратно и передает ответ на запрос агенту-пользователю. Исходя из этой модели, процесс взаимодействия агентов можно описать набором:

$$INT = (A, RR, \rho, P), \tag{1}$$

где A – множество агентов; RR – множество ролей агентов; $\rho : A \to RR$ – функция распределения ролей.



Рис. 1

Общий протокол взаимодействий между агентами можно описать набором:

$$P = \{COM, SRT, \pi\} \tag{2}$$

где P – общий протокол взаимодействий между агентами; COM – множество коммуникативных действий агентов; SRT – множество стратегий взаимодействия; π – протоколы для отдельных ролей.

В данном случае RR = {агент-пользователь, агент-исполнитель, реальный агент-исполнитель}. $\rho(a_0)$ = агент-пользователь, $\rho(a_1)$ = реальный агент-исполнитель, $\rho(a_2)$ =... = $\rho(a_n)$ = агент-исполнитель. Протокол взаимодействия представляет собой множество правил, управляющих взаимодействием. Для его определения необходимо задать множество возможных состояний их взаимодействия (например, запрос принят, взаимодействие закончено), возможные действия агентов и стратегии взаимодействия. Простейшее множество действий может быть задано в виде COM ={начать, закончить, сообщить, предложить, принять, отвергнуть}. Стратегия взаимодействия может определяться знанием предыдущего состояния партнера и информацией о текущем процессе взаимодействия.

Реализация выбора реального агента-исполнителя МАС ДУ ТКС на основе модели договорных сетей

Как уже говорилось выше, каждый узел сети – это агент, который способен выполнять определенные задачи. Например, агенту-пользователю (рис.1) необходимо передать информацию с определенными параметрами. К параметрам передачи информации относятся: пропускная способность канала передачи, емкость запоминающего устройства (ЗУ), скорость передачи информации и т.д. В данном случае выделяем два основных параметра, по которым будем определять реального агента-исполнителя. Это пропускная способность канала передачи на i-м узле коммутации – ΔF_i и W_i – суммарная емкость памяти, выделяемая для очередей пакетов на i-м УК. Величина, которая объединяет все необходимые параметры для передачи информации, представляет собой числовой показатель качества системы J, который требуется в результате оптимизации обратить в максимум. Так как нам известен ряд показателей качества системы J_i, i=1,2..., где, например, J_1 – время обработки пакета на i-м узле коммутации; J_2 – суммарная емкость памяти и т.д. Совокупность этих характеристик дает полное представление о том, насколько система удовлетворяет техническому состоянию. Итак, обобщенный критерий качества представлен в формуле

$$J = \sum_i \alpha_i J_i , \tag{3}$$

где α_i – весовые коэффициенты.

Можно выделить какой-либо основной показатель, например J_2, и потребовать, чтобы он в результате оптимизации достигал максимального значения, а другие удовлетворяли системе неравенств:

$$J_1 \le J_{1mp};\ J_3 \le J_{3mp};\ J_4 \le J_{4mp};\ \ldots, \tag{4}$$

где величины в правых частях неравенств обусловлены техническим заданием. Если же в системе имеют место случайные процессы, то за общий критерий можно принять вероятность P удовлетворения всем техническим требованиям:

$$J = P[J_1 \le J_{1mp}, J_2 \ge J_{2mp}, J_3 \le J_{3mp}, \ldots], \tag{5}$$

а в процессе оптимизации добиться максимума этого критерия.

Из этого следует, что оценка показателя качества производится по одному показателю (оценочному параметру) – цене или эффективности. В данной статье выбираем критерий стоимости. И тогда управляющее устройство вырабатывает такие управляющие воздействия, чтобы обеспечить условие

$$C = \min_{\delta_i \in \{\delta_1\}} C , \tag{6}$$

где C – стоимость системы; δ_1 – подмножество внутренних параметров. В дальнейшем для определенности будем подразумевать денежную меру стоимости.

Теперь составим уравнение, связывающее функциональной зависимостью стоимость системы со значениями ее технических параметров. Однако трудность заключается в том, что различные технические параметры измеряются разными мерами. Выход может быть один: привести все технические параметры к некоторой единой мере, соответствующей выбранному смыслу стоимости системы. Для этого достаточно умножить каждый из технических параметров на соответствующий весовой коэффициент. Тогда стоимость системы определится в виде суммы технических параметров:

$$C = \sum_{i=1}^{M} \alpha_i J_i , \tag{7}$$

где α_i – весовой коэффициент при i-м техническом параметре; J_i – i-й технический параметр; M – общее количество учитываемых технических параметров. Так как в статье мы выбрали два параметра (ΔF_i и W_i), то в данном случае M =2. Размерность весовых коэффициентов определяется как размерность C/размерность J_i. На основании (9) с учетом выбранных технических параметров ΔF_i и W_i получим для стоимости выражение:

$$C = \alpha_F \Delta F_i + \alpha_w W_i , \tag{8}$$

где α_F и α_w – весовые коэффициенты при технических параметрах ΔF_i и W_i.

Входной и транзитный потоки размещаются в ЗУ на узле i для дальнейшей передачи. Тогда общий поток $\lambda_{i,j}^{p}(r)$ можно представить в виде следующего выражения

$$\lambda_{i,j}^{p}(r) = \lambda_{i,j}^{p,mp}(r) + \lambda_{i,j}^{p,вх}(r) . \tag{9}$$

Для передачи трафика $\lambda_{i,j}^{p}(r)$ из общего объема ЗУ (W_i) выделяется емкость $w_{i,j}^{p}$. Текущее значение объема данных, находящихся в ЗУ ($N_{i,j}^{p}$) можно описать в виде функции $N_{i,j}^{p}(r)$, которая имеет следующий вид

$$N_{i,j}^{p}(r) = \begin{cases} N_{i,j}^{p}(r), при & N_{i,j}^{p}(r) \le w_{i,j}^{p}(r) \\ w_{i,j}^{p}(r), при & N_{i,j}^{p}(r) > w_{i,j}^{p}(r) \end{cases} . \tag{10}$$

Причем для параметра $w_{i,j}^{p}(r)$ должны выполняться следующие ограничения

$$w_{i,j}(r) \ge \sum_{p \in P} w_{i,j}^{p}(r) . \tag{11}$$

А для общего объема ЗУ (W_i) должны выполняться такие ограничения

$$0 \le W_i < \infty . \tag{12}$$

В свою очередь, данные, находящиеся в ЗУ $N_{i,j}^{p}(r)$ распределяются по выходным каналам для дальнейшей передачи e выходным каналам, где $e \in E(i)$. Поток $\lambda_{i,j}^{p}(r)$ после распределения по e выходным каналам передаются с интенсивностью $\lambda_{i,j}^{e,p}(r)$. Для этого в выходных каналах выделяется соответствующая часть пропускной способности

$$\Delta F_i \cdot \phi_{i,j}^{e,p}(r), \text{ для любых } e \in E(i) , \tag{13}$$

где ΔF_i – пропускная способность канала между смежными двумя узлами i и e; $\phi_{i,j}^{e,p}(r)$ – маршрутная переменная (часть пропускной способности канала передачи данных (i,e), выделенная для p-готипа данных, передаваемых в тракте передачи i,j. Ограничение пропускной способности трактов передачи имеет такие пределы изменения:

$$0 \le \Delta F_i < \infty. \tag{14}$$

Ввиду ограниченной пропускной способности трактов передачи имеет место ограничение

$$\sum_{\substack{j \in M, \\ j \ne i}} \sum_{p \in P} \phi_{i,j}^{e,p}(r) \le 1. \tag{15}$$

Для составления функционального уравнения, связывающего стоимость системы со значениями ее внутренних параметров, требуется вычислить выражения (9), (10), (13) и подставить полученные выражения в (8). И тогда синтез оптимальной системы сводится к минимизации стоимости в соответствии с уравнением (6).

Таким образом, применительно к рассматриваемой модели договорных сетей (рис. 1), каждый агент-исполнитель предоставляет свою стоимость, по которой будет выбран один реальный агент-исполнитель, то есть, у кого из агентов числовой показатель стоимости C будет меньше, с тем и будет осуществляться дальнейшее сотрудничество.

Выводы

В работе представлен и рассмотрен процесс координации в модели договорных сетей. Также применительно к рассматриваемой модели договорных сетей был проведен анализ взаимодействия МАС ДУ ТКС, в результате которого был составлен алгоритм математического расчета для функциональной зависимости стоимости системы со значениями ее технических параметров. Также в модели есть преимущества и недостатки. На сегодняшний день имеется усовершенствованная модель Смита, которая позволяет реальным агентам-исполнителям выполнять одновременно несколько задач. Для каждого реального агента-исполнителя формируется пакет текущих задач, причем при добавлении к этому пакету новой задачи учитываются не только ее характеристики, но и уже принятые обязательства. Основным преимуществом модели договорных сетей является ее простота и легкость реализации. К недостаткам можно отнести, в первую очередь, отсутствие продуманного механизма выбора реального агента-исполнителя и высокая загрузка коммуникационных каналов. Кроме того, модель договорных сетей не препятствует появлению таких агентов-посредников, которые выступают как спекулянты, то есть в данном случае, имеется в виду покупка и перепродажа одной и той же задачи несколько раз. Также известны различные усовершенствования модели Смита. Например можно ввести специальные промежуточные агенты-консуль-танты. Их роль состоит в том чтобы оказать помощь агентам-координаторам при оповещении агентов-исполнителей и обработке предложений.

Список литературы: 1. *Математичні* основи теорії телекомунікаційних систем / За заг. ред. В. Поповського. Х.: Компанія «Сміт», 2006. 564 с. 2. *Дольф Р., Бишоп Р.* Современные системы управления: М. ЛБЗ, 2004. 832 с. 3. *Тарасов В.Б.* От многоагентных систем к интеллектуальным организациям: философия, психология, информатика. М.: Эдиториал УРСС, 2002. 352 с. 4. *Пашкеев С.Д., Минязов Р.И., Могилевский В.Д.* Методы оптимизации в технике связи. М.: Связь, 1976. 272с. 5. *Сервинский Е.Г.* Оптимизация систем передачи дискретной информации. М.: Связь, 1974. 336 с. 6. *Вегешна Шриниваc.* Качество обслуживания в сетях IP. М.: Вильямс, 2003. 368 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.09.200

УДК 681.518:061

С.В. ШТАНГЕЙ, канд. техн. наук

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА ОСУЩЕСТВЛЕНИЯ КОНТРОЛЯ ЗНАНИЙ, ПОЛУЧЕННЫХ В ХОДЕ ПРОВЕДЕННОГО СЕАНСА ДИСТАНЦИОННОГО ОБУЧЕНИЯ

В настоящее время проблемы, которые связаны с созданием и эксплуатацией информационных систем и технологии дистанционного обучения (ДО), – одни из важных проблем информатизации высшего и среднего специального образования в Украине и в мире. Существующие тенденции подтверждают широкое развитие ДО не только как вспомогательные средства обучения, но и как одну из основных форм обучения, которая успешно конкурирует с заочным обучением в области подготовки и переподготовки специалистов. Решение проблем повышения качества ДО путем создания и эксплуатации соответствующих информационных технологий и систем в настоящее время рассматривается как часть общей задачи повышения качества и эффективности действующей в стране системы высшего и среднего специального образования. Одной из актуальных проблем ДО является создание надежного on-line тестирования и оценки знаний обучаемых.

Как показано в [1], после проведения сеанса ДО следует осуществлять контроль знаний, полученных в ходе сеанса. Данный процесс предусматривает как текущий контроль знаний (то есть контроль, который осуществляется после каждого сеанса ДО), так и рубежный контроль знаний (то есть контроль знаний, полученных после изучения определенного количества блоков или же модуля дисциплины ДО). Эти виды контроля менее сложны, чем окончательный контроль знаний (то есть контроль, осуществляемый после изучения всей дисциплины ДО). Однако существующие методы осуществления текущего и рубежного контроля знаний слабо учитывают индивидуальные характеристики обучаемого.

Предлагаемая обобщенная математическая модель ДО и методы ее детализации предполагают построение модели бизнес-процесса дистанционного обучения (D), которая имеет следующий вид:

$$DO_{об}(D) = [M^{об}_{ДО}(D), R^{пр}_{ДО}(D), V^{пр}_{ДО}(D), S^{пр}_{ДО}(D), T^{об}_{ДО}(D), R^{об}_{ДО}(D), V^{об}_{ДО}(D), S^{об}_{ДО}(D)], \quad (1)$$

причем для данной модели должны соблюдаться условия:

$$M^{пр}_{ДО}(A) = \bigcup_{i=1}^{k} M^{об}_{ДО}(B_i);$$

$$M^{об}_{ДО}(C) \subseteq M^{пр}_{ДО}(A), M^{об}_{ДО}(D) \subseteq M^{пр}_{ДО}(A), M^{об}_{ДО}(E) \subseteq M^{пр}_{ДО}(A), M^{об}_{ДО}(F) \subseteq M^{пр}_{ДО}(A),$$

где i – идентификатор сеанса, проводимого в ходе изучения материала; k – количество сеансов, необходимое обучаемому для усвоения материала в ходе ДО.

Однако при детализированном описании модели (1) следует учесть такие факторы:

- возможность проведения текущего и рубежного контроля, что сказывается на детализации элемента $M^{об}_{ДО}(D)$ модели (1);

- выявление действительных значений (для текущего сеанса) таких элементов модели (1), как $R^{пр}_{ДО}(D), V^{пр}_{ДО}(D), R^{об}_{ДО}(D), V^{об}_{ДО}(D)$;

- возможность проведения текущего контроля либо во время сеанса, либо в течение дополнительного времени, что сказывается на значении параметра $T^{об}_{ДО}(D)$ модели (1);

- необходимость учета пожеланий обучаемого, характеризующих степень углубленного изучения дисциплины ДО, что, в свою очередь, сказывается на структуризации материала для изучения $M^{об}_{ДО}(D)$, на основе которого генерируются тестовые задания.

Исходя из этих факторов модель (1) в случае проведения текущего контроля полученных знаний примет вид

$$DO_{об}(D_{тек}) = [M^{об}_{ДО}(B_3), R_{ДО}(C_2), V_{ДО}(C_2), T^{об}_{ДО}(C_2), \min\{S_{ДО}(D_{тек})\}, \max\{S_{ДО}(D_{тек})\}], \quad (2)$$

где $DO_{об}(D_{тек})$ – математическая модель текущего контроля знаний;

$M^{об}_{ДО}(B_3)$ – объем материала, изучаемого за сеанс обучения, на основании которого проводится текущий контроль знаний;

$T^{об}_{ДО}(C_2)$ – время осуществления сеанса обучения, которое должно определяться следующим образом:

$$T^{об}_{ДО}(C_2) = (t_e - t_b) + T^{пр}_{ДО}(D_{тек}), \quad (3)$$

$T^{пр}_{ДО}(D_{тек})$ – время, отводимое преподавателем для текущего контроля знаний и умений, полученных обучаемым в ходе сеанса обучения;

$\min\{S_{ДО}(D_{тек})\}$ – минимальное значение пропускной способности в ходе текущего контроля знаний, определяемое преподавателем, которое соответствует характеристике $S^{пр}_{ДО}(D)$;

$\max\{S_{ДО}(D_{тек})$ – максимальное значение пропускной способности в ходе текущего контроля знаний, определяемое обучаемым, которое соответствует характеристике $S^{об}_{ДО}(D)$.

Следует отметить, что величина $T^{пр}_{ДО}(D_{тек})$ должна определяться преподавателем еще при выполнении бизнес-процесса В [1]. Это связано с тем, что время текущего контроля входит в планируемое время сеанса обучения. Тогда время проведения сеанса обучения будет определяться по формуле

$$T^{об}_{ДО}(C_2) = \begin{cases} T^{об}_{ДО}(B_2) - T^{пр}_{ДО}(D_{тек}) \\ T^{об}_{ДО}(C'_2) - T^{пр}_{ДО}(D_{тек}) \end{cases}; \quad (4)$$

где $T^{об}_{ДО}(C'_2)$ – величина временного промежутка, за которые проводились предыдущие сеансы обучения.

Однако модели методов контроля знаний [2] вне зависимости от видов контроля также основаны на смысловой топологической модели, то есть определяются структурой изучаемого материала. Поэтому при формировании тестовых заданий важно знать протокол проведения сеанса обучения. Исходя из этого модель текущего контроля знаний примет следующий вид

$$DO_{об}(D_{тек}) = [M^{об}_{ДО}(B_3), R_{ДО}(C_2), V_{ДО}(C_2), [H_{js}], [З_{ijs}], Mor([З_{ijs}]), [У_{kjs}], Mor([У_{kjs}]), T^{об}_{ДО}(C_2), \min\{S_{ДО}(D_{тек})\}, \max\{S_{ДО}(D_{тек})\}, [H'_{js}], \{t^s_b\}, \{t^s_e\}, [З'_{ijs}], Mor([З'_{ijs}]), [У'_{kjs}], Mor([У'_{kjs}]), \{Q_{тек}\}], \quad (5)$$

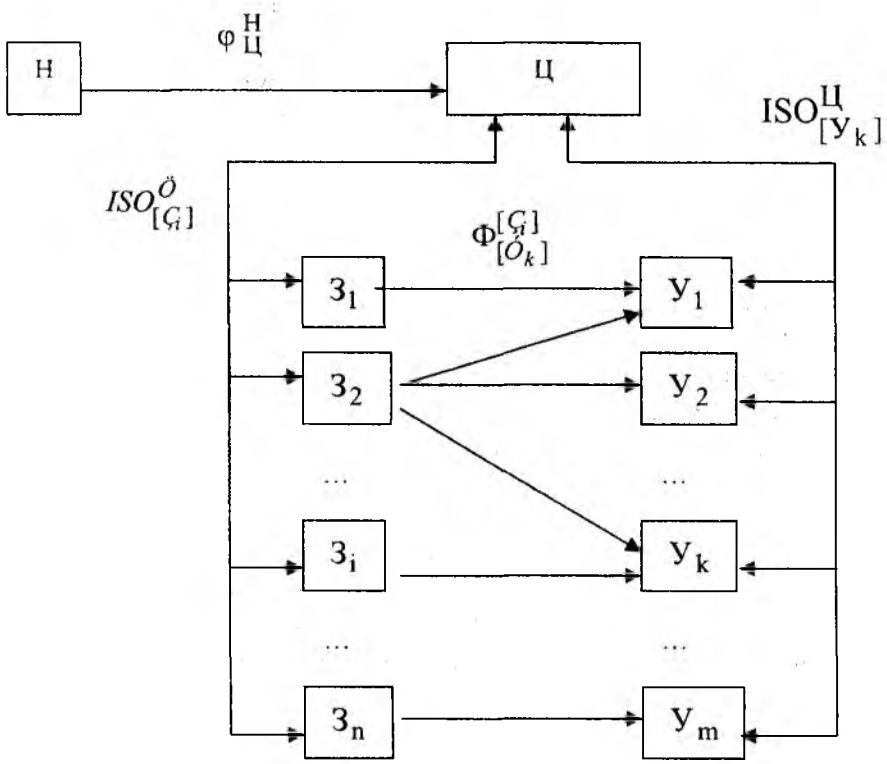
где $\{Q_{тек}\}$ – множество тестовых заданий для текущего контроля, ориентированных на выявление качества усвоения материала для обучения, представленного в проводимом сеансе.

Особое внимание следует уделить работе по определению элементов множества $\{Q_{тек}\}$. Как было показано [1], элементы данного множества должны учитывать, с одной стороны, общую направленность изучаемого материала, а с другой – индивидуальные особенности и пожелания обучаемого. Поэтому следует предположить, что множество $\{Q_{тек}\}$ должно являться структурированным множеством, причем структура данного множества отражает некоторым образом следующие структуры, образуемые множествами [3]:

$[\mathrm{H}_{js}]$, $[З_{ijs}]$, $Mor([З_{ijs}])$, $[У_{kjs}]$, $Mor([У_{kjs}])$;

$[\mathrm{H}'_{js}]$, $[З'_{ijs}]$, $Mor([З'_{ijs}])$, $[У'_{kjs}]$, $Mor([У'_{kjs}])$.

Данная структура может быть представлена как коммутативная диаграмма (рисунок).



Однако использование смысловой модели изучаемого материала позволяет разделить множества знаний и умений $[З_{ijs}]$ и $[У_{kjs}]$ на следующие подмножества [3]:

- подмножество знаний $[З^{уд}_{ijs}]$ и подмножество умений $[У^{уд}_{kjs}]$, которые необходимы для дальнейшего изучения предлагаемого материала;

- подмножество знаний $[З^{хор}_{ijs}]$ и подмножество умений $[У^{хор}_{kjs}]$, которые достаточны для дальнейшего изучения предлагаемого материала;

- подмножество знаний $[З^{отл}_{ijs}]$ и подмножество умений $[У^{отл}_{kjs}]$, которые позволяют наиболее эффективно и полно изучать в дальнейшем предлагаемый материал.

Исходя из этого текущий контроль должен строиться таким образом, чтобы определить факт освоения обучаемым всех элементов подмножеств $[З^{уд}_{ijs}]$ и $[У^{уд}_{kjs}]$, поскольку без этих элементов дальнейшее изучение материала для обучения является невозможным. Кроме того, текущий контроль должен также учитывать стремление обучаемого минимизировать то время сеанса обучения, которое отводится на текущий контроль (поскольку данное время, с точки зрения обучаемого, является затраченным непродуктивно). При этом обучаемого и преподавателя будут интересовать контроль только тех связей между изучаемыми блоками,

а также между знаниями и умениями, которые объединяют только элементы данных подмножеств.

Сказанное определяет текущий контроль знаний и умений обучаемого как совокупность тестовых заданий, которые позволяют проверить освоение обучаемым следующих элементов смысловой модели:

- совокупность исходных понятий и/или действий, определяющих знания и умения из подмножеств $[З_{ijs}^{уд}]$ и $[У_{kjs}^{уо}]$;

- связи между этими понятиями, которые описываются симплексами.

Эти связи с учетом многоуровневого представления материала для обучения (могут быть следующих типов:

- строго горизонтальная связь, то есть связь, реализованная между элементами одного и того же уровня представления знаний и умений;

- строго вертикальная связь, то есть связь, реализованная между одним элементом более высокого уровня представления знаний и умений и несколькими элементами более низкого уровня представления знаний и умений;

- «наклонная» связь, которая позволяет связать элементы одного и того же уровня представления знаний и умений через элементы более низкого уровня представлений знаний и умений.

Разработана математическая модель контроля знаний, полученных в ходе проведенного сеанса обучения, которая учитывает формализованное описание процесса определения объема материала для изучения за один сеанс ДО. Эта модель ориентирована на использование целых значений барицентрических координат смысловой модели тестового задания и позволяют автоматизировать наиболее трудоемкие бизнес-процессы ДО с учетом индивидуальных особенностей обучаемого.

Список литературы: 1. *Штангей С.В.* Бизнес-моделирование дистанционного образования с использованием современных информационных технологий / С.В. Штангей // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии: Сб. науч. трудов. Харьков: НАКУ «ХАИ», 2003. Вып. 21. С. 119-126. 2. *Штангей С.В.* Подход к анализу карты знаний и умений обучаемого в процессе дистанционного обучения / С.В. Штангей // Системный анализ управления и информационные технологии: Вестник НТУ «ХПИ», 2004. №36. С. 163 – 172. 3. *Штангей С.В.* Подход к созданию автоматизированных систем дистанционного образования / С.В. Штангей // Сб. науч. трудов. Днепр. 2004. С.55– 57.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.09.2009

УДК. 681.513

Е.В. ДУРАВКИН, канд. техн. наук, Л.В. ГЛАДИЙ

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА МАТРИЧНЫХ УРАВНЕНИЙ ДЛЯ АНАЛИЗА МОДЕЛЕЙ ПРОТОКОЛОВ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА, ПОСТРОЕННЫХ НА ОСНОВЕ Е-СЕТЕЙ

Введение

Активное внедрение технологий распределенных систем управления позволило значительно повысить функциональность сетей, их гибкость и производительность. Но наряду с этим возникла не менее важная задача анализа и диагностики разрабатываемой системы. На сегодняшний день чаще всего диагностику сети производят на работающей системе, что не всегда эффективно с точки зрения экономичности представленного решения. Также возникают проблемы с возможностью тестирования систем в граничных режимах работы, и, что не менее важно, – их модификации. Поэтому разработка эффективных методов моделирования, позволяющих охватить наиболее полно предметную область описываемых систем, является таким же важным, как и их построение.

Так как сети с распределенным управлением по своей природе представляют собой динамически изменяемые системы с параллельными процессами, то наиболее часто как средство моделирования таких систем выступают сети Петри и их расширения. Анализируя сети Петри, основное внимание уделяют таким направлениям: решению задачи достижимости, как оценка живости и безопасности переходов сети. Выделяют два основных метода анализа сетей Петри – дерево достижимости и матричные уравнения. Основными достоинствами приведенного метода моделирования являются:

1.Возможность моделировать параллельные процессы разных видов;

2. Наглядность и автоматизированность процесса анализа;

3. Возможность представления моделей различного уровня детализации.

Наряду с явными преимуществами данного метода моделирования он имеет и некоторые недостатки – такие как невозможность исследования временных характеристик моделируемых систем, введения элементов интеллектуализации процесса. Данные недостатки были рассмотрены и в результате появились расширение сетей Петри, а именно Е-сети. В отличие от своего предшественника, Е-сети обладают рядом дополнительных свойств и характеристик:

1. Имеются несколько видов вершин-позиций;

2. Фишка может обладать набором атрибутов;

3. Имеются несколько видов переходов;

4. Возможность исследования временных характеристик модели; Е-сети обладают свойством безопасности, так как в любую позицию может входить не более одной дуги и выходить также не более одной.

Приведенные дополнительные свойства позволили повысить адекватность модели, ее достоверность и адаптивность.

Е-сети имеют ряд преимуществ по сравнению с сетями Петри, но в связи с тем, что они появились не так давно, пока существует очень мало методов анализа, позволяющих провести полный анализ модели. Модель Е-сети достаточно полно и наглядно представляет моделируемую схему, но в то же время она не дает ответа на ряд вопросов касающихся достижимости состояний системы, оценки живости переходов сети.

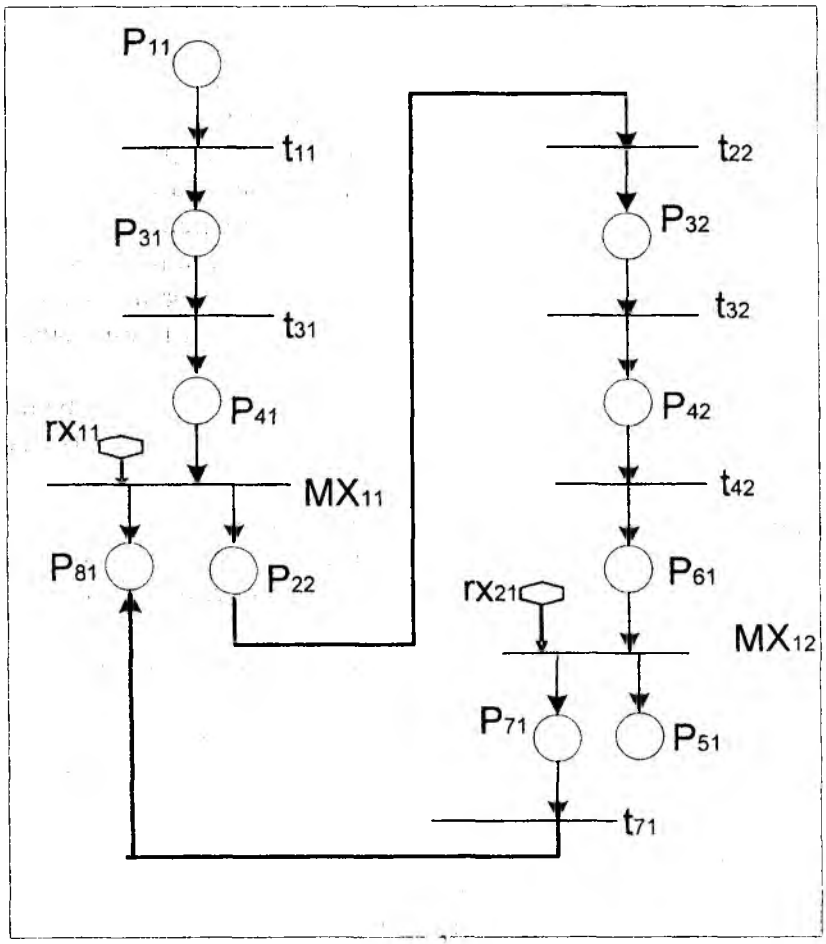
Постановка задачи

В статье предлагается модифицировать известный метод анализа сетей Петри – метод матричных уравнений – для анализа Е-сетей.

Основная часть

С помощью данного метода выполнен анализ модели интеллектуального агента, ориентированного на предоставление сервиса в сети. Алгоритм работы данного агента рассмотрен в статье [1]. Для моделирования используем Е-сети, аналитическое описание которых представлено в [2].

Модель Е-сети, отображающая алгоритм работы агента имеет вид (рисунок):



Элементы Е-сети соответствуют таким состояниям и функциям агента:

Места: P_{11} – пришел запрос от потребителя сервиса; P_{31} – запрос ждет обработки агентом; P_{41} – пришел результат обработки; P_{22} – пришел запрос к другому агенту; P_{32} – запрос ждет обработки другим агентом; P_{42} – послан результат обработки; P_{51} – потребителю отказано в доступе к сервису; P_{61} – пришел сообщение-ответ от другого агента; P_{71} –маршрут определен и сервис может быть предоставлен потребителю; P_{81} – процесс обработки запроса завершен.

Переходы: t_{11} – поступил запрос от потребителя сервиса; t_{31} – проверка наличия запрашиваемого сервиса в реестре сервиса агента; t_{22} – поступил запрос к другому агенту; t_{32} – проверка наличия запрашиваемого сервиса в реестре сервиса другого агента; t_{42} – отправка результата проверки агенту, с которого был послан запрос; t_{71} – предоставление запрашиваемого сервиса потребителю; MX_{11} – в соответствии с результатом обработки выполняется действие или предоставление сервиса потребителю, или посылка широковещательного запроса другим агентам; MX_{12} – в соответствии с результатом обработки на другом агенте выполняется действие или предоставление сервиса потребителю, или посылка потребителю сервиса сообщения о том, что данный сервис отсутствует.

Предикаты управляемых переходов определяются следующим образом: r_{11} – выбор места, в которое будет передана метка, зависит от результата обработки запроса, при положительном ответе сервис будет предоставлен потребителю (позиция P_{81}), при отрицательном – производится посылка широковещательного запроса на другие агенты (позиция P_{22}); r_{12} – выбор места, в которое будет передана метка, зависит от пришедшего результата с другого агента, при положительном ответе будет определяться маршрут к соответствующему сервису (P_{71}), при отрицательном – потребителю будет отправлено сообщение о том, что данный сервис в сети не обнаружен (P_{51}).

Матричное представление Е-сети E (по аналогии с сетями Петри [3] определено в виде двух матриц D^- и D^+, представляющих входную и выходную функции. Каждая из матриц D^- и D^+ имеет $m=|H|$ строк (по одной на переход) и $n=|P|$ столбцов (по одному на позицию). Матричный вид Е-сети $E=(P,H,L,D,A,M_0)$ задаётся парой (D^-,D^+), и $D=(D^+ - D^-)$ – составной матрицей изменений.

Развитая матричная теория Е-сетей является инструментом для решения проблемы достижимости. Для иллюстрации работы данного метода анализа рассмотрим эту задачу для определенной маркировки сети.

Предположим, что маркировка μ' достижима из маркировки μ. Тогда существует последовательность запусков переходов σ, которая приводит из μ к μ'. Это означает, что $f(\sigma)$ является неотрицательным целым решением следующего матричного уравнения для x:

$$\mu' = \mu + x \cdot D.$$

Следовательно, если уравнение имеет решение в неотрицательных целых, то μ' достижима из μ, если нет, μ' – считается недостижимой.

Наличие решающих мест Е-сети в матричном представлении заменяется последовательностью T-переходов, которые взаимно исключают друг друга при наступлении определенных условий. Для всех возможных значений управляющих мест Е-сети поочередно строятся эквивалентные им простые, независимые сети, что позволяет провести их анализ.

Так как в приведенной модели существует два МХ перехода, то для расчета достижимости определенной маркировки для каждого сочетания значений предиката rx строим отдельно матрицы D^- и D^+ и делаем проверку. При наличии двух MX переходов данное действие проводится четыре раза. Для примера построим матрицы для rx_{11}=0 (т.е переход MX_{11} заменяется на T-переход из позиции P_{41} в P_{81}) и rx_{12}=0(переход MX_{12} заменяется на T-переход из позиции P_{61} в P_{71}).

Матрицы D^- и D^+ будут иметь вид

$D^-=$

	P_{11}	P_{31}	P_{41}	P_{51}	P_{61}	P_{71}	P_{81}	P_{22}	P_{32}	P_{42}
t_{11}	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
t_{31}	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
t_{71}	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
t_{22}	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
t_{32}	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
t_{42}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
MX_{11}	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
MX_{12}	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0

$$D^{+}=\begin{array}{c|cccccccccc} & P_{11} & P_{31} & P_{41} & P_{51} & P_{61} & P_{71} & P_{81} & P_{22} & P_{32} & P_{42} \\ t_{11} & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ t_{31} & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ t_{71} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ t_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ t_{32} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ t_{42} & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ MX_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ MX_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array},$$

матрица D:

$$D=\begin{array}{c|cccccccccc} & P_{11} & P_{31} & P_{41} & P_{51} & P_{61} & P_{71} & P_{81} & P_{22} & P_{32} & P_{42} \\ t_{11} & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ t_{31} & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ t_{71} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ t_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ t_{32} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ t_{42} & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ MX_{11} & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ MX_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array}.$$

Для определения того, является ли маркировка (0,0,0,0,0,0,1,0,0,0) достижимой из маркировки (1,0,0,0,0,0,0,0,0,0), имеем уравнение

$$(0,0,0,0,0,0,1,0,0,0) = (1,0,0,0,0,0,0,0,0,0) + x \cdot \begin{vmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix},$$

$$(-1,0,0,0,0,0,1,0,0,0) = x \cdot \begin{vmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix},$$

которое имеет решение x = (1,1,0,0,0,0,0,0,1,0). Это соответствует последовательности $\sigma = t_{11}, t_{31}, MX_{11}$ при значении предиката rx_{11}=0 и rx_{12}=0.

По аналогии проведем приведенные выше вычисления для случаев rx_{11}=1 и rx_{12}=0, rx_{11}=0 и rx_{12}=1, rx_{11}=1 и rx_{12}=1. В результате данная маркировка будет достижима в случае rx_{11}=1 и rx_{12}=0, что соответствует последовательности t_{11} t_{31}, t_{71}, t_{22}, t_{32}, t_{42}, MX_{11},MX_{12}. Такая же логика роботы будет заложена и в других видах переходов

Вывод

Матричный метод анализа путем построения эквивалентных схем позволяет выявить различные ситуации в сети. Так, например, проверка на возможность появления тупиков сводится к решению уравнения (проверка на достижимость определенной маркировки). Также данный метод не требует знаний обо всех возможных ситуациях в сети. Имея только начальные данные, можно быстро и эффективно найти ответ на интересующий вопрос. К тому же анализ с помощью матричных уравнений сводит до минимума возможность появления субъективных ошибок. Еще одной важной особенностью этого метода является возможность автоматизации вычислений.

Недостатком данного метода является увеличение количества необходимых вычислений для определения достижимости маркировки с ростом количества и (или) размерности МХ переходов. При возможности автоматизации данного процесса приведенный недостаток становится несущественным. В дальнейшем как направление для развития предлагается использовать вероятностную природу переходов, что даст возможность определять вероятность достижимости маркировки сети.

Использование матричного метода анализа в Е-сетях позволяет повысить их эффективность и применимость, а также открыть новые области для их усовершенствования.

Список литературы:. 1. *Руккас К. М., Дуравкін Є.В.* Модель работы поисковых агентов в компьютерной сети на базе нечетких Е-сетей. Моделювання та інформаційні технології. 2006. Вип. №33. С. 12–17 2. *Лосев Ю.И. Шматков С.И. Дуравкин Е. В.* Применение методов анализа Е-сетей к моделям СОД // Радиотехника. 2002. №.132. 3. *Питерсон Дж.* Теория сетей Петри и моделирование систем. М. Мир, 1984. 264 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 24.09.2009.

УДК 338.984:519.6

И.В. КОРСУН, В.М. БЕЗРУК, д-р техн. наук

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТРАФИКА СЕТИ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ НА ОСНОВЕ САМОПОДОБНЫХ ПРОЦЕССОВ

Введение

Реальный трафик в современных сетях связи, как правило, является самоподобным (фрактальным) по своей природе, поскольку в нем присутствуют «вспышки» пакетов, наблюдаемые в различных временных интервалах (от милисекунд до минут или даже часов), а также наблюдается корреляция между пакетами [1, 2]. Поэтому методы моделирования и расчета сетевых характеристик, основанные на математической модели трафика в виде пуассоновских потоков, уже не дают полной и точной картины происходящих в сети процессов.

В данной работе выполнен анализ реального трафика для сети мобильной связи третьего поколения и показаны его самоподобные свойства. Предложено использовать вейвлет-преобразование, описывающее самоподобность сетевого трафика, для решения задач прогнозирования трафика и планирования качества обслуживания в сети.

Анализ самоподобности реального трафика сети мобильной связи

Непрерывный стохастический процесс $X(t)$ считается статистически самоподобным с параметром Херста $H(0.5 \le H \le 1)$, если для любого положительного числа a процессы $X(t)$ и $a^{-H}X(at)$ будут иметь идентичные распределения, т.е. иметь одинаковые статистические свойства для всех положительных целых n [1]:

$$\{X(t_1), X(t_2), \ldots, X(t_n)\} \overset{D}{\sim} \{a^{-H}X(at_1), a^{-H}X(at_2), \ldots, a^{-H}X(at_n)\}. \quad (1)$$

Отношение $\overset{D}{\sim}$ обозначает асимптотическое равенство в смысле распределения. Практически, статистическая самоподобность подразумевает, что выполняются следующие условия для математического ожидания, дисперсии и функция автокорреляции [1]:

$$M[X(t)] = \frac{M[X(at)]}{a^H},\ \sigma^2[X(t)] = \frac{\sigma^2[X(at)]}{a^{2H}},\ R(t,\tau) = \frac{R(at,a\tau)}{a^{2H}}. \quad (2)$$

Параметр Херста H показывает “степень” самоподобности процесса. Значение $H = 0.5$ показывает отсутствие самоподобности, а большие значения H (близкие к 1) показывают большую степень самоподобности или длительные статистические зависимости в процессе.

Анализ самоподобности реального трафика производился в сети мобильной связи украинского оператора «X», который предоставляет услуги связи третьего поколения. Для исследования был выбран один из регионов, обслуживаемых сетью. Максимальная скорость передачи данных в форвард канале составляет 2.4 *Mb/s*, максимальный объем обслуживаемой голосовой нагрузки в регионе на момент проведения измерений составлял порядка 600 *Erl* в сутки.

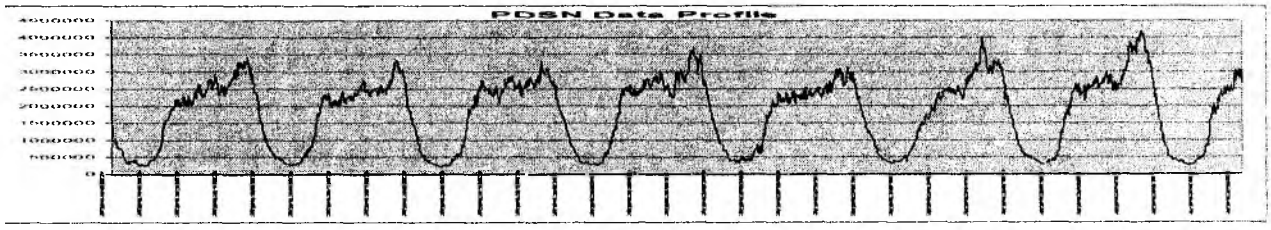
Данные по голосовому трафику обрабатывались за период два месяца, 24 часа в сутки с интервалом 30 минут. Данные по трафику передачи данных собирались в течение одного месяца, 24 часа в сутки с интервалом 5 минут. Для дальнейшего анализа полученные данные были разделены на группы: трафик передачи данных и трафик передачи речи. Основные показатели трафиков и фрагменты профайлов трафиков приведены соответственно в табл. 1, 2 и рис. 2.

Таблица 1

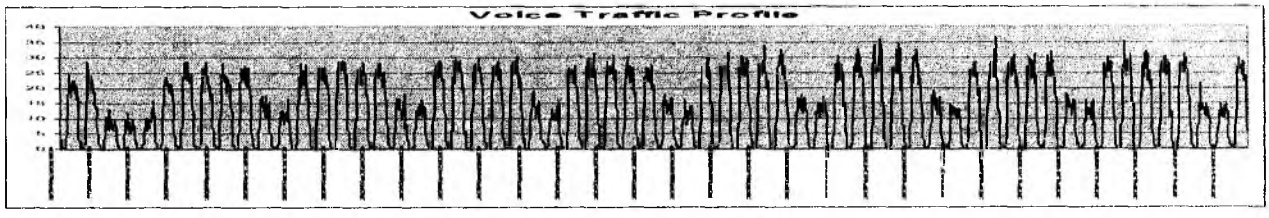
Общий объем переданной информации, *Mb*	Максимальный объем переданной информации в ЧНН, *Mb*	Среднесуточный объем переданной информации, *Mb*
9577648	23369	295117

Таблица 2

Общий объем обслуженной нагрузки, *Erl*	Максимальный объем обслуженной нагрузки в ЧНН, *Erl*	Среднесуточный объем обслуженной нагрузки в ЧНН, *Erl*
36366.5	186.2	586.6



а



б

Рис. 1

Для проверки самоподобности реального трафика использовался метод абсолютных моментов [1]. В данном методе исходная последовательность данных длинной N разделялся на блоки с длиной m. На границах блока последовательность имеет среднее значение (дисперсию)

$$X^{(m)}(k) = \frac{1}{m} \sum_{i=(k-1)m+1}^{km} X_i, \; k = 1,2, ..., [N/m]. \tag{3}$$

Для каждого блока рассчитывались дисперсия $X^{(m)}$ и математическое ожидание $\overline{X}$ для всей последовательности. После этого для каждого блока находился n-й момент

$$AM_n^{(m)} = \frac{1}{N/m} \sum_{k=1}^{N/m} \left| X^{(m)}(k) - \overline{X} \right|^n . \tag{4}$$

Далее строился график зависимости средних значений (дисперсий) абсолютных моментов для последовательности от m. С помощью полученных точек построена аппроксимирующая прямая по методу минимального среднеквадратического отклонения от экспериментальных данных. Получившийся наклон линии равен β. С помощью β найден параметр $H = 1 - |\beta|$.

Если исследуемая последовательность – это не процесс с медленно изменяющейся зависимостью, то $H = 0.5$ и наклон апроксимационной линии будет равен $1/2$. Если процесс самоподобен, тогда $0.5 \le H \le 1$ и наклон линии будет меньше чем $1/2$.

Данный метод реализован с помощью программы, написанной в программной среде MatLab 2006. Получены зависимости дисперсии от среднего m и был определен параметр Херста для каждого профайла трафика. Дисперсионно-временные графики для профайлов передачи данных и речи на рис. 2.

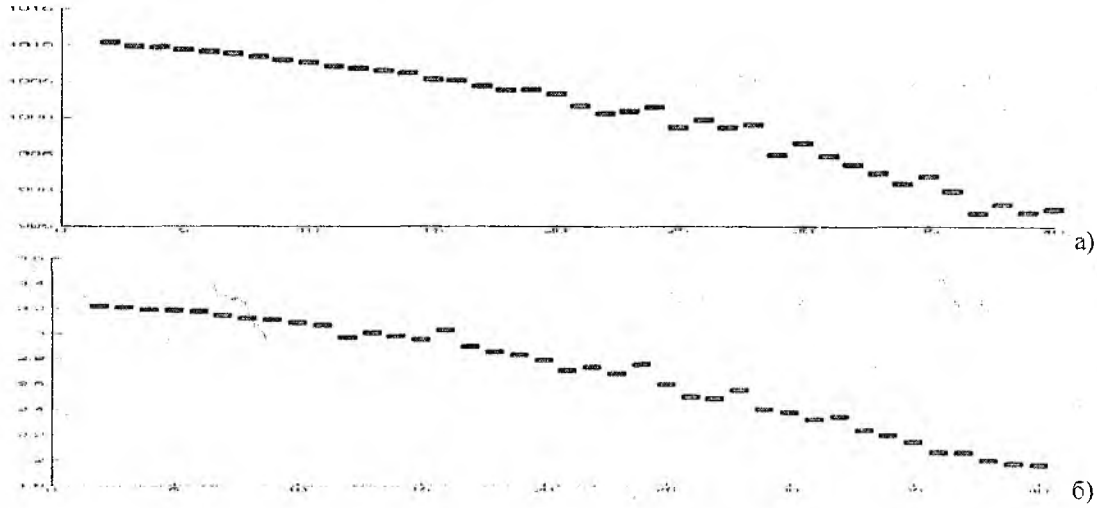


Рис. 2

Значения параметра Херста, рассчитанные с помощью метода абсолютных моментов для исследованных профайлов, показаны в табл. 3.

Таблица 3

Профайл	Abs(β)	Параметр Херста
Данные	0,13	0.84
Речь	0,04	0,96

Проведены также исследования свойств самоподобности реального трафика методом вейвлет-анализа [1]. Принцип, положенный в основу вейвлет-анализа, это так называемый многомасштабный анализ, который заключается в разложении последовательности $x(t)$ на грубую (низкочастотную) аппроксимацию и мелкие (высокочастотные) детали:

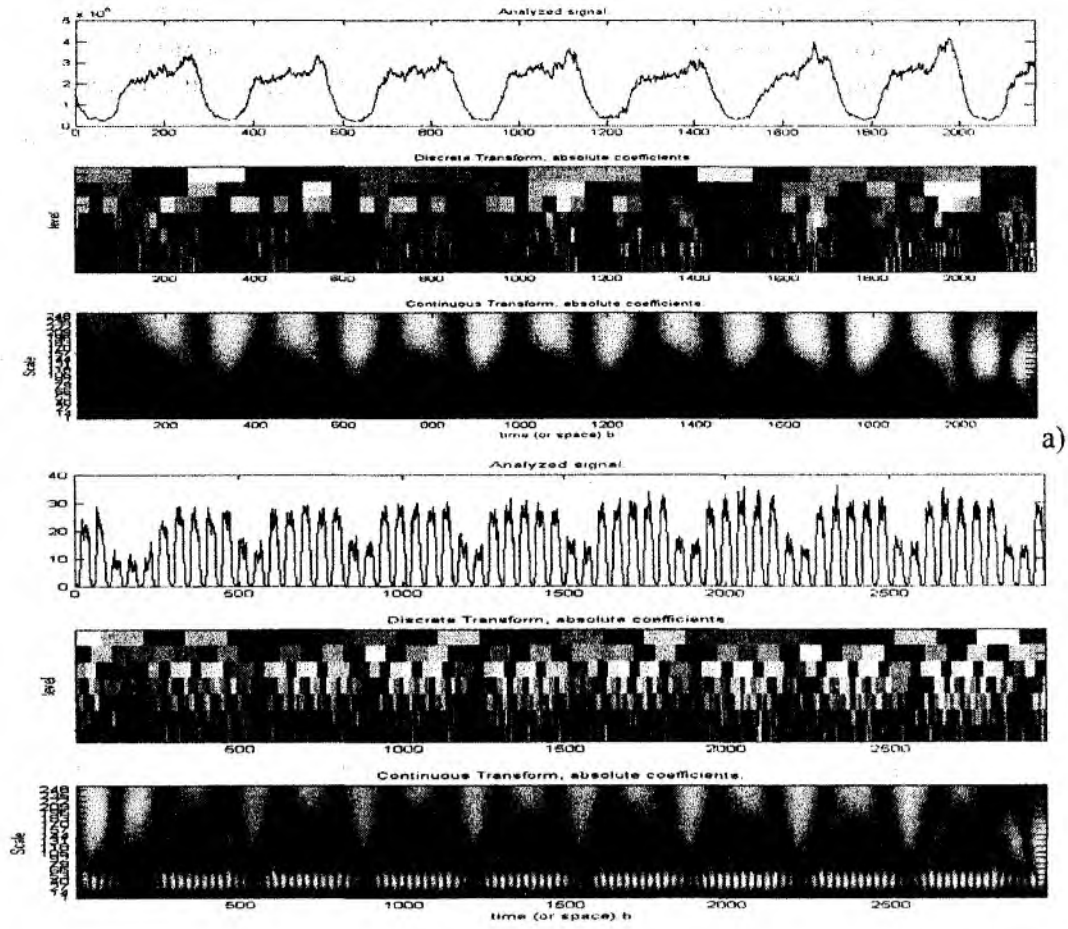
$$x(t)=\sum_{k} u_{jk}\varphi_{J,k}(t)+\sum_{j=J_0}^{\infty}\sum_{k} w_{jk}\psi_{j,k}(t). \qquad (5)$$

Функции $\left\{\varphi_{j,k}(t)=2^{-j/2}\varphi_0\left(2^{-j}t-k\right)\right\}$ и $\left\{\psi_{j,k}(t)=2^{-j/2}\psi_0\left(2^{-j}t-k\right)\right\}$ образуют ортонормированный базис из сдвинутых и расширенных скейлинг функций ϕ_0 и вейвлет-функций ψ_0. Вейвлет-преобразование состоит в нахождении коэффициентов разложения $\left\{ w_{jk}, j=1,...,J,\ k\in Z\right\}$ и $\left\{ u_{jk}, k\in Z\right\}$.

На практике обычно работают с дискретным или конечным представлением процесса $x(t)$, заменяя полубесконечную сумму (14) суммой на конечном числе масштабов $0\le j\le n-1,\ n\in Z$.

Переход от высокого разрешения к более низкому приводит к деталям на больших временных масштабах. В частотной области это может интерпретироваться как полосовая фильтрация, переходящая от высоких к низким частотам с постоянной относительной полосой пропускания. При таком представлении k отражает пространственное расположение анализа, а j указывает на масштаб или разрешение анализа. Большее j соответствует большему разрешению, $j=0$ отражает самый грубый масштаб или самое низкое разрешение анализа.

Исследования реального трафика методом вейвлет-анализа было выполнено средствами пакета MatLab 2006. Полученные результаты вейвлет-анализа приведены на рис. 3.



а)

Рис. 3

Анализ изображений коэффициентов вейвлет-преобразования позволяет судить о фрактальных свойствах исследуемых реальных трафиков в сети. Дисперсии вейвлет-коэффициентов затухают с масштабом в соответствии со степенным законом для параметра H. Это степенное затухание, совместно с декорреляцией вейвлет-коэффициентов, приводит к быстрым устойчивым алгоритмам их оценивания.

Полученные результаты исследований реального трафика позволяют сделать следующие выводы:

1. Речевой трафик и трафик передачи данных в сети мобильной связи достаточно хорошо описываются самоподобными процессами, о чем свидетельствуют полученные значения критерия Херста и характерные особенности вейвлет-коэффициентов.
2. Эффект самоподобности трафика проявляется в широком диапазоне времени: от нескольких часов до нескольких месяцев.
3. Возрастание интенсивности трафика ведет к возрастанию коэффициент самоподобности.

Особенности моделирования трафика сети мобильной связи с использованием свойств самоподобности

Рассмотрим некоторые особенности моделирования трафика сети мобильной связи на основе свойств самоподобных процессов. Воспользуемся при этом методом моделирования случайных процессов на основе ортогональных разложений [3].

Вейвлет-преобразование выступает в качестве некоторого эквивалента декоррелирующего ортогонального разложения Карунена – Лоэва самоподобных процессов с долговременной зависимостью. Моделирование этих процессов в вейвлет-области более эффективно, чем во временной области.

Процессы с долговременной зависимостью могут быть приблизительно синтезированы на основе обратного вейвлет-преобразования. Вейвлет-коэффициенты могут быть получены как независимые гаусовские случайные величины с нулевым средним и с гауссовым распределением в пределах масштаба $W_{jk} \sim N\left(0;\sigma_j^2\right)$, где σ_j^2 дисперсии вейвлет-коэффициентов.

Таким образом, моделирование сетевого трафика может быть выполнено согласно следующего алгоритма:

1. Выбираются $N = 2^k$ наблюдаемых значений реального трафика.
2. Вычисляются вейвлет-коэффициенты для этих данных.
3. Вычисляются дисперсии вейвлет-коэффициентов σ_j^2 для каждого j-го масштаба.
4. Простым стохастичесим процессом гаусовского типа моделируются новые значения вейвлет-коэффициентов.
5. С применением обратного вейвлет-преобразования получаются отсчеты трафика во временной области для последующих моментов времени.

Данный алгоритм моделирования, в частности, может быть использован для решения задач прогнозирования трафика и планирования качества обслуживания в сети мобильной связи.

Заключение

Полученные результаты исследований самоподобности реального трафика в сетях мобильной связи третьего поколения позволяют сделать вывод о возможности использования для его описания математической модели в виде самоподобных процессов. Предложенный алгоритм моделирования сетевого трафика на основе соответствующего вейвлет-преобразования может быть применен для предсказания трафика и перспективного планирования в сетях мобильной связи. В последующих работах будут исследованы практические особенности решения указанных сетевых задач.

Список литературы: *1. Шелухин О.И., Тенякшев А.М., Осин А.В.* Фрактальные процессы в телекоммуникациях. М.: Радиотехника, 2003. *2. Цыбаков Б.С.* Модель телетрафика на основе самоподобного случайного процесса // Радиотехника. 1999. № 5. *3. Безрук В.М.* Векторна оптимізація та статистичне моделювання в автоматизованому проектуванні систем зв'язку. Харків: ХНУРЕ, 2002.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 23.09.2009

УДК 621.391

Д.В. АНДРУШКО, канд. техн. наук, Ю.В. АНДРУШКО, Е.В. АНДРУШКО

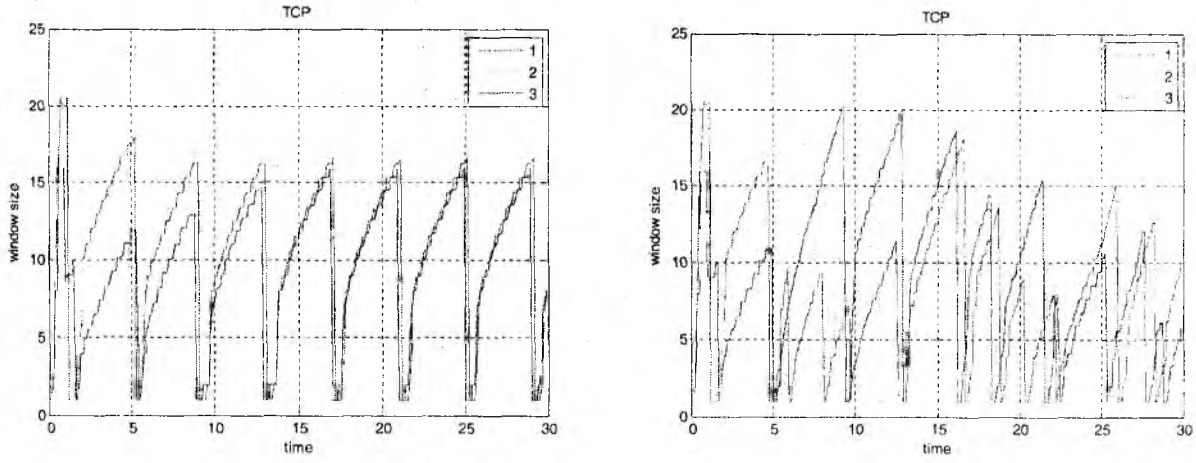
ПРИНЦИПЫ АДАПТАЦИИ В МЕХАНИЗМАХ АКТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ ОЧЕРЕДЯМИ

Введение

В свете значительного увеличения количества и спектра предоставляемых услуг, а также стремительного роста скорости абонентского доступа к услугам глобальных сетей и Интернет остро стоит проблема перегруженности магистральных участков провайдеров услуг и внутренних сетей крупных предприятий [1]. Одним из первых принципов борьбы с перегрузками было создание буферов на телекоммуникационных узлах (коммутаторах и маршрутизаторах), которые позволяют сгладить кратковременные всплески нагрузки. Однако очереди больших размеров, которые загружены полностью большую часть времени, являются источниками увеличения значения средней задержки в сети. В то же время очереди малых размеров не позволяют полностью адаптироваться к всплескам нагрузки, что приводит к падению коэффициента использования полосы пропускания канала.

Таким образом, возникает необходимость иметь механизм, который поддерживал бы высокую пропускную способность и в то же время поддерживал средний размер очереди малым. Данная задача решается с помощью методов активного управления очередями, которые используются в дополнение к стандартным методам планирования и обслуживания программных очередей.

На сегодняшний день основным методом активного управления очередями, применяемым в сетях, является механизм DropTail, популярность которого обусловлена простотой реализации и минимальной нагрузкой на вычислительные ресурсы устройств. Суть работы механизма DropTail состоит в отбрасывании всех пакетов, которые приходят на постановку в переполненную программную очередь. Основным его недостатком, а также причиной разработки новых методов активного управления очередями, является эффект глобальной синхронизации (рис. 1, *а*), который наиболее ярко проявляется при использовании протокола Tahoe TCP [2, 3]. Кроме того, механизм DropTail не поддерживает приоритезацию трафика, что накладывает ограничения на его применение в рамках модели DiffServ.



а *б*

Рис. 1

Механизм раннего произвольного обнаружения

С целью устранить недостатки DropTail и повысить качество обслуживания в TCP-сетях был разработан эмпирический механизм произвольного раннего отбрасывания (Random Early Detect, RED). Механизм RED на основе на мониторинге среднего размера каждой исходящей очереди реализует функцию случайного отбрасывания пакетов, за счет чего некоторые, произвольно выбранные TCP-соединения уведомляются о перегрузке. В ответ источники, чьи пакеты были отброшены, уменьшают размеры TCP-окна, снижая тем самым свою скорость передачи. Благодаря тому, что отбрасываются пакеты лишь некоторых соединений, удается избежать эффекта глобальной синхронизации (рис. 1, *б*).

Использование механизма RED в телекоммуникационных сетях решает следующие задачи:

- минимизацию дрожания задержки (джиттера) пакетов посредством контроля среднего размера очереди;
- предотвращение эффекта глобальной синхронизации TCP-трафика;
- обеспечение справедливого обслуживания трафика, который характеризуется кратковременными всплесками;
- строгое ограничение максимального среднего размера очереди.

Главный результат применения механизма RED состоит в минимизации среднего размера очереди, а следовательно, и результирующей задержки. Кроме того, вероятность P_{drop}, с которой соединение будет уведомлено о перегрузке, пропорциональна доле пропускной способности, используемой этим соединением на узле, что дополнительно решает еще одну распространенную проблему протокола TCP – TCP starvation; состоящую в «узурпации» пропускной способности канала одним или несколькими соединениями, которые быстрее адаптируются к индикации перегрузки либо вообще не реагируют на данного рода уведомления.

В рамках механизма RED вводится ряд параметров:

- $\Theta_{\min}$ – минимальное граничное значение размера очереди, при превышении которого начинается процесс отбрасывания пакетов;
- $\Theta_{\max}$ – максимальное граничное значение, при превышении которого отбрасываются все пакеты, пришедшие на постановку в очередь;
- β – экспоненциальный весовой коэффициент, который принимает участие в расчете среднего размера очереди q_{av} и определяет относительное влияние предыдущего среднего q_{old} и текущего размера очереди q_{cur} (мгновенный размер) в новом среднем размере очереди, который вычисляется по формуле

$$q_{av} = q_{old}(1 - 2^{-\beta}) + q_{cur}\,2^{-\beta}; \qquad (1)$$

- δ – знаменатель граничной вероятности (mark probability denominator), определяет вероятность отбрасывания пакетов при достижении средним размером очереди максимального граничного значения $\Theta_{\max}$. В общем случае для $\Theta_{\min} < q_{av} < \Theta_{\max}$

$$P_{drop} = \frac{q_{av} - \Theta_{\min}}{\Theta_{\max} - \Theta_{\min}} \cdot P_{\max}, \qquad (2)$$

где $P_{\max} = 1/\delta$ – максимальная вероятность отбрасывания.

Все перечисленные параметры механизма RED в стандартном варианте [4] являются статическими и задаются администратором сети. При этом правила их выбора не формализованы и носят рекомендательный характер. Так, инженерами компании Cisco рекомендуются следующие значения: $\Theta_{\min} = 5$ пакетов, $\Theta_{\max} = (2...3)\Theta_{\min}$, $\beta = 9$, $\delta = 10$.

При реализации алгоритма RED в зависимости от соотношения средней длины очереди q_{av} и введенных граничных значений возможны три ситуации (рис. 2). Если $q_{av} < \Theta_{min}$, пакеты, пришедшие на постановку в очередь, не отбрасываются, $P_{drop} = 0$. Если оценка среднего размера очереди находится посреди интервалов, $\Theta_{min} \le q_{av} \le \Theta_{max}$, вероятность отбрасывания P_{drop} прямо пропорциональна увеличению среднего размера очереди q_{av} от минимального Θ_{min} до максимально- го Θ_{max} граничных значений. P_{drop} изменяется от 0 до P_{max}.

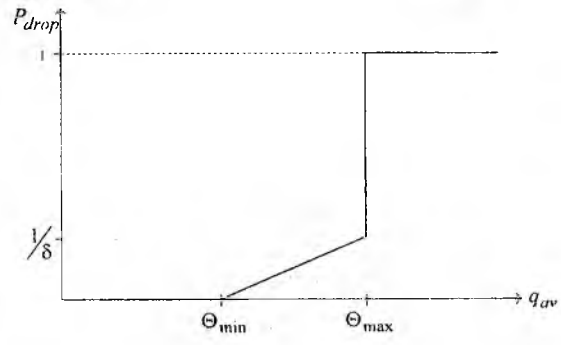


Рис. 2

В случае, когда средний размер очереди превышает верхнее пороговое значение $q_{av} > \Theta_{max}$, все прибывающие пакеты отбрасываются, P_{drop}=1.

Адаптивный подход в механизмах активного управления очередями

Несмотря на очевидные преимущества стандартного алгоритма RED, было показано [5], что он обладает рядом недостатков, связанных в первую очередь со статичностью настраиваемых параметров, отвечающих за реакцию на перегрузку в сети. Так, если канал не загружен и/или значение параметра P_{max} велико, большую часть времени средний размер очереди будет приблизительно равен нижнему порогу Θ_{min}. Если же канал загружен сильно либо значение параметра P_{max} мало, средняя очередь будет приблизительно равна верхнему порогу Θ_{max} или даже превышать его. Как результат, средняя задержка пребывания пакетов в очереди, которая является одним из основных показателей качества обслуживания, зависит, во-первых, от загрузки канала, во-вторых, от правильности выбора администратором значений параметров, а потому слабо поддается предсказанию [6]. Тем не менее, операторы сетей, предоставляющие услуги гарантированного качества, должны иметь возможность априори оценить задержки в сети, что указывает на важность выбора параметров RED с учетом характеристик трактов передачи и передаваемого через них трафика. В идеале это должны быть текущие, а не усредненные характеристики, что определяет необходимость перехода от статически конфигурируемых параметров к динамически подстраиваемым.

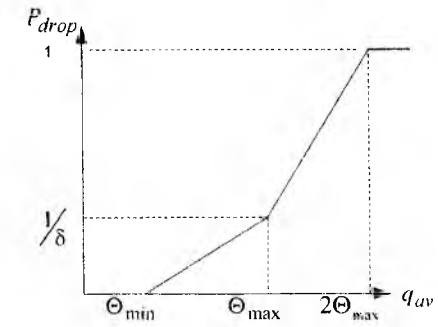


Рис. 3

Первой попыткой устранить выявленные в процессе эксплуатации недостатки стандартного RED было введение трех порогов вместо двух и добавление «плавного режима» (gentle mode) (рис. 3).

В настоящее время инженерами предложен ряд других, более эффективных решений, связанных с динамическим реконфигурированием параметров механизма отбрасывания. В основном [6–8] предложения по улучшению работы алгоритма стандартного RED базируются на сохранении его основных принципов функционирования, и состоят в том, чтобы путем внесения минимальных изменений производить автоматическую подстройку параметра P_{max}. Например, в работе [6] предполагается за счет динамического и адаптивного изменения параметра максимальной вероятности P_{max} добиться такой работы узла, при которой средний размер его очереди не просто принимает значения от Θ_{min} до Θ_{max}, но при этом еще и нахо-

дится в так называемой «целевой области» посредине Θ_{min} и Θ_{max}. С этой целью максимальная вероятность ограничивается диапазоном от 1 до 50 %, и изменяется фиксированными временными интервалами, превышающими среднее время обращения сегмента в сети (RTT).

Для изменения P_{max} используется метод аддитивного увеличения мультипликативного уменьшения. Общий алгоритм работы адаптивного варианта механизма RED (Adaptive RED, ARED), предложенного в [6], можно коротко описать следующим образом (рис. 4).

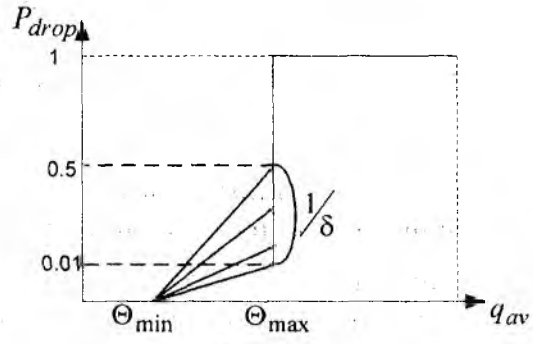


Рис. 4

Целью механизма ARED является удержание среднего размера очереди в интервале от $[\Theta_{min} + 0{,}4 * (\Theta_{max} - \Theta_{min})]$ до $[\Theta_{min} + 0{,}6 * (\Theta_{max} - \Theta_{min})]$. Тогда, если рассчитанный средний размер очереди q_{av} превышает свое целевое значение, и текущее значение максимальной вероятности отбрасывания $P_{max} \le 0{,}5$, то новое значение максимальной вероятности отбрасывания рассчитывается согласно

$$P_{max} = P_{max} + \alpha, \qquad (3)$$

где α – аддитивный коэффициент увеличения вероятности отбрасывания, $\alpha = \min(0{,}01; 1/4P_{max})$.

В ином случае, если рассчитанный средний размер очереди q_{av} меньше целевого значения и максимальная вероятность отбрасывания $P_{max} \ge 0{,}01$, новое значение максимальной вероятности отбрасывания вычисляется как

$$P_{max} = P_{max} * \varepsilon, \qquad (4)$$

где ε – мультипликативный параметр уменьшения вероятности отбрасывания, $\varepsilon = 0.9$.

Рекомендации относительно выбора весового коэффициента процедуры оценки β, общие для RED и ARED, $\beta = 1 - \exp(-1/C)$, где C – скорость канала передачи в пакетах в секунду.

Как видно из рис. 4, для определения вероятности отбрасывания пакета, алгоритм ARED использует набор линейно изменяющихся зависимостей $P_{max}(q_{av})$. После пересчета средней длины очереди q_{av} и сравнения его с целевым значением вычисляется новая максимальная вероятность отбрасывания P_{max}, которая по сути определяет наклон характеристики и конечную вероятность маркировки пакета. Стабильность ARED достигается путем медленных и нечастых изменений P_{max}. Однако именно с этим связан главный недостаток алгоритма ARED, предложенного в [6]: при стремительных изменениях уровня загруженности сети медленные изменения P_{max} не смогут предотвратить лавинообразное отбрасывание пакетов, т.е. допустят возникновение перегрузки сети.

Постановка задач адаптивного управления

С точки зрения теории оптимального управления механизм RED в стандартном его варианте [4] представляет собой практическую реализацию стохастического управления. Согласно общепринятому подходу [9] весь процесс решения подобного рода задач состоит из двух этапов. Первый связан со стохастическим оцениванием текущего состояния системы, а второй представляет собой детерминированную процедуру выработки управляющего воздействия. В терминологии RED состояние системы отражает величина среднего размера

очереди q_{av}, а ее вычисление (1) представляет собой процедуру стохастического оценивания случайной величины, известную как процедура Роббинса–Монро [10]. Дальнейшее принятие решения об отбрасывании по имеющемуся значению q_{av} носит чисто детерминированный характер (рис. 5). Однако, как было показано выше, проявившиеся недостатки стандартного механизма RED, связанные со статичностью параметров в процессе функционирования сети, приводят к необходимости пересмотра самой постановки задачи.

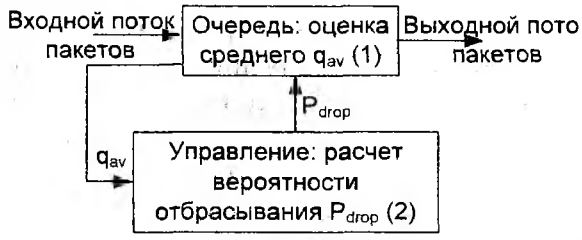


Рис. 5

Сформулируем задачу активного управления очередью следующим образом: путем регулирования количества отбрасываемых пакетов обеспечить максимально возможное значение полезной производительности сети G с точки зрения пользователя (Goodput) в условиях стохастически изменяющегося текущего размера очереди q_{cur}.

Как известно, в наибольшей степени значение производительности сети G снижается по причине лавинообразных отбрасываний пакетов на одном или нескольких узлах.

Для достижения максимальной производительности сети зависимость $P_{drop}^{mpб}(q_{av})$ на узлах сети должна носить нелинейный характер, при котором в области малых размеров очередей отбрасывание незначительно либо отсутствует, а при размере очереди, близком к перегрузке ($q_{av} \to \Theta_{\max}$) вероятность отбрасывания увеличивается, но не скачкообразно (рис. 6).

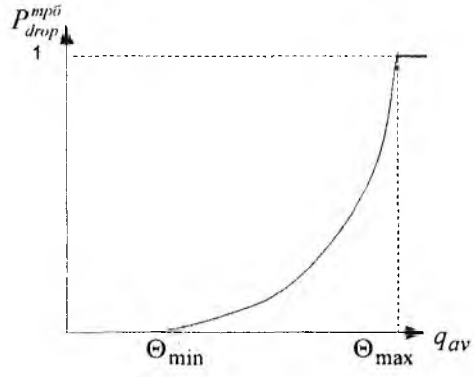


Рис. 6

Таким образом, цель управления может быть формализована как

$$\left| P_{drop}(q_{av}) - P_{drop}^{mpб}(q_{av}) \right| \le \Delta, \qquad (5)$$

где Δ – допустимое отклонение, $\Delta \ge 0$.

Уравнение управления в общем виде выглядит следующим образом

$$u_i = U(q_{av\,i}, \tau_i), \qquad (6)$$

где u_i – управляющее воздействие для i-го цикла управления; $U(\bullet)$ – правила, согласно которым определяется текущее управление; $q_{av\,i}$ – оценка состояния сети в i-м цикле управления τ_i – вектор подстраиваемых параметров.



Рис. 7

Если оставить уравнение управления стандартного RED (2) без изменений, придерживаясь принципа минимума вносимых изменений в уже существующие разработки, т.е. $u = P_{drop}$, то в качестве подстраиваемых параметров могут выступать: максимальная вероятность отбрасывания $P_{\max}$, минимальный $\Theta_{\min}$ и максимальный $\Theta_{\max}$ пороги, весовой коэффициент β. Тогда задача адаптации будет состоять в формировании векторов перечислен-

ных подстраиваемых параметров, а задача управления остается без изменений и заключается в расчете числа пакетов, подлежащих отбрасыванию (рис. 7). Правила формирования подстраиваемых параметров в полной мере определяются зависимостью $P_{drop}^{mpb}(q_{av})$, конкретный вид которой представляет собой предмет дальнейших исследований.

Выводы

Широко распространенный в практике эксплуатации сетей механизм раннего произвольного отбрасывания пакетов на узлах сети, призванный поддерживать средний размер очереди в заданных рамках и противостоять эффекту глобальной синхронизации, обладает рядом недостатков.

Главным образом они обусловлены статическим характером параметров механизма, которые задаются администратором при настройке сети и в дальнейшем не изменяются.

В связи с этим возникает необходимость перехода от статических к динамически подстраиваемым параметрам, а с точки зрения теории оптимального управления приводит к пересмотру самой постановки задачи отбрасывания и трактовке ее как задачи адаптивного управления.

Список литературы: 1. *Нехаенко А.* Интернет: перезагрузка // http://www.computerra.ru/vision /388550/. 2008. 2. *Jacobson V.* Congestion Avoidance and Control // Proceedings of SIGCOMM '88. 1988. P.314-329. 3. Stevens W. *RFC 2001* TCP Slow Start, Congestion Avoidance, Fast Retransmit. 4. *Braden B., Clark D., Crowcroft J.* and others *RFC 2309* Recommendations on Queue Management and Congestion Avoidance in the Internet. 5. *May M., Bolot J., Diot C., Lyles B.* Reasons Not to Deploy RED // Proc. of 7th. International Workshop on Quality of Service (IWQoS'99). 1999. pp.260–262. 6. *Floyd S., Gummadi R., Shenker S.* Adaptive RED: An Algorithm for Increasing the Robustness of RED's Active Queue Management // AT&T Center for Internet Research at ICSI. 2001. 7. *Feng W., Kandlur D., Saha D., Shin K.* Techniques for Eliminating Packet Loss in Congested TCP/IP Network // Technical report U. Michigan CSE 349-97. 1997. 8. *Feng W., Kandlur D., Saha D., Shin K.* A Self-Configuring RED Gateway // Proceedings of Infocom. 1999. 9. *Сейдж Э.П., Уайт Ч.С.* III Оптимальное управление системами. М.: Радио и связь, 1982. 392 с. 10. *Математичні* основи теорії телекомунікаційних систем. / За заг. ред. Поповського В.В. Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. 564 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.09.2009

УДК 621.372

Ю.И. ЛОСЕВ, д-р техн. наук, К.М. РУККАС, канд. техн. наук

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ДИНАМИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ТКС

Введение

Современные телекоммуникационные сети (ТКС) играют важную роль в обществе. Поэтому повышение эффективности ТКС является одной из важнейших задач. Одним из путей повышение эффективности ТКС является совершенствование системы динамического управления (СДУ) ТКС.

Основная часть

Система динамического управления осуществляет распределение сетевых ресурсов ТКС между абонентами сети с учетом качества обслуживания. Система динамического управления для каждого пользовательского потока выделяется определенный набор сетевых ресурсов. Под ресурсами сети R будем понимать пропускные способности каналов (вектор C), выделяемое время и емкость буферного ЗУ (вектор M).

Поскольку ТКС, как правило, является элементом сложных систем управления (СУ), то основной задачей ТКС будет обеспечение эффективного решения задач управления. Поскольку эффективность управления СУ определяется объемом информации о состоянии объекта СУ, то в качестве функции эффективности ТКС можно использовать суммарную скорость передачи ценной для решения задач управления информации V_{I_n}. Следовательно, СДУ должна так распределить ресурсы сети (т.е. найти такой вектор распределения ресурсов $\bar{r} \in \bar{R}$). чтобы выполнялось условие

$$\max_{\bar{R}} V_{I_n}(\bar{r}) \to \max . \qquad (1)$$

На сами ресурсы сети R накладываются ограничения, обусловленные топологией ТКС, которые можно записать в виде системы уравнений

$$Q \cdot \bar{r} \le d , \qquad (2)$$

где Q – матрица, описывающая ограничения накладываемые топологией ТКС.

Кроме того, существуют ограничения связанные алгоритмами функционирования ТКС, которые можно описать в виде

$$\bar{x}(n+1) = f(\bar{x}(n), \bar{r}(n), \bar{\xi}(n)) , \qquad (3)$$

где $\bar{x}(n+1)$ – вектор состояния ТКС на $n+1$ шаге; $\bar{r}(n)$ – вектор распределения ресурсов ТКС; $\bar{\xi}(n)$ – вектор-функция, описывающая воздействие случайных факторов.

Состояние сети постоянно меняется. Поэтому задача распределения ресурсов решается динамически. Сетевые ресурсы на k-м шаге управления $\bar{r}(k)$ выделяются непосредственно на доставку информации пользователей $\bar{r}_{ТКС}(k)$ и на нужды системы динамического управления $\bar{r}_{СДУ}(k)$, причем выполняется следующее ограничение:

$$\bar{r}_{ТКС}(k) + \bar{r}_{СДУ}(k) \le \bar{r}(k) . \qquad (4)$$

Как правило, объем ресурсов выделяемых на нужды СДУ составляет не более 10 % от общего объема ресурса, т.е.

$$\bar{r}_{СДУ}(k) \le 0.1 \cdot \bar{r}(k) . \qquad (5)$$

Задачу оптимального распределения сетевых ресурсов ТКС можно представить в следующем виде

$$\begin{aligned}
&\max_{\bar{r}_{TKC}(i)} \quad V_{I_Ц} = F(\bar{r}_{TKC}(0), \bar{x}(1), \bar{r}_{TKC}(1), \bar{x}(2), ..., \bar{r}_{TKC}(K-1), \bar{x}(K)) \\
&\bar{x}(n+1) = f(\bar{x}(n), \bar{r}(n), \bar{\xi}(n)) \\
&Q \cdot \bar{r}(k) = d \\
&\bar{r}(k) \geq 0 \\
&\bar{r}_{TKC}(k) + \bar{r}_{СДУ}(k) \leq \bar{r}(k) \\
&\bar{r}_{СДУ}(k) \leq 0.1 \cdot \bar{r}(k)
\end{aligned} \tag{6}$$

где K – число временных шагов.

Необходимо найти такую последовательность распределений ресурсов ТКС $\bar{r}_{TKC}(0)$, $\bar{r}_{TKC}(1), \ldots, \bar{r}_{TKC}(k), \ldots, \bar{r}_{TKC}(K)$, чтобы скорость передачи ценной информации $V_{I_Ц}$ была максимальной.

Успешное решение этой задачи определяется вероятностью правильного распределения сетевых ресурсов системой динамического управления $P_{пр}$. Значение этой вероятности зависит от следующих параметров: полнота перебора всех возможных альтернатив решений $P_{пол}$; полнота информации $P_{инф}$ и вероятности своевременного решения задачи распределения сетевых ресурсов $P_{вр}$

$$P_{пр} = f(P_{пол}, P_{инф}, P_{вр}). \tag{7}$$

При выборе функционала $f(P_{пол}, P_{инф}, P_{вр})$ необходимо учитывать, что вероятность правильного решения имеет значения в диапазоне от 0 до 1 (т.е. $P_{пр} \in [0;1]$). Если перебор вообще не осуществлялся, то вероятность $P_{пр}$ будет равна P_{k-1} (вероятность распределения ресурсов на предыдущем шаге). Если информация полностью устарела ($P_{инф} = 0$) и/или решение принято несвоевременно ($P_{вр} = 0$), тогда вероятность правильного распределения ресурсов $P_{пр}$ будет также равна P_{k-1}. Если все указанные вероятности будут равны 1, то вероятность правильного распределения ресурсов $P_{пр}$ будет также равна 1.

Лучше всего указанным условиям удовлетворяет функционал

$$P_{пр_K} = 1 - (1 - P_{K-1}) \cdot e^{-\frac{P_{пол} \cdot P_{инф} \cdot P_{вр}}{1 - P_{пол} \cdot P_{инф} \cdot P_{вр}}}. \tag{8}$$

Рассмотрим подробно получения каждого параметра данного выражения.

Полнота выбора альтернатив управления для информационного потока p-ого типа между i и j-ми УК $P_{ij\ пол}^{p}$ определяется как отношение исследованных альтернатив управления L_{ij}^{p} к общему числу возможных альтернатив N_{ij}^{p}. Тогда полноту выбора можно определить в виде следующего выражения

$$P_{ij\ пол}^{p} = \frac{L_{ij}^{p}}{N_{ij}^{p}}. \qquad (9)$$

Вероятность выбора альтернатив управления для ТКС в целом можно определить следующим образом

$$P_{пол} = \frac{1}{S}\sum P_{ij\ пол}^{p}, \qquad (10)$$

где S – общее число всех возможных информационных потоков.

Пусть в ТКС имеется V узлов коммутации и U каналов связи. В каждом i-м узле возникают информационные потоки p-го типа между i и j узлами с интенсивностью λ_{ij}^{p}. Для каждого такого потока необходимо решить задачу динамического управления. Для каждого потока необходимо выделить сетевые ресурсы, чтобы обеспечить требуемое качество обслуживания. Оценим сложность решения задачи ДУ для отдельного потока. Предположим, что в сети существует Q возможных маршрутов между i и j узлами. Из них только $Q_{доп}$ маршрутов могут обеспечить требуемое качество обслуживания. Каждый маршрут представляет собой совокупность l узлов и каналов между конечными узлами. На каждом узле необходимо определить требуемую полосу пропускания C и необходимую емкость буферного ЗУ M.

Выбор оптимального варианта связан с полным перебором всех возможных маршрутов и значений пропускных способностей каналов связи и емкости буферных ЗУ на этих маршрутах. Пусть требуемая емкость ЗУ, измеряемая количеством сохраненных блоков информации, может иметь значения от 0 до M_i, а возможные значения пропускной способности, измеряемое в *бит/с*, может изменяться с шагом ΔC в интервале $\left[C_{ij\min}, C_{ij\max}\right]$.

Тогда оптимальное решение означает вектор оптимальных значений пропускных способностей и емкости буферного ЗУ, выделяемых для данного потока. Тогда поиском оптимального решения является перебор всех значений емкости буферного ЗУ и всех возможных значений пропускной способности каналов связи для всех возможных маршрутов.

Для отдельного q-го маршрута состоящего из l_q-узлов число возможных вариантов можно представить в следующем виде:

$$N^{q}{}_{ij} = \prod_{l=1}^{l_q} M_l \cdot \prod_{l=1}^{l_q} \left\lfloor \frac{C_{\max}^{l} - C_{\min}^{l}}{\Delta C_l} \right\rfloor \qquad (11)$$

Если емкости ЗУ на всех УК данного маршрута и все пропускные способности данного маршрута одинаковы, то будет справедливо выражение

$$N^{q}{}_{ij} = M_l{}^{l_q} \cdot \left\lfloor \frac{C_{\max}^{l} - C_{\min}^{l}}{\Delta C_l} \right\rfloor^{l_q}. \qquad (12)$$

Соответственно, для всех Q маршрутов число всех вариантов составит

$$N_{ij} = \prod_{q=1}^{Q} N^{q}{}_{ij} = \prod_{q=1}^{Q}\prod_{l=1}^{l_q} M_l \cdot \prod_{l=1}^{l_q} \left\lfloor \frac{C_{\max}^{l} - C_{\min}^{l}}{\Delta C_l} \right\rfloor. \qquad (13)$$

Задачу оптимального распределения ресурсов необходимо решить для всех потоков ТКС. Общее число задач, которое необходимо решить за интервал времени T, можно представить в виде

$$N_p = \sum_i \sum_j \sum_p \lambda_{ij}^p \cdot T . \tag{14}$$

Для каждого потока необходимо рассмотреть N_{ij} вариантов. Тогда общее число вариантов, которые необходимо рассмотреть за время T, можно определить следующим образом:

$$N = N_{ij} * \sum_i \sum_j \sum_p \lambda_{ij}^p \cdot T = \prod_{q=1}^{Q} \prod_{l=1}^{l_q} M_l \cdot \prod_{l=1}^{l_q} \left\lfloor \frac{C_{\max}^l - C_{\min}^l}{\Delta C_l} \right\rfloor * \sum_i \sum_j \sum_p \lambda_{ij}^p \cdot T . \tag{15}$$

Число возможных вариантов альтернатив можно уменьшить, используя целенаправленный перебор. Число исследованных альтернатив L ограничивается производительностью центра управления и допустимым временем управления $T_{упр}$, которое является суммой времени сбора информации $T_{сбор}$, принятия решения $T_{пр}$ и доведения управляющей информации до соответствующих сетевых устройств $T_{дов}$.

Полнота информации означает наличие необходимой информации для принятия правильного решения. Если вся необходимая информация присутствует, то данный показатель равен 1. Этот показатель можно представить как соотношение полученной информации управления $J_{дост}$ к необходимой информации $J_{\max}$.

При отсутствии информации вероятность $P_{инф}(t)$ снижается до величины P_0. Такое снижение эффективности системы мониторинга в зависимости от полученной информации должно происходить по какому-либо нелинейному закону.

Этот закон должен быть таким, чтобы при наличии малого количества информации чувствительность показателя эффективности к изменению количества информации должна быть выше, чем при наличии большого количества информации. Указанным условиям удовлетворяет выражение вида

$$P_{инф}(t) = 1 - (1 - P_0) \cdot e^{-\frac{I_{дост}(t)}{I_{\max} - I_{дост}(t)}}, \tag{16}$$

где $P_{инф}, P_0$ – соответственно вероятность правильного решения после получения информации управления и до его получения, $I_{дост}(t)$ – количество полученной информации, $I_{\max}$ – максимальное количество информации для эффективного решения поставленных задач.

За время доставки информация стареет. В данном случае под старением информации понимается уменьшение со временем ее ценности, т.е. уменьшение вероятности $P_{1i}(t)$.

Зависимость $P_{1i}(t)$ определяется конкретной решаемой задачей и задается законом изменения функции $I_{0i}(t)$. Однако можно указать и некоторые общие требования, которыми должна удовлетворять функция $I_{0i}(t)$.

Вероятность своевременного решения задачи распределения ресурсов зависит от скорости старения информации. Эта вероятность можно представить в виде функционала $P_{вр} = f(T)$, где T – время решения задач динамического управления. Как правило, данный функционал будет убывающим. При $T \approx 0$ вероятность своевременного решения $P_{вр}$ стремится к 1. С увеличением значения времени вероятность $P_{вр}$ стремится к нулю.

Вероятность своевременного решения определяется интенсивностью поступления заявок (входных потоков) λ_{Σ} и интенсивностью обслуживания μ_{Σ}. Систему принятия решения можно рассматривать как систему массового обслуживания с ограниченным временем пребывания заявки в системе. Каждая задача по распределению сетевых ресурсов должна быть находиться в системе не более чем допустимое время управления $T_{упр}$.

Выводы

В статье предложена математическая модель системы динамического управления ТКС. Данная модель позволяет исследовать эффективность различных вариантов построения системы динамического управления ТКС с учетом качества управляющей информации, количества сетевых ресурсов, выделенных для решения задач динамического управления, временных ограничений.

Список литературы: 1. *Поповский В.В.* Модель управления реструктуризацией телекоммуникационной сети // Радиотехника. 2004. Вып.138. С. 25–31. 2. *Лосев Ю. И., Руккас К.М.* Алгоритм функционирования многоагентной системы динамического управления компьютерными сетями // Вісник Харків. нац. ун-ту. Сер. „Математичне моделювання. Інформаційні технології. Автоматизовані системи управління". 2005. Вип. 5 (№703). С. 165-172. 3. *Компьютерные сети.* Принципы, технологии, протоколы: Учебник для вузов. 2-е изд. / В.Г. Олифер, Н.А.Олифер. СПб.: Питер, 2003. 864 с. 4. *Vila P., Marzo J.L., Fabregat R., Harle D.* A multi-agent Approach to Dynamic Virtual Path Management in ATM Network. IMPACT`99 Workshop. Seattle December 1999. 5. *H. Yamaki, M.P. Wellman, T. Ishida* A Market-Based Approach for Allocating QoS to Multimedia Applications. ICMAS-96, pp.385-392, 1996.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 03.09.2009

УДК. 681.513

Е.Б. КОРОВЧЕНКО, САЛМАН АМЕР МУСХИН

ПРИМЕНЕНИЕ ФОРМАЛЬНЫХ ГРАММАТИК КАК МЕТОДА АНАЛИЗА МОДЕЛЕЙ ТКС, ПОСТРОЕННЫХ НА ОСНОВЕ Е-СЕТЕЙ

Введение

Анализ свойств и характеристик системы информационного обмена, как правило, проводится на основе математической модели[1]. Одним из методов моделирования телекоммуникационных систем является аппарат Е-сетей. Одним из достоинств Е-сетей является возможность анализа системы без проведения имитационного моделирования. В результате такого анализа имеется возможность оценить структурные характеристики системы (взаимодействие между блоками системы, перечень реализуемых функций).

Постановка задачи

Разработать модель, позволяющую исследовать процесс взаимоблокировки на этапе установления TCP соединения. На основе формальных грамматик исследовать последовательность событий системы, приводящих к взаимоблокировке. Рассмотреть возможности контекстно-зависимых регулярных языков по решению данной задачи.

Основная часть

Протокол TCP является протоколом, ориентированным на соединение. Перед тем как какой-либо узел (клиент) может послать данные другому узлу (серверу), между ними должно быть установлено соединение[2].

Для моделирования поведения узлов при установлении соединения применяются маркированные графы Е-сетей [3].

Е-сеть задается как двудольный ориентированный граф, описываемый множеством

$$E = \{P, H, L, D, A, M_0\}, \tag{1}$$

где P – конечное множество мест; H – конечное множество переходов; L – прямая функция инцидентности; D – обратная функция инцидентности; A – конечное множество характеристик переходов; M_0 – начальная разметка сети.

Множества P, H удовлетворяют следующим условиям: $P \neq \varnothing$, $H \neq \varnothing$, $P \cap H = 0$ (граф E-сети должен содержать хотя бы один переход и одно место, причем вершина графа не может быть одновременно элементом множеств P и H).

Переходы Е-сети моделируют события не только на уровне выполнения всех требуемых условий, но и отражают также ряд операций, связанных с осуществлением события. Реализация событий зависит от вектора атрибутов меток. Набор операций и условия их выполнения задаются процедурой перехода ρ. В общем виде операция Ξ над i-м описателем метки на переходе t_k при истинности j-го предиката, задающего набор требуемых условий, может быть представлена как:

$$l_{Rij} = \{ M(t_R(i))) := \Xi (M(t_R(i)))\}; \tag{2}$$

Е-сеть задает конкретные детерминированные структуру модели и алгоритм ее функционирования, отображая динамику поведения системы.

При совместном функционировании двух динамических систем существует вероятность попытки одновременного установления соединения. Данная ситуация характеризуется тем, что одновременно осуществляется отсылка сигнала SYN первым и вторым узлами.

В результате такой последовательности действий в системе возникает коллизия [2]. Модель системы, построенная на основе аппарата Е-сетей, позволяет установить факт возникновения коллизий, достижение меткой «тупиковых» позиций, пассивность сети. Граф Е-сети

рис. 1) представляет так называемое «одновременное открытие» – попытку установления соединения двумя узлами за один и тот же промежуток времени по одному каналу связи.

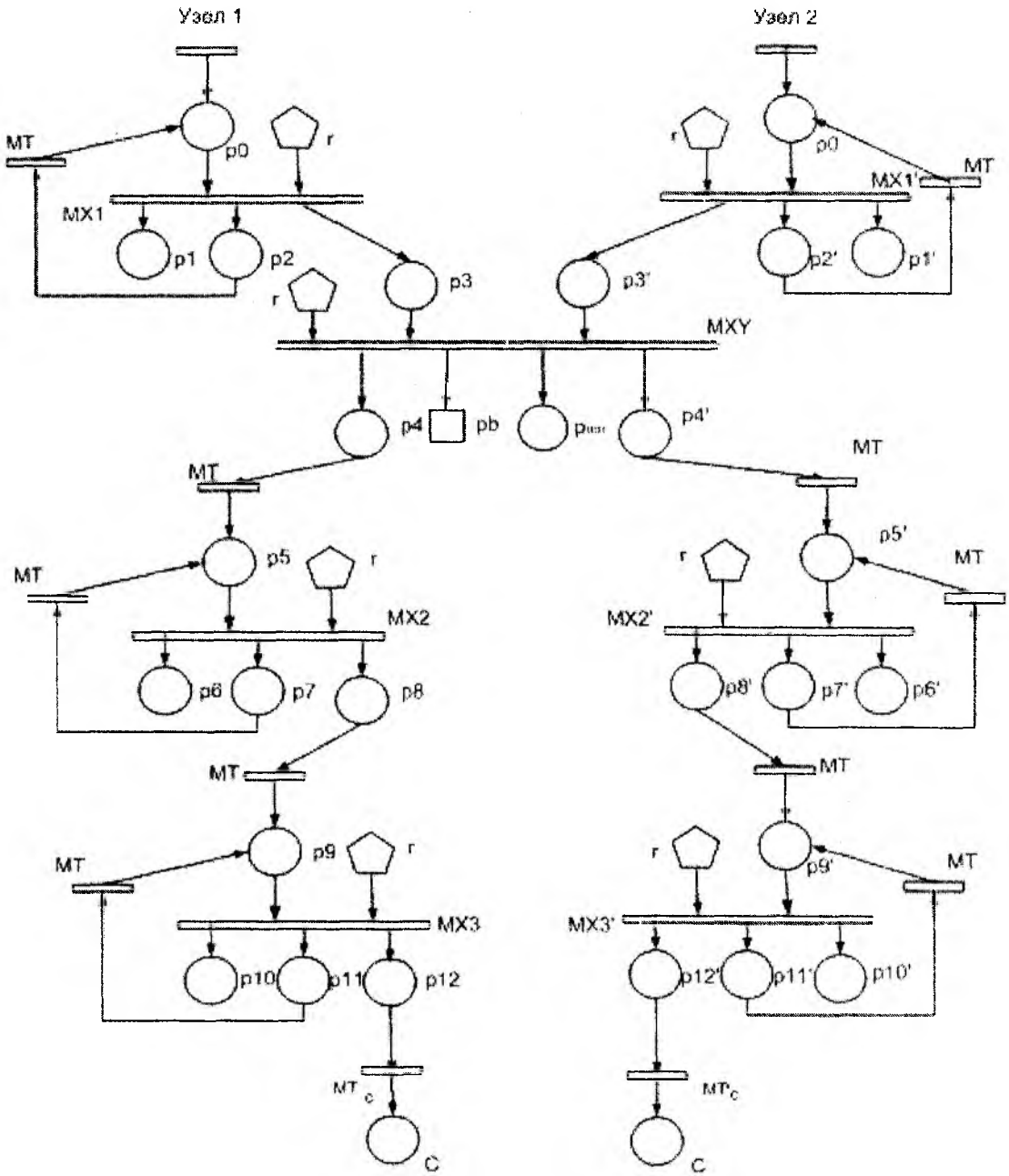


Рис. 1

Позиции p_0 и p_0' – позиции открытия соединения, которые определяют генерирование YN как первым, так и вторым узлом. Разметка, отображающая начальное состояние системы – f_0 = (1,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0, 0,1,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0).

Начальная разметка сети (для двух параллельных процессов): $M(p_0)=1$ и $M(p_0')=1$. ереходы MX_1 и MX_1' являются управляющими переходами. Как переход MX_1, так и MX_1' зможно выполнить при следующих условиях $M(p_1)=M(p_2)=M(p_3)=0$.

Выполнение каждого перехода в системе задается логикой предиката r. Вектор атрибутов етки включает в себя: счетчик попыток генерации сообщений (SYN, ACK) – k, параметр, дающий направление перехода, в зависимости от количества потерянных пакетов – Pn.

Условия выполнения перехода MX_1 можно задать следующим образом. Вектор метки содержит имеет два атрибута *A (k, Pnep):*

Если *A(k) = =3*, то позиция p_1;

Если *A(k)< 3,* $f(A(\mathrm{P}_n))$, то позиция p_2;

Либо *A(k)< 3,* $1-f(A(P_n))$, то позиция p_3;

Процедура перехода MX_1 представлена следующим образом:

$$\rho(MX_1)=\left\{\begin{array}{l} M(p_0(A(k)=3)\mid:=M(p_1);M(p_0(A(k)<3\wedge P_n\mid:=M(p_2(A(k)=A(k)+1);\\ M(p_0(A(k)<3\wedge(1-P_n)\mid:=M(p_3)). \end{array}\right\}. \quad (3)$$

Аналогично задается управляющий переход $MX_1^{'}$. Вектор метки для данного перехода имеет два атрибута *A ' (k, Pnep).*

Условия выполнения перехода $MX_1^{'}$:

если *A(k) = =3*, то позиция $p_1^{'}$;

если *A(k)< 3,* $f(A^{'}(\mathrm{P}_n))$, то позиция $p_2^{'}$;

либо *A(k)< 3,* $1-f(A^{'}(\mathrm{P}_n))$, то позиция $p_3^{'}$;

где a – численное значение, указывающее на процесс генерации сообщения SYN, $a\in[0,1]$

Процедура перехода имеет следующий вид:

$$\rho(MX'_1)=\left\{\begin{array}{l} M(p_0^{'}(A^{'}(k)=3)\mid:=M(p_1^{'});M(p_0(A^{'}(k)<3\wedge P_n\mid:=M(p_2^{1}(A^{'}(k)=A^{'}(k)+1);\\ M(p_0^{'}(A^{'}(k)<3\wedge(1-P_n)\mid:=M(p_3^{'})). \end{array}\right\}. \quad (4)$$

Если сообщение SYN сгенерировано (что соответствует позиции p_2 и $p_2^{'}$) и оба узла отправляют сообщение SYN, в зависимости от состояния сети и при условии, что в выходных позициях p_4 и $p_4^{'}$ меток нет, возможны три ситуации, которые определяются переходом MXY.

Условия выполнения перехода MXY:

Если $M(p_3)=M(p_3^{'})=1$, то позиция p_b;

Если $M(p_3)\neq M(p_3^{'})$, при $M(p_3)=1$ и $f(A(P_n))$ – позиция $p_{\text{тб}}$ или $M(p_3)\neq M(p_3^{'})$ и при $M(p_3)=1$ и $(1-f(A(P_n)))$ по позиция p_4;

Либо $M(p_3)\neq M(p_3^{'})$, $M(p_3^{'})=1$ и $f(A(P_n))$ – позиция $p_{\text{тб}}$ или $M(p_3)\neq M(p_3^{'})$ и при $M(p_3)=1$ и $(1-f(A(P_n)))$ – позиция $p_4^{'}$.

Процедура выполнения перехода MXY может быть представлена следующим образом:

$$\rho(MXY)=\left\{\begin{array}{l} M(p_3,p_3^{'})\mid:=M(p_b);M(p_3,\overline{p_3^{'}})\wedge M(p_3)=1\wedge P_n)\mid:=M(p_n);\\ M(p_3,\overline{p_3^{'}})\wedge M(p_3)=1\wedge(1-P_n)\mid:=M(p_4);\\ M(p_3,\overline{p_3^{'}})\wedge M(p_3^{'})=1\wedge(1-P_n)\mid:=M(p_4^{'});M(p_3,\overline{p_3^{'}})\wedge M(p_3^{'})=1\wedge P_n)\mid:=M(p_i^{'}); \end{array}\right\}. \quad (5)$$

При получении сообщения SYN от первого узла второй узел генерирует сообщение ACK, позиция $p_5^{'}$ – представлено управляющим переходом $MX_2^{'}$.

MX_2' возможен при следующих условиях: $M(p_5')=1$ и $M(p_5')=M(p_6')=M(p_7')=0$. Вектор метки данного перехода содержит два атрибута A' (*k, Pпер*).

Условия выполнения перехода MX_2':

если $A(k) = =3$, то позиция p_6';

если $A(k)< 3$, $f(A'(\mathrm{P}_n))$, то позиция p_7';

либо $A(k)< 3$, $1-f(A'(\mathrm{P}_n))$, то позиция p_8';

Процедура перехода MX_2':

$$\rho(MX_2') = \begin{Bmatrix} M(p_5'(A'(k)=3)) := M(p_6'); M(p_5'(A'(k)<3 \wedge P_n) := M(p_7'(A'(k)=A'(k)+1); \\ M(p_5'(A'(k)<3 \wedge (1-P_n)) := M(p_8')). \end{Bmatrix}. \quad (6)$$

Условия выполнения перехода MX_3' заданы следующим образом. Вектор метки данного перехода также имеет два атрибута A' *(k, Pпер)*:

если $A(k) = =3$, то позиция p_{10}';

если $A(k)< 3$, $f(A'(\mathrm{P}_n))$, то позиция p_{11}';

либо $A(k)< 3$, $1-f(A'(\mathrm{P}_n))$, то позиция p_{12}',

где a – значение, указывающее на вероятность генерации сообщения ACK, $a \in [0,1]$

Процедура перехода MX_3':

$$\rho(MX_3') = \begin{Bmatrix} M(p_9'(A'(k)=3)) := M(p_{10}'); M(p_9(A'(k)<3 \wedge P_n) := M(p_{11}'(A'(k)=A'(k)+1); \\ M(p_9'(A'(k)<3 \wedge (1-P_n)) := M(p_{12}')). \end{Bmatrix} \quad (7)$$

Предположим, что сообщение ACK отправлено, метка находится в позиции p_{12}'.

Переходы MT_c и MT_c' соответствуют установлению соединения.

Одним из этапов моделирования является анализ основных свойств модели и определение степени ее соответствия реальному объекту, процессу или системе. На данном этапе определяются качественные и количественные характеристики моделируемой системы. Качественные характеристики системы зависят от ее структуры и взаимодействия элементов [1]. По результатам анализа качественных характеристик создаются рекомендации по построению окончательной структурной базы модели согласно основным требованиям к реальной системе.

Теория Е-сетей и методы анализа моделей, построенных с помощью аппарата Е-сетей, является малоизученной областью. Так как Е-сети представляют расширение сетей Петри, в основу анализа Е-сетей положен метод анализа сетей Петри. Языки сетей Петри и Е-сетей, исходя из общей теории формальных грамматик, могут быть бесконечными, поэтому на их формирование накладывается ряд ограничений. Обобщенный вид языка сети Петри можно представить следующим образом [4, 5]:

$$L(C) = \{\alpha \in \Sigma^* \mid \delta(s,\alpha) \in F\}, \quad (8)$$

где α – последовательность запускаемых переходов; Σ^* – множество всех строк из алфавита Σ, включая пустую строку, $\delta(s,\alpha)$ – функция срабатывания переходов; S – начальное состояние системы; F – множество заключительных состояний.

Для определения классов языков сетей Петри необходимо определить начальное состояние, алфавит и множество заключительных состояний сети. Определение заключительных

состояний сети оказывает наибольшее влияние на формирование языка сетей Петри и Е-сетей.

Язык *L*-класса является наиболее мощным из всего класса языков, но свойственное ему требование о том, что для порождения языка необходимо прийти точно к заключительному состоянию, не всегда выполнимо[4, 6].

Формальное представления языка *L*-класса:

$$L(C) = \{\alpha(\beta) \in \Sigma^* \mid \beta \in T^* \grave{e}\, \delta(\mu,\beta) \in F\}, \qquad (9)$$

где β - последовательность срабатываемых переходов.

Формальное представления языка P-класса следующее:

$$L(C) = \{\alpha(\beta) \in \Sigma^* \mid \beta \in T^* \text{ и определены все множества } \delta(\mu,\beta)\}; \qquad (10)$$

Языки Е-сетей являются производными языков сетей Петри, относящихся к классу регулярных языков. Грамматики, порождающие языки сетей Петри и языки Е-сетей, имеют сходные свойства, но при построении языка Е-сети необходимо учитывать правила запуска отдельных переходов, функция $\delta(s,\alpha)$ зависит от атрибутов меток.

При анализе системы с помощью метода формальных грамматик, трудноразрешимыми являются такие задачи, как ограниченность и сохранение количества меток в системе. При достижении заключительного состояния системы возможен неоднократный запуск некоторых переходов, степень перехода в последовательности α указывает на количество его запусков.

При построении языка *L* - , *P*- типа Е-сетей возможно произвести анализ таких свойств системы как активность, возникновение коллизий, покрываемость и достижимость определенной маркировки в системе.

Языком *L*-типа для представленного графа модели является последовательность:

$$L(C)=\{p_0^m p_2^3 p_3^n p_4^l p_5^l p_7^3 p_8^k p_9^k p_{11}^3 p_{12}^x p_0^{'m} p_1^{'n} p_2^{'3} c^x \bigcup p_0^{'m} p_2^{'3} p_1^{'n} p_4^{'l} p_5^{'l} p_7^{'3} p_8^{'k} p_9^{'k} p_{11}^{'3} p_{12}^{'x} p_0^m p_1^n p_2^3 c^x \mid m \ge n \ge l \ge k \ge x \ge 0\},$$

Следует отметить, что при построении языка *L*-класса для приведенного выше графа модели учитывалось свойство замкнутости языка *L*-класса к объединения двух моделей систем [4]. Указана возможность открытия соединения как первым, так и вторым узлом. Язык *P*-класса, представляющий все возможные последовательности запусков переходов, является более громоздким, но включает в себя все потенциально достижимые позиции графа.

$$P(C)=\left\{\begin{array}{l}
(p_0^m p_2^3 p_1^g \mid m \ge g \ge 0) \bigcup (p_0^m p_3^n p_0^{'m} p_3^{''r} p_M^l \mid m \ge n \ge l \ge 0) \bigcup (p_0^{'m} p_2^{'3} p_1^{''w} \mid m \ge g \ge 0) \bigcup (p_0^m p_2^3 p_3^{''n} p_{rM}^l \mid m \ge n \ge l \ge 0) \\
\bigcup (p_0^{'m} p_2^{'3} p_3^n p_{rM}^l \mid m \ge n \ge l \ge 0) \bigcup (p_0^m p_2^3 p_3^n p_4^l p_5^l p_7^k p_6^x \mid m \ge n \ge l \ge k \ge x \ge 0) \\
\bigcup (p_0^{'m} p_2^{'3} p_3^{''n} p_4^{''l} p_5^{''l} p_7^{''k} p_6^{''x} \mid m \ge n \ge l \ge k \ge x \ge 0) \\
\bigcup (p_0^m p_2^3 p_3^n p_4^l p_5^l p_7^3 p_8^k p_9^k p_{11}^3 p_{10}^h \mid m \ge n \ge l \ge k \ge b \ge 0) \\
\bigcup (p_0^{'m} p_2^{'3} p_3^{''n} p_4^{''l} p_5^{''l} p_7^{''3} p_8^{''k} p_9^{''k} p_{11}^{''3} p_{10}^{''h} \mid m \ge n \ge l \ge k \ge b \ge 0) \\
\bigcup (p_0^m p_2^3 p_3^{''n} p_4^l p_5^l p_7^3 p_8^k p_9^k p_{11}^3 p_{12}^x p_0^{'m} p_1^{'n} p_2^{'3} c^x \bigcup p_0^{'m} p_2^{'3} p_1^{'n} p_4^{''l} p_5^{''l} p_7^{''3} p_8^{''k} p_9^{''k} p_{11}^{''3} p_{12}^{''x} p_0^m p_1^{''n} p_2^{3} c^x \mid m \ge n \ge l \ge k \ge x \ge 0)
\end{array}\right\},$$

Язык *L*-класса содержит последовательность, приводящую строго к заключительному состоянию системы, факт возникновения коллизии не отображается, язык *P*-класса содержит все возможные последовательности запусков переходов для графа Е-сети. Грамматика, построенная для языка *P*-класса, позволяет определить последовательность событий, приво-

дящую к возникновению коллизий и «тупиков» в системе (коллизия в сети условно определяется попадание метки в позицию p_{bl}).

Выводы

Применение формальных грамматик и разработанных контекстно-зависимых языков дает возможность описать последовательность изменений состояний в системе без применения имитационного моделирования. Основными классами языков, которые могут быть сформулированы для систем, построенных на основе Е-сетей, являются языки *L*- и *P*- класса. Отображение динамики запусков переходов в сформулированных предложениях языков *L*- и *P*- класса позволяет установить последовательность переходов, необходимых для достижения заданной вершины, определить вероятность возникновения того или иного события в системе. Язык *L*-класса является наиболее мощным множеством, однако по определению он не позволяет рассмотреть все возможные достижимые позиции в системе.

Существенную роль при качественном анализе модели системы выполняет язык *P*-класса, который содержит наиболее полную информацию о динамике поведения системы и множестве ее достижимости, позволяет описать последовательность запусков переходов, которые приводят к возникновению коллизии или возникновению «тупика».

Список литературы: 1 *Советов Б. Я., Яковлев С. А.* Моделирование систем: Учеб. для вузов. 3-е изд. М.: Высш. шк., 2001. 343 с. 2. *Олифер В.Г., Олифер Н.А.* Компьютерные сети. Принципы,технологии, протоколы. СПб.: Питер, 2000. 672 с. 3. *Лосев Ю.И. Шматков С.И. Дуравкин Е. В.* Применение методов анализа Е-сетей к моделям СОД // Радиотехника. 2002. №.132. 4. *Питерсон Дж.* Теория сетей Петри и моделирование систем. М. Мир, 1984. 264 с. 5. *Захаров Н. Г. , Рогов В. Н.* Синтез цифровых автоматов: Учеб. пособие. Ульяновск: УлГТУ, 2003. 139с. 6. *Котов В. Е.* Сети Петри. М.: Наука, 1984. 160с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 27.09.2009

ОПТИМИЗАЦИЯ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ И ТЕХНОЛОГИЙ

УДК621.396.677.49

Ю.Ю. КОЛЯДЕНКО, д-р техн. наук, АХМЕД ДЖАМИЛЬ МУСЛИМ

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ MIMO ТЕХНОЛОГИИ В WIMAX СИСТЕМАХ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ

Введение

В настоящее время стремительными темпами происходит развитие сетей передачи данных. Это особенно заметно по активным процессам международной стандартизации, производства оборудования и развертывания беспроводных вычислительных сетей. Среди них все большее распространение получают, например, такие технологии как персональные сети IEEE 802.15 (Bluetooth), применяемые для связи компьютера с периферийным оборудованием и локальные сети IEEE 802.11 (Wi-Fi), активно используемые для организации зон общего доступа (hot-spot) в глобальную сеть Интернет. К настоящему моменту также принят и используется международный стандарт универсальных городских сетей IEEE 802.16 (WiMAX), в которых беспроводной широкополосный доступ используется очень широким спектром приложений – от традиционного голосового сервиса до современных мультимедиа-приложений [1, 2].

Наличие общего канала связи, коллективно используемого абонентами (зачастую очень большим их числом) является общей чертой современных и перспективных беспроводных телекоммуникационных систем. Вызванная практикой необходимость обеспечения максимально эффективного использования ограниченного ресурса беспроводного канала большим числом абонентов определяет огромный интерес и актуальность исследований в области анализа помехоустойчивости и электромагнитной совместимости таких систем. В системах WiMAX кроме канального кодирования, адаптивного выбора метода модуляции 16 QAM. 64 QAM, QPSK или OFDM 256 и регулировки мощности передатчика для обеспечения помехоустойчивости не предусмотрены другие механизмы. Все разработки в системах WiMAX направлены на повышение скорости передачи, в том числе на использование MIMO технологии. Поэтому на данный момент возникает актуальная задача анализа эффективности систем WiMAX, использующих MIMO технологию в условиях помех.

Основная часть

1. Многоантенные системы с несколькими пространственными каналами

Для достижения высоких скоростей передачи данных в стационарных и подвижных WiMAX системах используют многоантенную технику.

В системах с несколькими пространственными каналами как в передатчике, так и в приемнике используются несколько антенн. Их называют системами с многими входами и многими выходами (MIMO – Multiple Input Multiple Output). Полагается, что число передающих антенн не больше числа приемных ($N_t \le N_r$). В этом случае можно получить скорости передачи информации, близкие к предельным без адаптации, т.е. если параметры канала известны в передатчике [1, 3].

В MIMO-системе связи с N_t передающими и N_r приемными антеннами при $N_t \le N_r$ входной поток данных делится на N_t подпотоков.

Последовательно-параллельный демультиплексор выполняет это разделение. Каждый подпоток после кодирования и модуляции излучается отдельной антенной. Все N_t подпотоков излучаются одновременно в одной и той же полосе частот. Для всех подпотоков могут использоваться идентичные коды и модуляторы.

Излученные N_t потоков создают сигналы в каждой из N_r приемных антенн. Т.е. сигнал в каждой приемной антенне – это смесь N_t излученных сигналов, умноженных на комплексные передаточные функции (феддинги) от соответствующих передающих антенн к рассматриваемой приемной антенне. Иначе говоря, вектор принятых сигналов r представляет произведение матрицы канала H на вектор излученных сигналов d

$$r(t) = Hd(t). \qquad (1)$$

Матрица канала измеряется перед передачей информации и считается известной в приемнике.

Далее в приемнике решается задача разделения и оценки излученных N_t сигналов. Для этого нужно решить систему из N_r уравнений с N_t неизвестными. Организованная таким образом MIMO-система связи обеспечивает передачу информации по N_t пространственным каналам. Причем все каналы работают в одной и той же полосе частот и разделяются только за счет пространственного разнесения излучающих и приемных антенн.

Можно также дать иное пояснение принципу работы MIMO-системы, которое в большей степени опирается на физику и в меньшей – на математику. Приемную антенную систему вместе с пространственным декодером можно рассматривать как антенную решетку с многолучевой диаграммой направленности. Причем каждый из лучей формируется так, чтобы он был направлен только на одну приемную антенну, на все остальные антенны должны быть направлены нули сформированного луча. В этой трактовке пространственное разделение источников объяснятся сложным характером диаграммы направленности антенной системы приемника. Следует учитывать, что в формировании диаграммы участвуют не только N_r приемных антенн, но и многолучевая среда распространения волн. Приемник должен следить за изменением среды и постоянно менять положение лучей в пространстве.

Возможность одновременной передачи информации по нескольким пространственным каналам объясняет высокую спектральную эффективность многоантенных систем и пристальное внимание к ним со стороны разработчиков высокоскоростных систем радиосвязи [4 - 6].

В WiMAX системах для пространственного декодирования используется алгоритм BLAST. Рассмотрим более подробно данный алгоритм.

2. Алгоритм BLAST-пространственного декодирования

Полагаем, что вектор принятых сигналов на выходе приемника связан с вектором излучаемых символов равенством

$$r(t) = Hd(t) + n(t), \qquad (2)$$

где t – дискретное время; $r(t)$— вектор размерности N_r; $d(t)$ – вектор размерности N_t; $n(t)$ – N_r-мерный комплексный вектор шума; H – матрица канала размерности $N_r \times N_t$.

Будем считать, что элементы матрицы канала не зависят от частоты, канал имеет плоскую частотную характеристику. Для всей используемой в WIMAX-системах полосы это предположение несправедливо [1]. Однако при использовании OFDM это предположение справедливо для окрестности каждой поднесущей частоты. Полагается, что соотношение (2) и последующие зависимости используются на каждой поднесущей частоте и для каждой из них измерена и известна матрица H.

Вектор $n(t)$ в (2) – это N_r независимых компонентов шума, то есть соответствующая ему ковариационная матрица имеет вид

$$R_{nn} = E\left\{n(t)n^H(t)\right\} = \sigma_n^2 I_{Nr\times Nr},$$

где σ_n^2 – дисперсия шума. Полагаем, что передача информации идет N_t независимыми потоками, общая мощность между которыми распределена равномерно. Поскольку информационные потоки, которые также случайны, являются не связанными между собой, то ковариационная матрица вектора d имеет вид

$$R_{dd} = E\left\{d(t)d^H(t)\right\} = \sigma_d^2 I_{Nr\times Nr},$$

где σ_d^2 – средняя мощность сигнала, излучаемого одной антенной. Она связана с общей мощностью равенством:

$$\sigma_d^2 = \frac{P}{N_t}.$$

Введем вектор ошибки $e(t)$, определяемый разностью между переданным вектором данных и его оценкой:

$$e(t) = d(t) - \hat{d}(t).$$

Задача минимизации среднего квадрата ошибки приводит к следующему решению. Для получения оптимальной оценки выходной вектор $r(t)$ следует пропустить через фильтр (MMSE-фильтр), определяемый матрицей G

$$G = H\left[H^H H + \alpha I_{Nt\times Nt}\right]^{-1} = HQ, \tag{3}$$

α – действительный параметр регуляризации,

$$\alpha = N_t\frac{\sigma_n^2}{P} = \frac{N_t}{h^2}. \tag{4}$$

Отсутствие регуляризации приводит к увеличению шумов, особенно если матрица $H^H H$ является плохо обусловленной.

В BLAST-алгоритме детектирование N_t переданных символов (оценка вектора $d(t)$ выполняется за N_t итераций. Порядок, в котором извлекаются символы (компоненты вектора $d(t)$, существенно влияет на характеристики системы.

На каждой итерации выполняются три шага.

Шаг 1. Подсчет оценки вектора $\hat{d}(t)$ с использованием MMSE-фильтра (3)

$$\tilde{d}(t) = G^H r(t). \tag{4}$$

Шаг 2. Оценка того символа вектора $d(t)$, для которого значение h^2 является наибольшим. Номер этого элемента определяется номером наименьшего диагонального элемента матрицы Q (3) при использовании MMSE-фильтра. Обозначим этот номер $p1$ и найдем оценку символа d_{p1}

$$\hat{d}_{p1}(t) = \Pr\left[\tilde{d}_{p1}(t)\right]. \tag{5}$$

В (5) через $\Pr[x]$ обозначена операция выбора сигнала, который наиболее близок к x, в используемой сигнально-кодовой конструкции

Шаг 3. Модификация вектора $r(t)$ и матрицы канала H. Из вектора удаляется результат воздействия символа d_{p1}:

$$r_2(t) = r(t) - \hat{d}_{p1}(t) H^{\langle p1 \rangle}, \tag{6}$$

где $H^{\langle p1 \rangle}$ столбец с номером $p1$ матрицы H. Матрица канала H модифицируется удалением из нее столбца с номером $p1$.

Шаги 1 – 3 повторяются N_t раз и вычисляются компоненты $p2$, $p3$,... pN_t.

Результатами вычислений являются оценки излученных сигналов

$$\left[\hat{d}_{p1}, \hat{d}_{p2}, ..., \hat{d}_{pN} t \right]^T. \tag{7}$$

Проведем анализ эффективности пространственного декодирования при наличии помех в каналах связи.

3. Результаты анализа

Анализ проводился с помощью математического моделирования в среде Matlab. Моделирование выполнено в предположении, что все федингн между передающими и приемными антеннами являются независимыми релеевскими. То есть комплексный коэффициент передачи из любой передающей антенны в любую приемную – это комплексная случайная величина. Средние значения действительной и мнимой частей ее полагаются равными нулю, а их дисперсии по 1/2. Суммарная дисперсия действительной и мнимой частей при этом равна 1, т. е. матрица канала полагается нормированной так, что средняя мощность полезного сигнала на выходе каждой приемной антенны равна мощности, излучаемой передающей антенной. Изменения уровня сигнала при его распространении учитываются отношением сигнал/шум h^2. Полагается, что на выходе канала в каждом элементе приемной антенны к принятому сигналу добавляется комплексный шум. Дисперсия действительной и мнимой частей шума полагается равной σ^2.

При моделировании генерировались $N_r \times N_t$ случайных комплексных чисел для получения матрицы канала H. Также для получения вектора сигнала генерировались N_t «1» и «0», распределенные случайным образом. Затем в соответствии с (2) производилось кодирование и передача сигналов по каналу при соответствующем уровне шума $n(t)$. Далее на приемной стороне в соответствии с процедурами (3) – (7) производилось пространственное декодирование. Эта процедура многократно повторялась для различных случайных матриц H и вычислялось среднее значение ошибочного приема (ошибочного декодирования), что позволило определять вероятность ошибки $P_{ош}$ в зависимости от отношения сигнал/шум h^2.

Результаты моделирования приведены на рис. 1 и 2.

На рис. 1 приведены графики зависимости вероятности ошибки $P_{ош}$ от от отношения сигнал/шум h^2 при 1000 выборочных значениях для MIMO-систем с двумя передающими и приемными антеннами $N_t = N_r = 2$ (кривая 2), с четырьмя передающими и приемными антеннами $N_t = N_r = 4$ (кривая 3), с восемью передающими и приемными антеннами $N_t = N_r = 8$ (кривая 4). Для сравнения на графике приведена кривая для S1SO системы ($N_t = N_r = 1$). Сравнение приведенных кривых показывает, что переход от S1SO системы к MIMO хотя и позволяет повысить скорость передачи, однако снижает верность приема (повышается вероятность ошибки), что в свою очередь влияет на скорость передачи (появляется необходимость в повторной передачи).

Из данных графиков также видно, что с увеличением количества приемных и передающих антенн увеличивается вероятность ошибки, особенно при низких значениях сигнал/шум

h^2. А при достижении h^2 =10 *дБ* и более вероятность ошибки уже не зависит ни от количества антенн, ни от самого h^2 и стремится к значению $P_{ош}$ =0,05. При использовании S1SO системы вероятность ошибки $P_{ош}$ =0 уже при значениях h^2 =5 дБ.

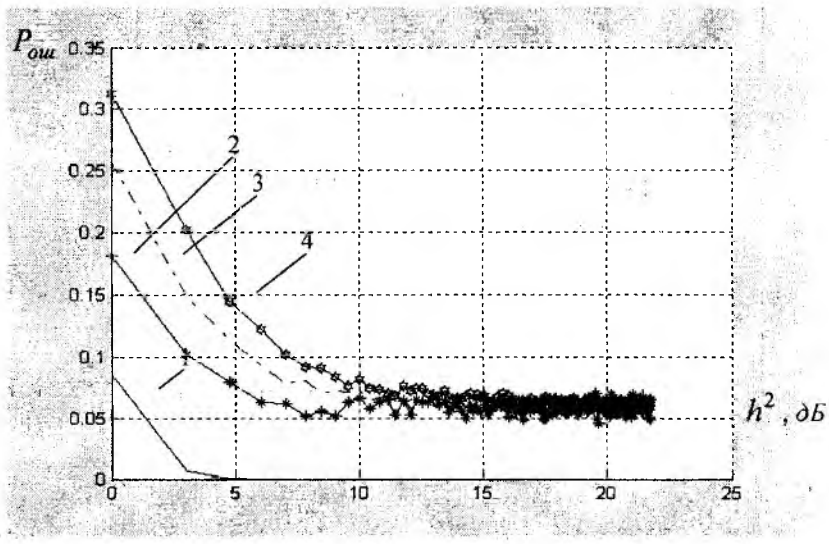


Рис. 1

Те же зависимости, что и на рис. 1, но логарифмическом масштабе и при 10000 выборочных значениях представлены на рис. 2.

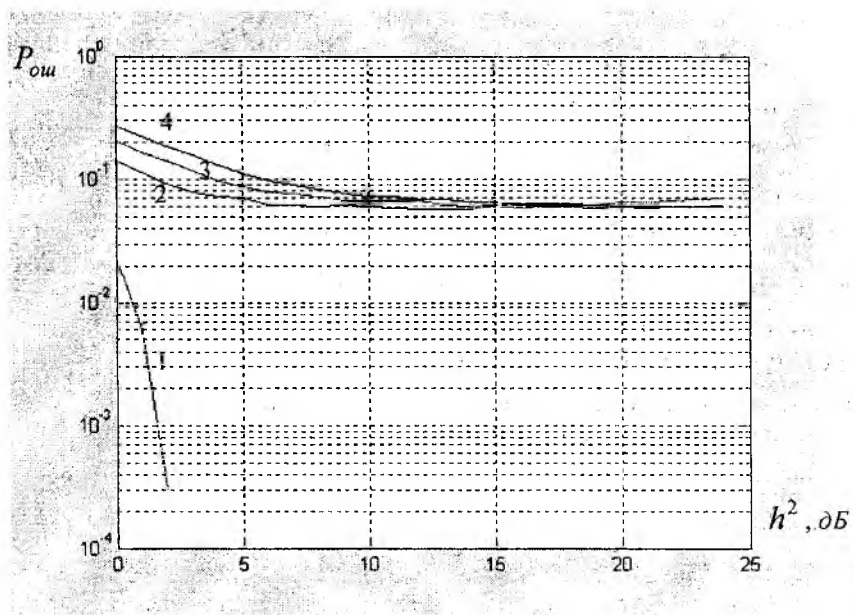


Рис. 2

На рис. 3 приведены графики зависимости вероятности от h^2 для MIMO-систем с двумя передающими (N_t = 2) и с различным числом приемных антенн (N_r = 2, 4, 8) при количестве выборочных значений 1000. Так кривая 1 соответствует случаю N_t = 2 и N_r = 2. Кривая 2 построена для N_t = 2 и N_r = 4. Кривая 3 построена для N_t =2 и N_r =8. Из данных графиков видно, что с увеличением количества приемных антенн по сравнению с передающими вероятность ошибки снижается. С математической точки зрения этот факт объясняется вырожденностью системы (необходимо решать больше уравнений чем имеется неизвестных).

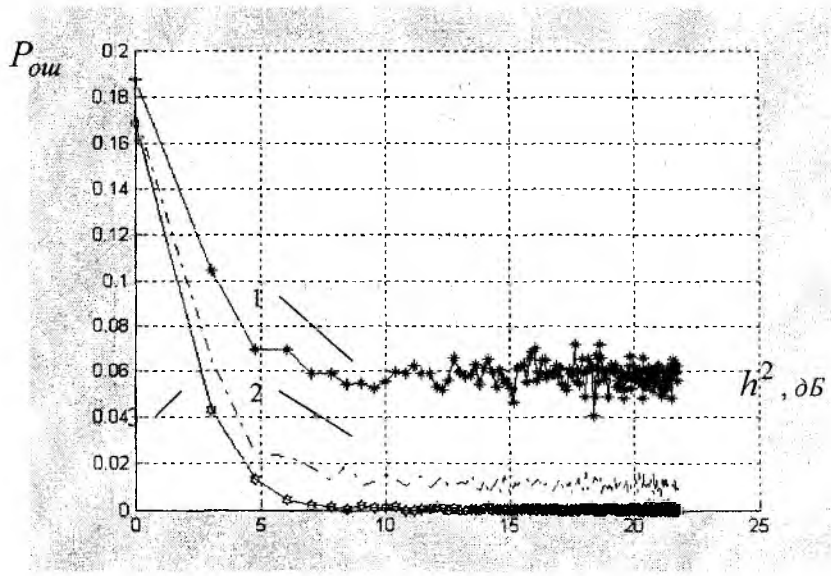


Рис. 3

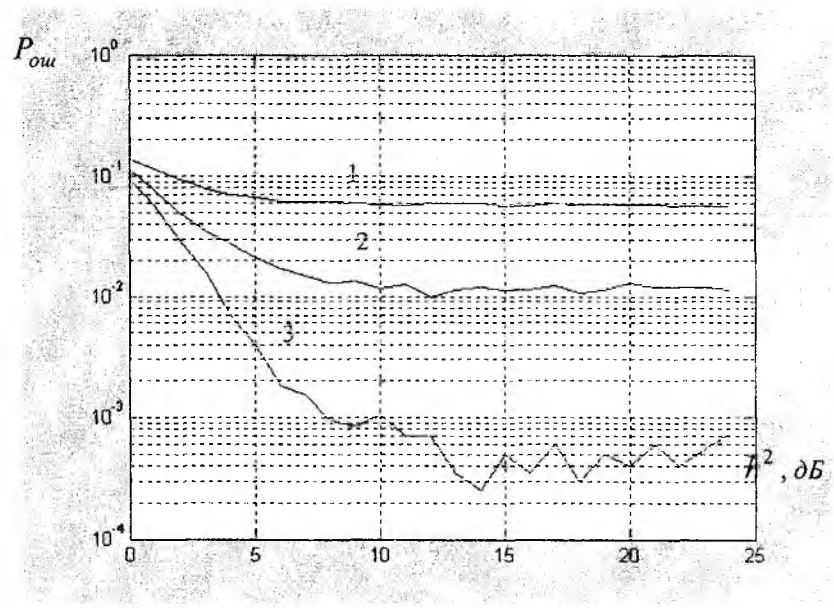


Рис. 4

На рис. 4 представлены те же зависимости вероятности ошибки от ОСПШ, что и на рис. 3,) в логарифмическом масштабе и при количестве выборочных значений 10000. Из данных графиков видно, что h^2=10 *дБ* и более при переходе от N_r=2 к N_r=4 вероятность ошибки снижается на половину порядка, а при переходе от N_r=2 к N_r=8 вероятность ошибки снижается на два порядка.

Проведенные исследования показывают, что при использовании MIMO технологии в системах WiMAX необходимо наличие каналов с достаточно высоким значением отношением сигнал/шум h^2 порядка 10 *дБ* и более, что на практике не всегда достижимо, особенно при множественном характере взаимодействия.

Заключение

Данные исследования позволяют утверждать:

1. Переход от S1SO системы к MIMO хотя и позволяет повысить скорость передачи, однако снижает верность приема (повышается вероятность ошибки), что в свою очередь влияет на скорость передачи (появляется необходимость в повторной передачи).

2. С увеличением количества приемных и передающих антенн увеличивается вероятность ошибки особенно при низких значениях сигнал/шум h^2. А при достижении h^2 =10 *дБ* и более вероятность ошибки уже не зависит ни от количества антенн ни от самого h^2.

3. С увеличением количества приемных антенн по сравнению с передающими вероятность ошибки снижается. Так, при h^2 =10 *дБ* и более при переходе от N_r =2 к N_r =4 вероятность ошибки снижается на половину порядка, а при переходе от N_r =2 к N_r =8 вероятность ошибки снижается на два порядка.

4. При использовании MIMO технологии в системах WiMAX необходимо наличие каналов с достаточно высоким значением отношением сигнал/шум h^2 порядка 10 *дБ* и более, что на практике не всегда достижимо, особенно при множественном характере взамодействия.

Список литературы: 1. *Сюваткин В. С., Есипенко В. И., Ковалев И. П. Сухоребров В. Г.* WiMAX – технология беспроводной связи: основы теории, стандарты, применение. / Под ред. В. В. Крылова. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 368 с. 2. *Винель А. В.* Разработка методов анализа протоколов управления доступом к среде в централизованных беспроводных сетях: Автореф. дис. канд. техн. наук 05.13.13 Москва, 2007. 3. *IEEE Std. 802.16-2001*, IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, IEEE, 2001. 4. *IEEE Std. 802.16-2004*, IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems, IEEE, 2004. 5. *IEEE Std. 8802.*16e-2005, IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks. Part 16: Air Interface for Fixed and Mobile Broadband Wireless Access Systems, IEEE, 2006. 6. *D. Johnston and J. Walker*, Overview of IEEE 802.16 security, IEEE Security & Privacy Magazine, Vol. 2, No. 3, pp. 40–48, May–June 2004.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.09.2009

УДК 621.391

М.А. ГОГОЛЕВА

ОБЗОР И КЛАССИФИКАЦИЯ ОСНОВНЫХ АЛГОРИТМОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ КАНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ MESH-СЕТЯХ

Анализ основных путей повышения производительности Mesh-сетей

Беспроводные сети являются одним из самых перспективных направлений развития современных телекоммуникационных технологий. Перспективы их использования связаны, во-первых, с заменой кабельной инфраструктуры на радиоэфир; во-вторых, с новыми возможностями коммуникаций между различными устройствами. И хотя мобильность является ключевой характеристикой многих из них, рынок этих систем развивается в направлении расширения диапазона предлагаемых пользователю услуг, а не просто улучшения доступности связи для мобильных пользователей. Наибольшей популярностью среди пользователей пользуются технологии беспроводной связи стандарта IEEE 802.11 a/b/g/n, что обусловлено широкой поддержкой этого стандарта в разнообразных сетевых и терминальных устройствах – настольных и портативных компьютерах, коммутаторах и маршрутизаторах, точках доступа и т.д. Наряду с построением централизованных сетей, существенный интерес представляет использование элементов децентрализации, которые присутствуют в Mesh-сетях.

Mesh-сети характеризуются высокой надежностью в связи с избыточностью узлов, большой пропускной способностью (благодаря использованию альтернативных маршрутов) и сниженным энергопотреблением, которое достигается снижением мощности сигналов посредством передачи данных через большее количество узлов, разделенных меньшими расстояниями. Однако вне зависимости от топологии сегодня все чаще сталкиваются с такой серьезной проблемой как поддержание работоспособности и высокой производительности беспроводной сети. Кроме того, в беспроводных сетях постоянно возрастает объем трафика реального времени, чувствительного к изменениям задержек, пропускной способности каналов связи, потере пакетов [1]. Существует ряд методов повышения производительности беспроводных сетей:

1. Использование технологии MIMO (Multiple-Input Multiple-Output). Существенное увеличение пропускной способности (до 300Мбит/с) дает стандарт 802.11n, который является развитием стандарта 802.11g и также ориентирован на работу в диапазоне 2,4 *ГГц* (2402–2483 *МГц*). В основу данного стандарта положены такая технология как MIMO, 40 *МГц* частотные каналы (Channel Bonding) и объединение пакетов данных (Packet Aggregation) для сокращения накладных расходов. Однако использование данных технологий влечет за собой усложнение антенных систем, что в свою очередь приводит к увеличению габаритных размеров устройств, увеличению числа передатчиков, которое приведет к уменьшению времени работы от батарей портативных устройств. Кроме того, существенное увеличение производительности беспроводных сетей доступно только в диапазоне 5 *ГГц*.

2. Использование технологии интеллектуальных или фазированных антенных решеток. Все чаще для повышения производительности используют технологии интеллектуальных или фазированных антенных решеток, где используется концепция, известная как формирование диаграммы направленности. Узкая диаграмма направленности позволяет сфокусировать энергию сигнала в определенном направлении, что увеличивает отношение «сигнал/шум». При использовании узкого антенного луча уменьшаются помехи улучшается отношение «сигнал/помеха», а следовательно, повышается эффективность использования спектра.

3. Объединение частотных каналов (расширение спектра сигнала). Если рассматривать повышение производительности беспроводной сети путем расширения спектра, то следует отметить, что современные беспроводные сети 802.11a/b/g используют частотные каналы шириной 20 *МГц*. Оборудование сетей 802.11n позволяет объединять два 20 *МГц* канала в один 40 *МГц*, что делает спектр сигнала более широкополосным, при этом сохраняя ограничения на излучаемую мощность. Это позволяет пропорционально повысить пропускную способность час-

тотного канала. Однако наиболее эффективно такое объединение в диапазоне 5 *ГГц*, где может быть организовано до 19 частотных каналов, в то время как в диапазоне 2,4 *ГГц* только 3.

4. Изменение топологии сети (для увеличения «видимости» станций);

5. Увеличение пропускной способности канала связи посредством модуляции;

6. Разнесение сигнала по поляризации для снижения влияния многолучевых отражений и помех;

7. Использование многоканальных ad-hoc и Mesh-сетей. В рекомендациях, касающихся принципов функционирования технологии IEEE 802.11n (Pre-n или Draft-n), для поддержки режима с высокой пропускной способностью (Hight Throughput Format) сигнал может занимать полосу до 40 *МГц* [2], что подразумевает объединение двух частотных каналов в один с пропорциональным снижением числа одновременно используемых каналов в ad-hoc или Mesh-сети, что влечет за собой преимущества диапазона частот 5 *ГГц*.

Ввиду отмеченных особенностей современных технологий беспроводной связи одним из перспективных направлений повышения их производительности при предоставлении широкого спектра мультимедийных услуг является использование многоканальных ad-hoc и Mesh-сетей [3 – 5], в рамках которых связность отдельных станций может обеспечиваться путем использования не одного, а одновременно нескольких частотных каналов, поддерживаемых той или иной технологией беспроводной связи.

Основы частотного планирования в современных беспроводных технологиях

Для минимизации создаваемых различными станциями взаимных помех в стандартах IEEE 802.11 a/b/g/n предусмотрено деление диапазона частот на ряд каналов, причем для IEEE 802.11b/g в полосе частот 2.4 *ГГц* выделены 14 каналов (channel), центральные частоты (center frequency) которых назначаются преимущественно с интервалом 5 *МГц* (рис. 1). Однако в связи с тем, что ширина одного канала в технологиях IEEE 802.11 a/b/g составляет около 22 *МГц*, а спектральная маска, например стандарта IEEE 802.11b, требует, чтобы сигнал был ослаблен, по меньшей мере, на 30 *дБ* от своего пика энергии в 11 *МГц* от центральной частоты. Таким образом, между центральными частотами каналов минимальный интервал должен составлять не менее 22 *МГц*.

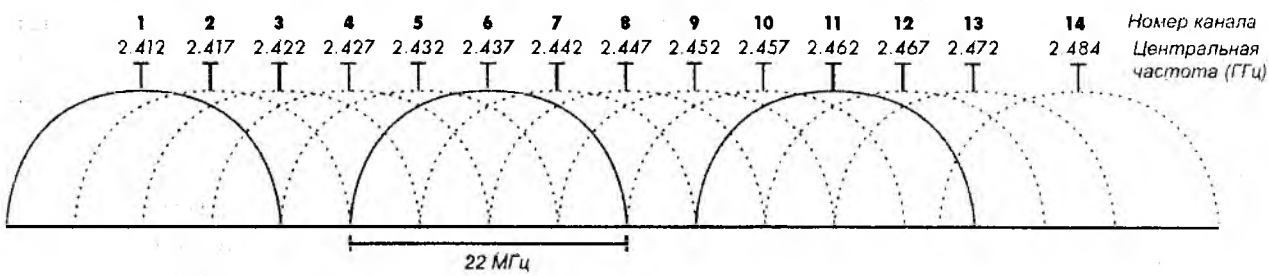


Рис. 1

В Соединенных Штатах и Канаде, где в диапазоне 2,4 *ГГц* доступны каналы 1÷11, к числу неперекрывающихся относятся три канала – 1, 6, 11. Для большинства стран Европы для технологий IEEE 802.11b/g доступны каналы 1–13, что позволяет использовать в качестве неперекрывающихся уже четыре канала – 1, 5, 9 и 13. Каналы распределяются с шагом 5 *МГц*. В технологии IEEE 802.11a доступны всего 12 неперекрывающихся частотных каналов (ЧК): восемь ЧК в полосе 5.15–5.35 *ГГц* и четыре ЧК в полосе 5.725-5.825 *ГГц*. При этом ширина каждого из них также составляет около 22 *МГц*, но по уровню -20 *дБ* в соответствии со спектральной маской для данного стандарта.

Обзор известных алгоритмов распределения частотных каналов в Mesh-сетях

Необходимо отметить, что для поддержки одновременно нескольких ЧК каждая станция многоканальной сети должна быть оснащена двумя и более радиоинтерфейсами (РИ). Это

позволит уменьшить число станций, работающих на одном частотном канале, что приводит к существенному снижению интерференции и возможных коллизий, а в конечном итоге – минимизировать потери и задержки пакетов, повысив суммарную производительность многоканальной сети (МКС) до 5–7 раз [5].

Для получения приемлемого, но далеко не оптимального результата процесс решения задачи распределения частотных каналов в МКС в целом носит итерационный характер. Итерационность, в данном случае, – это своеобразная плата за придание некоторой согласованности при решении перечисленных подзадач. В случае если к приведенной последовательности двух задач добавляется третья задача – задача маршрутизации, то в способе соответственно растет и число итераций. Таким образом, чем выше требования к согласованности получаемых решений, тем больше итераций необходимо выполнить в ходе расчетов, тем более инерционным становится сам процесс распределения ЧК по РИ.

Существует достаточно обширная классификация алгоритмов (методов) по назначению каналов в Mesh-сети стандарта IEEE 802.11 (рис. 2), например алгоритмы по скорости адаптации каналов (Rate-Adaption Channel Algorithm), алгоритмы эффективной рассылки (Efficient Multicast Algorithms), по способу предоставления каналов (C-Hyacinth, D-Hyacinth) и т. д.



Рис. 2

Алгоритмы назначения каналов можно классифицировать по способу управления. Таким образом, можно выделить способы с централизованным управлением, при котором весь контроль за назначением каналов осуществляется единственной станцией (например, шлюзом), с распределенным управлением, когда каждый из узлов принимает решение о назначении каналов на свои радиоинтерфейсы самостоятельно, а также гибридный способ, при котором за назначение каналов отвечают всего несколько станций сети, например все лидеры кластеров.

Механизмы назначения каналов можно также разделить по длительности привязки каналов к радиоинтерфейсам — на статические, когда каналы переключаются очень редко, динамические, когда каналы переключаются часто, и гибридные, когда часть каналов переключается часто и часть каналов переключается редко.

Но, как показал проведенный анализ [5–8], к сожалению, большинство способов (именуемых также методами или алгоритмами) распределения ЧК в МКС основаны больше на эвристических схемах, чем на теоретически обоснованных решениях. В основу известных способов, таких как Hyacinth (C-Hyacinth или D-Hyacinth) и CoMTaC, положено последовательное решение для каждой станции следующих подзадач:

- закрепление РИ за соседней станцией с разбивкой сети на кластеры;
- выделение РИ Mesh-станций одного кластера определенного частотного канала.

В основу централизованной версии Hyacinth (C-Hyacinth) [6] в рамках процедуры назначения каналов на РИ Mesh-станций вдоль того или иного соединения положено простейшее правило: соединению назначается неиспользуемый (при свободных ресурсах) или исполь-

зуемый (в противном случае) канал с наименьшей степенью интерференции, которая пропорциональна числу станций и (или) ожидаемой нагрузке в области интерференции (домене коллизий). По сравнению с одноканальным решением, даже с использованием всего двух интерфейсов пропускная способность сети возрастает в 6–8 раз.

Основной проблемой распределенного способа назначения каналов (D-Hyacinth) [7] является отсутствие координации в работе отдельных станций, что при переназначении частотных каналов вдоль одного соединения в условиях дефицита канального ресурса влечет перераспределение каналов (не всегда желаемое) и вдоль других соединений.

В алгоритме CoMTaC [8] сохраняется последовательное решение задач разбивки на кластеры и распределение за ними частотных каналов. Причем процесс кластеризации сам по себе уже носит итерационный характер ввиду эвристической процедуры выделения т.н. лидера кластера, обладающего полной информацией о состоянии станций своего кластера. Уже после разбивки на кластеры решается задача распределения частотных каналов по отдельным кластерам (для т.н. default-интефейсов Mesh-станций), а далее и задача выделения частотных каналов для т.н. non-default-интефейсов, использующихся для связи станций разных кластеров.

При анализе недостатков известных способов можно сделать вывод о том, что ключевой источник роста эффективности распределения частотных каналов в МКС кроется, во-первых, в повышении согласованности решений частных задач кластеризации, закрепления радиоинтерфейсов и выделения им соответствующих частотных каналов, во-вторых, в учет аппаратурных и технологических особенностей построения МКС: специфики используемой технологии беспроводной связи, т.е. числа поддерживаемых ЧК, возможной дальности связи и реализуемого алгоритма маршрутизации, интенсивности поступающего в сеть абонентского трафика, т.е. «активности» самих Mesh-станций и количества РИ на них.

Особенности решения задачи распределения частотных каналов в Mesh-сети продемонстрированы на рис. 3.

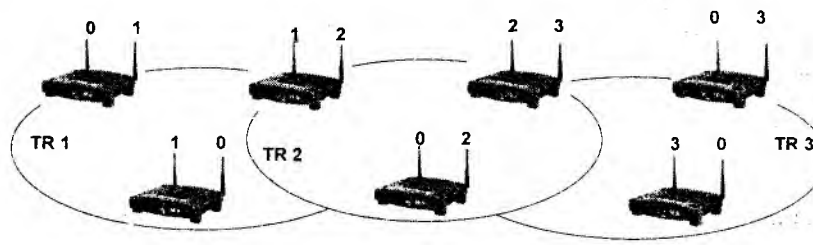


Рис. 3

Учесть эти и другие важные требования и обеспечить высокую согласованность при решении данного класса задач можно, лишь располагая комплексной математической моделью [9] распределения частотных каналов в многоканальных Mesh-сетях. Которая, с одной стороны, достаточно полно описывала МКС как объект исследований, а с другой – позволяла получать искомые результаты необходимой точности с приемлемыми временными и вычислительными затратами.

В рамках предложенной модели минимизируется количество Mesh-станций, которые изначально находятся в одной области уверенного приема. При этом должны выполняться следующие условия-ограничения, составляющие структуру предлагаемой модели:

- каждая Mesh-станция должна быть включена в сеть, т.е. должен быть включен хотя бы один ее радиоинтерфейс;
- за каждым радиоинтерфейсом может быть закреплено не более одного частотного канала;
- на каждой станции один частотный канал должен быть закреплен не более чем за одним радиоинтерфейсом;
- две Mesh-станции должны работать друг с другом не более чем на одном частотном канале;

- условие связности Mesh-сети с точки зрения связности между собой создаваемых доменов коллизий, с помощью которого можно определять необходимый тип доменной структуры сети – линейная, кольцевая и др.;
- условие балансировки числа mesh-станций по доменам коллизий.

В результате, с помощью предложенной математической модели можно решать задачу распределения частотных каналов как при проектировании новой многоканальной сети, так и при наращивании существующей Mesh-сети.

Выводы

Таким образом, несмотря на большое количество предложенных механизмов распределения частотных каналов в многоканальных сетях, все они используют в качестве основы некоторые эвристики, следовательно, назначение каналов не является оптимальным, что оставляет большое пространство для дальнейшего исследования. Кроме того, механизмы назначения каналов, анализ которых проведен, носят универсальный характер без учета сценария использования Mesh-сети, что приводит к высокой сложности алгоритма. Это, в свою очередь, влечет низкую эффективность при его реализации.

С целью обеспечения адаптивности процессу распределения ЧК в МКС порядок закрепления частотных каналов за радиоинтерфейсами Mesh-станций может быть изменен (периодически или по требованию) в зависимости от динамики изменения исходных данных для решения поставленной задачи: общего числа Mesh-станций в сети, их характеристик, требований к связности МКС и т.д.

Развитие предложенной модели видится в учете возможной территориальной распределенности МКС, когда Mesh-станции будут в результате расчетов образовывать домены коллизий не только с учетом номера ЧК, но и с учетом расстояний между собой, т.е. согласно области суверенного приема каждой из станций. Кроме того, важной остается задача, связанная с приданием согласованности задач распределения ЧК и маршрутизации в многоканальных Mesh-сетях.

Список литературы: 1. *IEEE Std 802.11-2007, Revision of IEEE Std 802.11-1999. IEEE Std 802.11-2007, IEEE Standard for Information Technology*-Telecommunications and information exchange between systems--Local and metropolitan area network. Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications. IEEE Computer Society, June 2007. 2. *IEEE Unapproved Draft Std P802.11n/D4.00. Draft STANDARD for Information Technology //* Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: Amendment 4: Enhancements for Higher Throughput // IEEE Unapproved Draft Std P802.11n/D4.00, Mar 2008.*3. IEEE P802.11s/D1.0. Draft STANDARD for Information Technology //* Telecommunications and information exchange between systems. Local and metropolitan area networks. Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications Amendment: Mesh Networking [Electronic resource] // IEEE Standards Activities Department. [USA]: IEEE, 2006. 4. *IEEE P802.11s/D2.0. Draft STANDARD for Information Technology //* Telecommunications and information exchange between system. Local and metropolitan area networks. Specific requirements . 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications Amendment: Mesh Networking [Electronic resource] / IEEE Standards Activities Department.[USA]: IEEE, 2008. 5. *Ляхов А.И., Пустогаров И.А., Шпилев С.А.* Многоканальные mesh-сети: анализ подходов и оценка производительности // Информационные процессы. 2008. Т. 8, № 3. С. 173-192. 6. *Raniwala A., Gopalan K., Chiueh T.* Centralized channel assignment and routing algorithms for multi-channel wireless mesh networks // ACM Mobile Computing and Communications Review. 2004. Vol. 8. PP. 50-65. 7. *Raniwala, A. Tzi-cker Chiueh.* Architecture and algorithms for an IEEE 802.11-based multi-channel wireless mesh network // Proc. of INFOCOM '05. Vol. 3. P. 2223- 2234. 8. *Naveed A., Salil S. Kanhere, Sanjay K. Jha.* Topology Control and Channel Assignment in Multi-radio Multi-channel Wireless Mesh Networks // Proc. of MASS '07. PP. 1-9.1975. Vol. 25, №1. P.73-85. 9. *А.В. Лемешко, М.А. Гоголева.* Трехиндексная математическая модель распределения частотных каналов в многоканальных MESH-сетях.// Зб. наук. праць. НАУ ІПМЕ. ім. Г.Є.Пухова. № 54. Львов, 2009.С.94-103.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.09.2009

УДК 621.382

V. LOSHAKOV, Z. VADIA, A. HASAN

COMPARATIVE ANALYSIS OF USING TRANSMISSION AND RECEIVING DIVERSITY METHODS IN WiMAX TECHNOLOGY

Introduction

WiMAX of 802.16e standard is a very promising wireless technology which can support transmission rate about 45Mbit/sec. By adding the fast mobility with the high bit rate WiMAX 802.16e is considered the future of wireless networks. Because mobile WiMAX is not line of sight technology it makes the multifading channels interference a very severe problem which challenges the WiMAX performance ability. To solve the multifading problem a multi antennas system are used between the base station and the subscriber like SIMO, MISO and MIMO which can eliminate or decrease the influence of multifading and so it decreases the BER value and increases the WiMAX transmission reliability. The multi antennas system makes use two techniques transmission diversity and receiving diversity. The main advantage of using transmission diversity and receiving diversity is that no additional bandwidth or power is needed in order to take advantage of spatial diversity. Purpose of the paper is comparative analysis of using main types of receiving and transmission diversity in WiMAX systems.

Mathematical model and main equations

In order to investigate the different diversity types it is necessary to build a simulation model and to relate each diversity type performance to the system reliability by measuring the bit error rate (BER). Block diagram of such simulation model is shown in Fig.1.

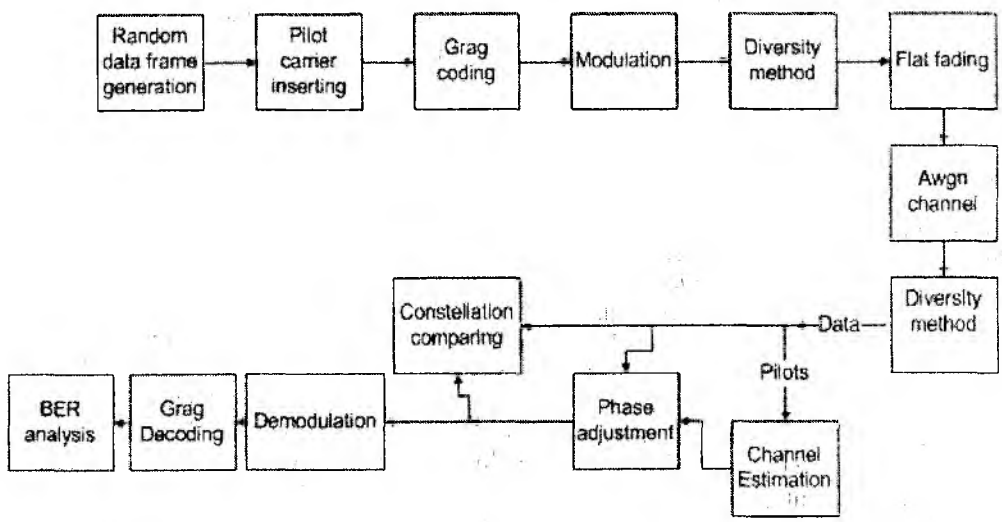


Fig. 1

The simulation model includes different modulation and demodulation types like DPSK, QPSK4, QAM16 and QAM64, Grag coding and decoding, the diversity methods on the transmitter side include space time coding (Alamouti coding). This coding is used in the case of MIMO and MISO while SIMO or SISO do not include transmission multiplexing.

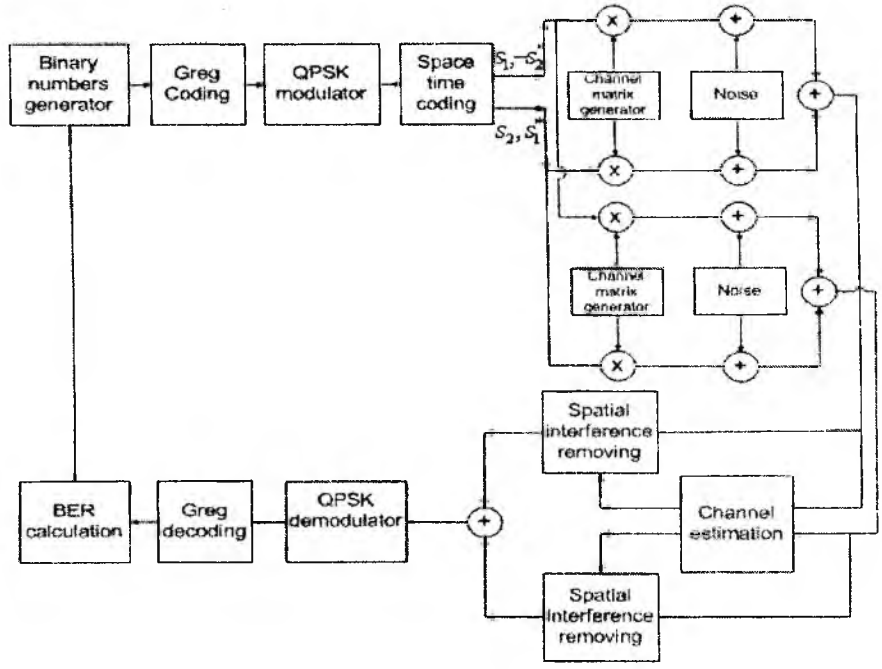


Fig. 2

The mathematical model for simulation is shown in Fig.2. The channel matrix generator is generating the fading channel coefficients for the channel model by using Rayleigh fading with Clarke's Model (see Fig. 3). The coefficients of Clarke's model can be found by using equations:

$$S_0(t) = T_c(t)\cos 2\pi f_c t - T_s(t)\sin 2\pi f_c t\,; \tag{1}$$

$$T_c(t) = \sum_{n=1}^{N} C_n \cos(2\pi f_n t + \theta_n)\,; \tag{2}$$

$$T_s(t) = \sum_{n=1}^{N} C_n \sin(2\pi f_n t + \theta_n)\,, \tag{3}$$

The simulation model program which is written in matlab starts the simulation process by generating random data frame and then it adds pilot carriers for channel estimation. The number of symbols sent through the channel with each iteration equals t_c/t_s , where $t_c = 9/(16\pi f_d)$ – time of coherence, $f_d = vf_c/c$ – Doppler frequency, v – velocity of mobile terminal, f_c – carrier frequency, t_s=1/bandwidth – symbol duration.

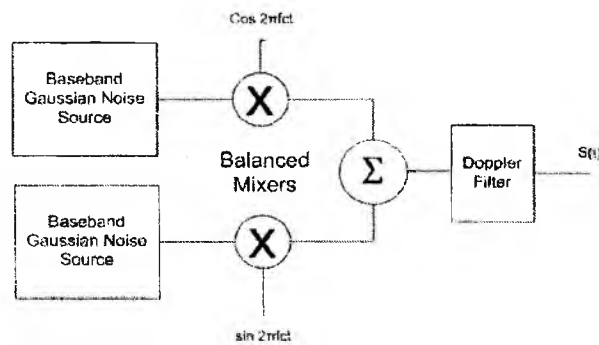


Fig. 3

The result of this simulation is the dependences BER values from signal to noise ratio. By changing the program parameters we can see and analyze the influence changing velocity, carrier frequency or pilot carrier percent with each coherence time.

The first was considered the receiving diversity, it is a simple technique and it does not need any coding from the transmitter side or any knowledge from the receiver. In this case it can use two most important techniques receiving diversity – selective combining and maximal ratio combining. The diversity gain from using selection combining can be confirmed quite quickly by considering the outage probability, defined as the probability that the received SNR drops below some required threshold, $P_{out}=P[\gamma<\gamma_0]=p$, where γ_0 is threshold value of SNR. Assuming N_r uncorrelated receptions of the signal [2],

$$P_{out} = P[\gamma_1 < \gamma_0, \gamma_2 < \gamma_0, ..., \gamma_{N_r} < \gamma_0]$$

then

$$P_{out} = P[\gamma_1 < \gamma_0]P[\gamma_2 < \gamma_0]...P[\gamma_{N_r} < \gamma_0] = p^{N_r} . \quad (1)$$

For a Rayleigh fading channel

$$p = 1 - e^{-\gamma_0\sqrt{\gamma}}. \quad (2)$$

Thus selection combining dramatically decreases the outage probability [2]

$$P_{out} = (1 - e^{-\gamma_0\sqrt{\gamma}})^{N_r} . \quad (3)$$

and average received SNR for N_r branch Spatial Combining in case of Rayleigh fading is

$$\bar{\gamma}_{sc} = \bar{\gamma}(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3} + ... + \frac{1}{N_r}). \quad (4)$$

Maximal Ratio Combining (MRC) combines the information from all the received branches in order to maximize the ratio of signal-to-noise power [1,2] . MRC works by weighting each branch with a complex factor $q_i = |q_i| e^{j\Phi_i}$ and then adding up the N_r branches. The received signal in each branch can be written as $x(t)\, h_i$, assuming that the fading is flat with a complex value of $h_i = |h_i| e^{j\Phi_i}$ in the i-th branch

$$y(t) = x(t)\sum_{i=1}^{N_r} |q_i||h_i| \exp\{j(\hat{O}_i - \theta_i)\}. \quad (5)$$

If it let the phase of the combining coefficient $\Phi_i = -\Phi_i$ for all the branches, the signal to noise ratio can be written as [2]

$$\gamma_\Sigma = \frac{\sum_{j=1}^{2}\sum_{i-1}^{2}|h_{ij}|^2 \varepsilon_x}{\sigma^2}. \quad (6)$$

The second diversity type of our analyze is transmission diversity which depends on sending signal copies from different antennas. The most popular channel coding in case of using transmission diversity technique is Alamouti coding which is an orthogonal space time coding. Its popularity is due to its simple implementation and because it achieves full code rate. The received signal $r(t)$ for Alamouti coding can be written as

$$r(0) = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n(o), \quad (7)$$

$$r(T) = - h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n(T), \quad (7a)$$

where n(.) is a sample of white Gaussian noise. The following diversity-combining scheme can be used, assuming that the channel is known at the receiver:

$$y_1 = h_1^* r(0) + h_2 r^*(T); \tag{8}$$

$$y_2 = h_2^* r(0) - h_1 r^*(T). \tag{9}$$

The resulting SNR for MISO 2x1 and MIMO 2x2 with Alamouti coding are [2]:

$$\gamma_\Sigma = \frac{\sum_{i=1}^{2} |h_i|^2}{\sigma^2} \frac{\varepsilon_x}{2}; \tag{10}$$

$$\gamma_\Sigma = \frac{\sum_{j=1}^{2} \sum_{i=1}^{2} |h_i|^2}{\sigma^2} \frac{\varepsilon_x}{2}; \tag{11}$$

These equations are used in our simulation model to evaluate the performance of transmission nd receiving diversity.

Results of simulation

The results of simulation for different types of receiving and transmission diversity for velocity) *km/h*, bandwidth 5MHZ and pilot carriers percent 8 % for each coherent time are shown in ig.4, 5, 6 and 7. Comparison the reliability have been making for the maximum acceptable BER alue for WiMAX standard 10^{-4}.

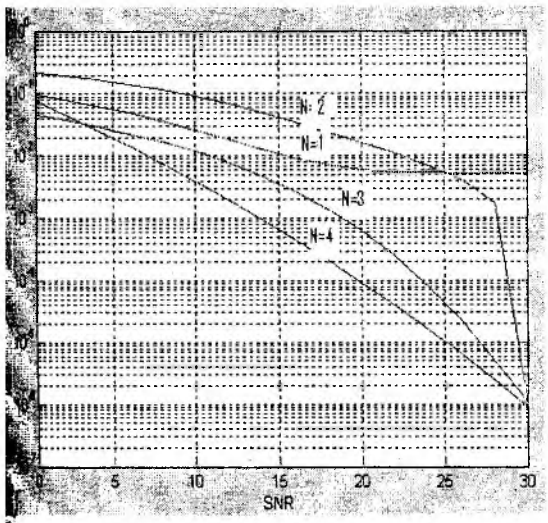


Fig. 4

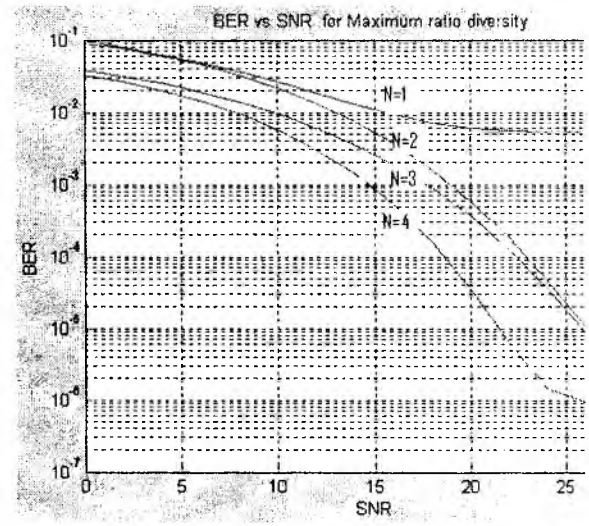


Fig. 5

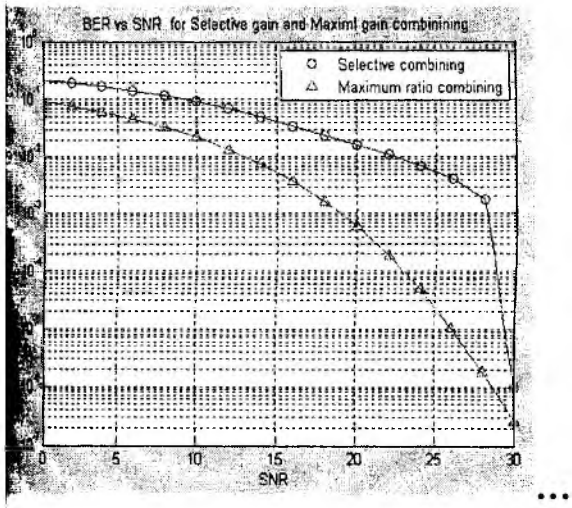


Fig. 6

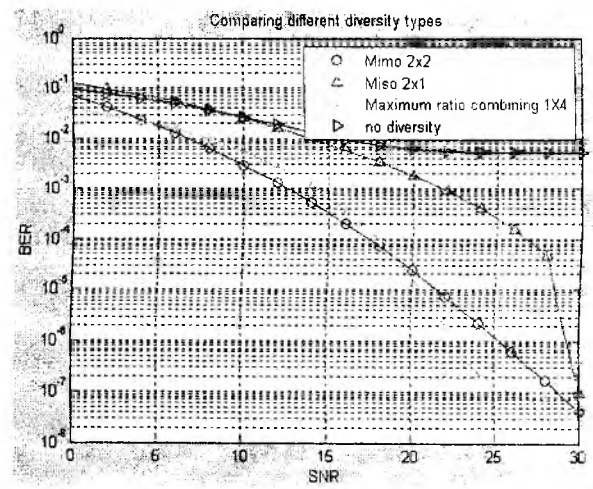


Fig. 7

The simulation results for selective combining for SIMO system with different antenna number n the receiver side are shown in Fig.4. It can be seen that the BER performance for 1x4 system is

approximately 20 *db,* 1x3 system is 24*db*, 1x2 is system 28 *db*. For 1x1 SISO system the performance did not improve to reach the 10^{-4} intended BER value.

Maximal ratio combining with the same SIMO system gets better result (see Fig. 5), where 1x4 system has 18*db* performance, 1x3 22 *db* and 1x2 23 *db*. For 1x2 SIMO the maximal ratio combining has a 7*db* advantage over selective combining (Fig.6). The BER performance for SIMO 1x4, MIMO 2x2, MISO 2x1 and SISO are shown in Fig.7. SIMO 1x4 and MIMO 2x2 have the same performance of 17 *db* while MISO 2x1 has 27*db* performance.

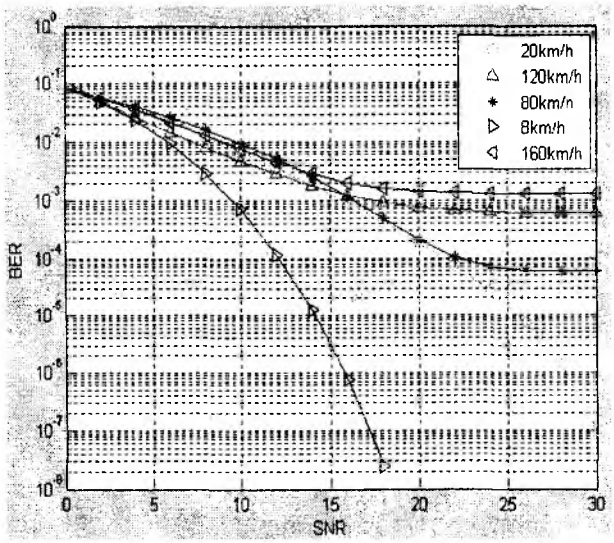


Fig. 8

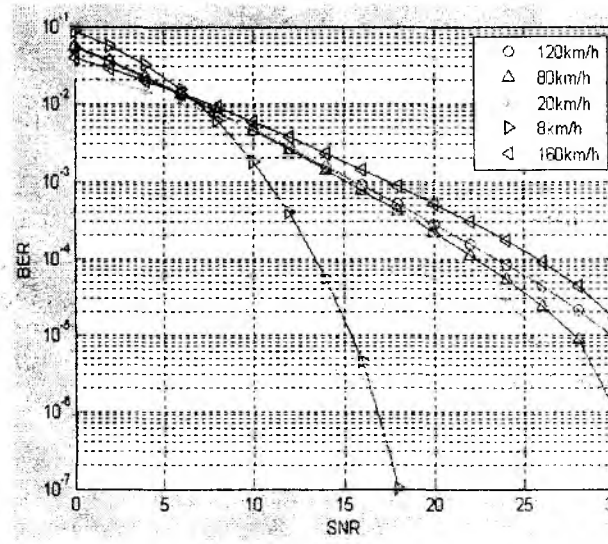


Fig. 9

Results of simulation for cases of moving terminal and using MIMO 2x2 system are shown in Fig. 8. Velocity of moving terminals were: 8 *km/h*; 20 *km/h*; 80 *km/h*; 120 *km/h*; 160 *km/h*. It can be seen that for MIMO 2x2 system values of performance is 12 *db* for 8 *km/h*, 22 *db* for 20 *km/h*, 23 *db* for 80 *km/h* while for 120 *km/h* and 160 *km/h* the performance didn't reach the 10^{-4} value.

The results of simulations for cases of moving terminal and using SIMO 1x4 system with maximal ratio combining are shown in Fig. 9. There are the performance 13 *db* with 8 *km/h*, 22 *db* with 20 *km/h*, 23*db* with 80 *km/h*, 24db with 120 *km/h* and 26 *db* with 160 *km/h*. It can see that with low velocity values the MIMO and SIMO systems have relatively the same performance, but with high velocity values SIMO system has much better performance. It means that with high velocity MIMO system has the worst performance seemingly because of spatial interference.

References: 1.*Volker Kuhn.* Wireless Communications over MIMO Channels. Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems. University Rostock. Germany. 2006. 363 p. 2. *Jeffrey G.Andrews, Arunabha Ghosh, Rias Muhamed.* Fundamentals of WiMAX Understanding Broadband Wireless Networking, Prentice Hall 2007. 3. *Alamouti S.M.* A Simple Transmit Diversity for Wireless Commu-nications // IEEE Journal on Select Areas in Communications. Oct.1998. Vol.16. №8. p.1451-1458.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.10.2009

УДК 621.391

А.А. КОВАЛЕНКО, Р.В. ВОРОБЬЕВ, О.А. КОВАЛЕНКО

О ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИИ 802.11 WIFI ДЛЯ ОРГАНИЗАЦИИ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ ЗА УДАЛЕННЫМИ ОБЪЕКТАМИ

Введение

В настоящее время достаточно часто возникает задача организации видеонаблюдения за удаленными объектами на значительном расстоянии, например за торговыми складами, производственными помещениями. При наличии на наблюдаемом объекте технических условий для подключения к сети Интернет, например подключения к провайдеру широкополосного доступа или оператору сотовой связи 3G, подобную задачу можно решить при помощи организации VPN-туннеля к наблюдаемому объекту. В случае отсутствия таких технических условий альтернативой может стать использование технологии IEEE 802.11 wifi для организации канала связи к удаленному объекту.

Удаленное видеонаблюдение является одной из разновидностей услуги IPTV (Internet Protocol Television) и предъявляет такие же требования к каналу связи, как и традиционные услуги IPTV. В статье представлены результаты экспериментальных исследований характеристик канала связи, организованного с использованием беспроводного оборудования стандарта 802.11g и проведена оценка возможности использования такого канала для оказания услуг видеонаблюдения за удаленными объектами через сеть IP.

Описание эксперимента

Экспериментальная сеть, схема которой представлена на рис. 1, состоит из двух генераторов трафика IxChariot Performance Endpoint, установленных на разных узлах сети, и анализатора трафика IxChariot Console, установленного на одном из узлов. Узлы сети соединены по беспроводному каналу через точки доступа EnGenius EOS-2610, представляющие собой оборудование для наружной установки со встроенной антенной с коэффициентом усиления 13 *дБ* и дистанционным питанием [1]. Для возможности изменять расстояние между узлами один из узлов был установлен в автомобиле.

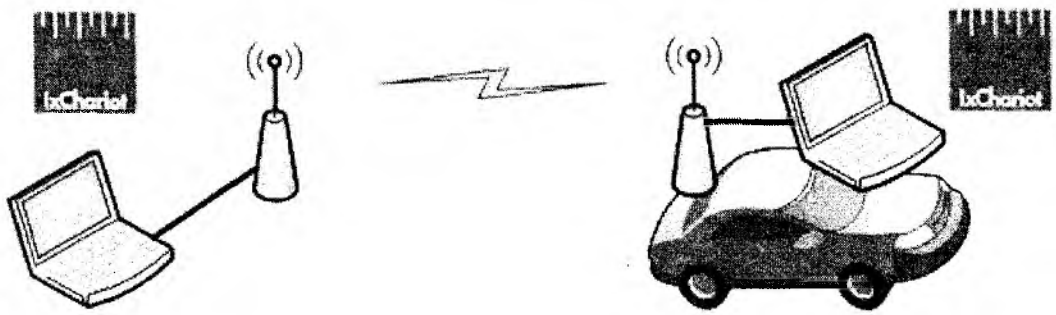


Рис. 1

В качестве места проведения эксперимента был выбран мемориал "Высота Конева" под Харьковом (координаты установки первой точки доступа 50° 0'41.11"N, 36° 2'40.43"E). Условие соблюдения прямой видимости выполняется в любом направлении. В каждой точке остановки автомобиля измерялись следующие параметры:

- Расстояние до первой точки доступа (по GPS)
- Уровень сигнала (по результатам, выдаваемым самой точкой доступа)
- Пропускная способность TCP-соединения (IxChariot)
- Параметры качества обслуживания при передаче мультимедийного RTP-потока интенсивностью 8 *мбит/с* и 1 *мбит/с*, такие, как средняя задержка пакетов, джиттер, процент потерянных пакетов. (IxChariot).

Результаты экспериментальных исследований

График изменения пропускной способности канала при передаче TCP трафика при расстоянии между точками 7900 *м* представлен на рис. 2

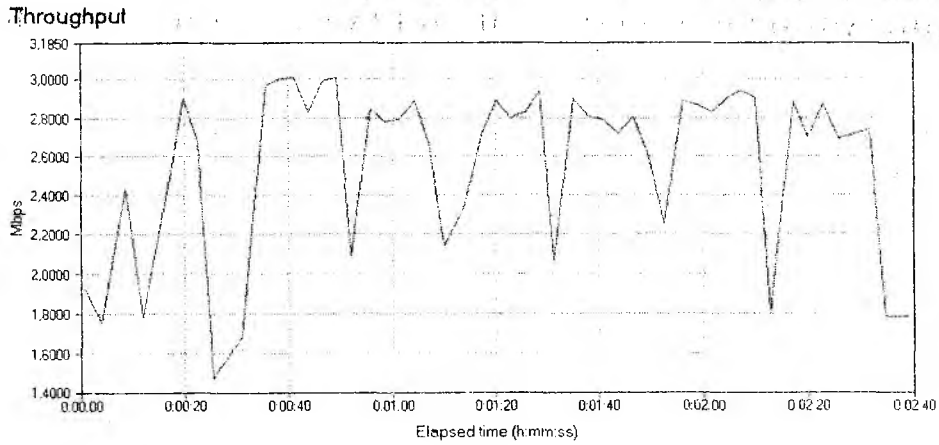


Рис. 2

График изменения пропускной способности канала при передаче RTP-потока интенсивностью 1 *Мбит/с* при расстоянии между точками 7900 *м* представлен на рис. 3.

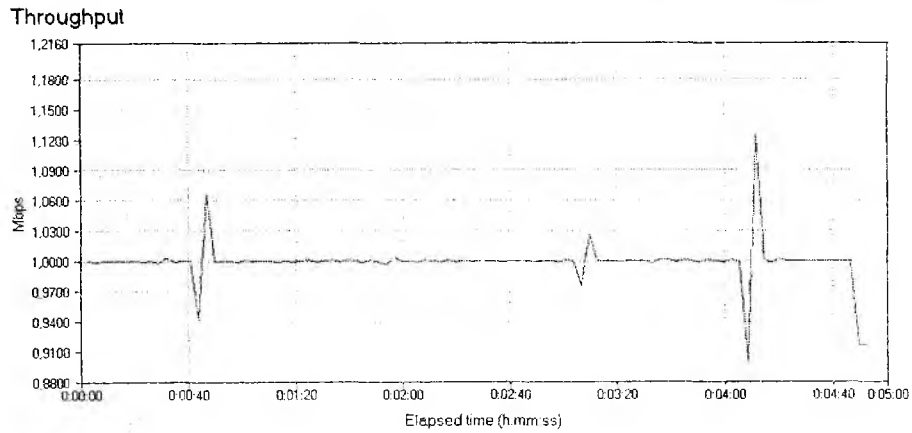


Рис. 3

График изменения однопутевой задержки в канале при передаче RTP-потока интенсивностью 1 *Мбит/с* при расстоянии между точками 7900 *м* представлен на рис. 4.

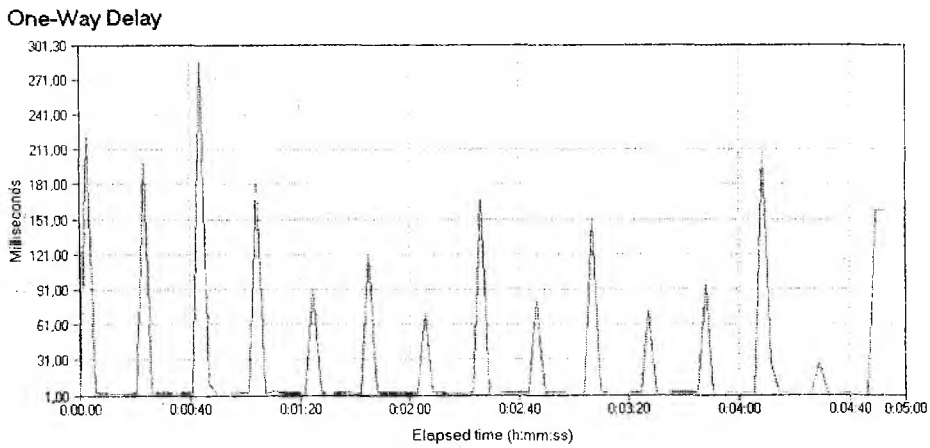


Рис. 4

Результаты экспериментальных исследований при передаче TCP-трафика на максимально возможной скорости представлены в табл. 1.

Таблица 1

Расстояние, м	Уровень сигнала, *дБм*	Пропускная способность, *Мбит/с*		
		минимальная	максимальная	средняя
10	-30	22,29	24,74	22,83
490	-51	21,97	22,35	22,15
920	-59	21,81	22,32	22,03
1360	-76	18,63	19,86	19,16
5600	-82	10,97	14,34	12,24
7900	-87	1,47	3,01	2,51

Результаты экспериментальных исследований при передаче UDP/RTP потока с интенсивностью 8 *Мбит/с* представлены в табл. 2.

Таблица 2

Расстояние, *м*	Уровень сигнала, *дБм*	Параметры качества обслуживания			
		Пропускная способность, *Мбит/с*	Задержка, *мс*	Джиттер (максимальный/средний), *мс*	Вероятность потери пакетов, %
10	-30	7,995	1	8/3,4	0,024
490	-51	7,997	1	10/3,7	0,012
920	-59	7,997	1,5	9/3,5	0
1360	-76	7,998	2	7/3	0
5600	-82	7,986	3	10/4	0,012
7900	-87	3,150	708	390/42	58

На расстоянии 7900 *м* были также проведены измерения показателей качества обслуживания при передаче RTP потока интенсивностью 2 и 1 *Мбит/с*, в результате получены следующие результаты: для потока интенсивностью 2 *Мбит/с*.

Расчет требуемых показателей качества обслуживания для видеопотока с заданными параметрами

Для определения возможности использовать ту или иную технологию для организации удаленного видеонаблюдения необходимо сопоставить показатели качества обслуживания, обеспечиваемые каналом связи, с показателями, требуемыми для передачи видеоизображения заданного качества. Ниже предлагается методика оценки требуемой пропускной способности канала для видеопотока с заданными параметрами.

Пропускную способность канала связи можно определить из выражения

$$BW = x \cdot y \cdot z \cdot f \cdot k_c \cdot k_t, \quad (1)$$

где x – разрешение кадра по горизонтали, пикс; y – разрешение кадра по вертикали, пикс; z – глубина цвета, *бит*; f – частота кадров, *кадр/с*; k_c – коэффициент сжатия кодека, зависящий от типа кодека, сложности и подвижности изображения; k_t – коэффициент избыточности, вносимый используемым стеком протоколов.

Значение k_c для кодека Motion JPEG определяется выражением

$$k_c = \frac{p}{c}, \quad (2)$$

где c – коэффициент сжатия кодека в зависимости от качества итогового изображения, значения представлены в табл. 3; p – коэффициент, зависящий от сложности исходного изображения, значения p представлены в табл. 4.

Таблица 3

Параметр сжатия изображения	Коэффициент сжатия, c
1 – максимально возможное качество	10,57
10 – высокое качество	19,26
20 – хорошее качество	23,84
30 – среднее качество	28,09
40 – качество ниже среднего	32
50 – низкое качество	35,11
70 – плохое качество	45,35
90 – очень плохое качество	58,46

Таблица 4

Параметр сложности изображения	Коэффициент сложности, p
Низкая сложность, простой фон	0,8
Средняя сложность кадра	1
Сложный кадр, много объектов в кадре	1,2
Высокая сложность кадра, большое количество мелких объектов, сложный контрастный фон	1,35

Значение k_c для кодеков MPEG4 и H.264 определяется выражением

$$k_c = \frac{p \cdot m}{c}, \qquad (3)$$

где c – коэффициент сжатия кодека в зависимости от качества итогового изображения, для кодека H.264 значения представлены в табл. 5, для кодека MPEG4 значения представлены в табл. 6; p – коэффициент, зависящий от сложности исходного изображения, значения p представлены в табл. 4; m – коэффициент, зависящий от динамики изменения кадра, значения представлены в табл. 7.

Таблица 5

Параметр сжатия изображения	коэффициент сжатия, c
10 – высокое качество	203
20 – хорошее качество	265
30 – среднее качество	322
50 – низкое качество	304

Таблица 6

Параметр сжатия изображения	Коэффициент сжатия, c
10 – высокое качество	73
20 – хорошее качество	95
30 – среднее качество	116
50 – низкое качество	158
70 – плохое качество	212
90 – очень плохое качество	287

Таблица 7

Подвижность объектов в кадре	Коэффициент подвижности, m
100% – постоянная	2
80% –активная	1,6
60% – высокая	1,2
50% – средняя	1
40% – умеренная	0,8
30% –низкая	0,6
20% – очень низкая	0,4

Значение коэффициента k_t зависит от используемого стека протоколов, значения представлены в табл. 8.

Таблица 8

Используемый стек протоколов	k_t
IP/UDP/RTP	1,04
IP/TCP/HTTP	1,06

Выводы

Для систем удаленного видеонаблюдения, использующих стек протоколов TCP/IP значение однопутевой задержки пакетов не должно превышать 250 *мс*. [2]. Для исследованного канала связи данное условие выполняется при интенсивности видеопотока не большей, чем пропускная способность канала (табл. 2).

Например, для одной камеры с разрешением 640x480 пикселей, глубиной цвета 24 *бит*, скоростью съемки 10 кадров в секунду, низкой сложностью изображения и высокой подвижностью объектов в кадре при использовании кодека MPEG4 с хорошим качеством изображения при передаче по протоколу RTP получаются следующие результаты:

$$BW = 640 \cdot 480 \cdot 24 \cdot 10 \cdot \frac{0,8 \cdot 1,2}{95} \cdot 1,04 = 0,77 \quad Мбит/с.$$

На расстоянии между узлами сети 7900 *м* сеть удовлетворяет требованиям качества обслуживания при суммурной интенсивности видеопотока не более 3,1 *Мбит/с*, что позволяет организовать до четырех одновременных видеопотоков с камер с заданными параметрами.

Список литературы: 1. *http://www.engeniustech.com/datacom/products/details.aspx?id=246.* 2. *Jinyun Zhang, Yige Wang, Bo Rong*, QoS/QoE Techniques for IPTV Transmissions.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.09.2009

УДК 621.396.933.4

Б.Б. ПОСПЄЛОВ, д-р техн. наук , Д.Л.ЧЕЧОТКІН, канд. техн. наук

ЙМОВІРНІСНО-ЧАСОВИЙ МЕТОД ОЦІНКИ ЯКОСТІ ФУНКЦІОНУВАННЯ БЕЗПРОВОДОВИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ У ДИНАМІЧНИХ УМОВАХ

Постановка проблеми

Широке застосування безпроводових систем передачі інформації (БСПІ) дозволяє створювати телекомунікаційні мережі (ТКМ) на великих територіях, включаючи віддаленні та трудно досяжні населені пункти, ділянки шляхів та магістралей. А користувачі таких ТКМ отримують можливість бути дійсно мобільними, тобто, не тільки легко та швидко змінити місце доступу до мережі, а й користуватися своїми абонентськими терміналами під час руху.

Водночас, оцінка якості функціонування ТКМ в теперішній час зводиться до визначення одного з чотирьох класів наскрізного (із кінця в кінець) QoS [1, 2, 4]. Якість обслуговування ТКМ, які побудовані на базі БСПІ, як правило, приймається на рівні «середній», який характерний для безпроводової рухомої телефонії стандарту GSM [2]. При цьому основними якісними та кількісними характеристиками являються:

- затримка передачі мовної інформації із кінця в кінець та в односторонньому напрямку;
- час встановлення з'єднання;
- ймовірність втрати пакетів;
- суб'єктивна оцінка якості мови у відповідності до рекомендацій МСЕ Р.800 та Р.830;
- загальна оцінка якості передачі (R);
- оцінка якості мови, що сприймається слухачем.

При суттєвому зростанні потреб достовірної передачі великих обсягів інформації в реальному часі (передача мультімедійних даних) з широким використанням БСПІ актуальною стає проблема динамічної оцінки якості функціонування ТКМ з урахуванням ймовірнісно-часових станів їх елементів. При цьому використання зазначених традиційних показників не дозволяє враховувати вплив на якість інформаційного обміну (ІО) динаміки ймовірнісно-часових станів елементів ТКМ, яка обумовлена динамічними властивостями абонентів мережі, сигнально-завадового оточення та надійністю термінального обладнання. Тому на сучасному етапі актуальним є розробка методів оцінки якості функціонування ТКМ, що базуються на використанні БСПІ в динамічних умовах.

Метою статті є розробка методу оцінки якості функціонування ТКМ, що базуються на використанні БСПІ, який враховує динамічні можливості елементів мереж на основі ймовірносно-часового підходу з використанням марковської моделі, що описує відповідну динаміку елементів ТКМ.

ТКМ на базі БСПІ складається з окремих безпроводових ліній інформаційного обміну (БЛІО). Загальна структура типової БЛІО може бути представлена у вигляді, зображеному на рис. 1. Елементами БЛІО (а так само і ТКМ в цілому) є:– базова станція (БС), яку в переважній більшості випадків можна вважати нерухомою, абонентський термінал (АТ), який може функціонувати під час руху та джерело завад (ДЗ), під яким будемо розуміти не лише джерело електромагнітного випромінювання, що створює активні завади, а також точка перевідбиття радіохвиль або перепона на шляху розповсюдження радіохвиль (будівля або рухомий об'єкт, який з'явився на шляху між БС та АТ, що обумовлено рухом останнього).

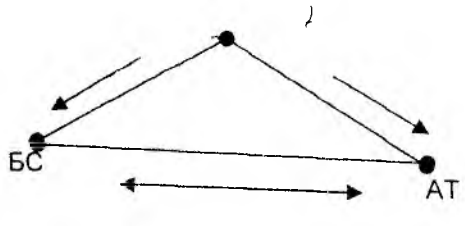


Рис. 1

Між елементами БС та АТ здійснюється односторонній або двосторонній обмін інформацією. У загальному випадку дана система може складатися з *N*-ї кількості елементів,

які в сукупності утворюють ТКМ. З урахуванням інформаційної взаємодії та просторової і часової динаміки елементів ТКМ можна розглядати як складну динамічну систему, для якої сукупність відповідних станів щодо кожного елементу системи в деякий момент часу t характеризує стан ТКМ в цілому у цей же момент часу. Зміна станів окремих елементів у часі визначає динаміку станів ТКМ. У процесі функціонування переходи ТКМ зі стану в стан відбуваються у детерміновані та випадкові моменти часу. Детерміновані зміни станів пов'язані з алгоритмом функціонування обладнання, діями обслуговуючого персоналу (оператора) або користувачів. Випадкові зміни станів можуть бути викликані дією завад або відмовленнями (повними або тимчасовими) щодо елементів ТКМ.

Складність процесу переходів ТКМ зі стану в стан обумовлена специфікою функціонування її елементів. Ця специфіка полягає в тому, що радіоелектронні системи та пристрої, які є елементами ТКМ, крім повних відмовлень, піддані тимчасовим відмовленням. Під тимчасовим відмовленням елементів ТКМ розуміється тимчасове зниження якості функціонування, при якому показники якості QoS лежать поза встановленими межами. Тимчасові відмовлення обумовлені відхиленням умов ведення ІО за часом від умов, що необхідні для нормального функціонування пристрою чи системи. Причинами цього можуть бути зміна умов поширення радіохвиль, дія ненавмисних та навмисних завад, взаємні завади тощо.

З урахуванням не тільки повних, але й тимчасових відмовлень елементів розглянута модель ТКМ достатньо повно описує ІО, який здійснюється в мережі утвореної з БСПІ. Використання моделей елементів із двома та трьома станами дозволяє в довільний момент часу t характеризувати ТКМ при рішенні кожної конкретної задачі кінцевою безліччю несумісних станів, тобто вектором станів

$$\mathrm{H}^T = \left[H_1 \quad H_2 \quad \ldots \quad H_i \quad \ldots \quad H_M \right], \tag{1}$$

де M – число несумісних станів ТКМ.

Вибір та опис станів ТКМ є евристичною задачею, яка залежить від числа елементів, їх взаємодії та алгоритму функціонування, особливостей місцевості та інших.

Як відомо [6, 7], для складних технічних систем у якості моделей, що описують процес зміни станів у (1) застосовують відповідні марковські моделі. Оскільки переходи елементів ТКМ зі стану в стан можуть відбуватися в будь-який випадковий момент часу та не залежать від того, в якому стані вони знаходились раніше, то більш адекватною до реальності може служити модель у вигляді дискретного марковського процесу.

Така модель описує зміну дискретних станів ТКМ (1), причому зміна станів відбувається у випадкові моменти часу. Використання імовірнісно-часового підходу пов'язане з визначенням відповідної моделі щодо дискретного марковського процесу, для опису якого необхідно задати [6, 7] імовірності станів ТКМ в початковий момент часу (вектор початкових імовірностей станів ТКМ)

$$\mathrm{P}(t_0)^T = \left[P_1(t_0) \quad P_2(t_0) \quad \ldots \quad P_M(t_0) \right] \tag{2}$$

та матрицю перехідних імовірностей станів ТКМ

$$\mathrm{P}_n(t, t+\Delta t) = \begin{vmatrix} P_{11}(t,t+\Delta t) & \ldots & P_{1j}(t,t+\Delta t) & \ldots & P_{1M}(t,t+\Delta t) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ P_{i1}(t,t+\Delta t) & \ldots & P_{ij}(t,t+\Delta t) & \ldots & P_{iM}(t,t+\Delta t) \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ P_{M1}(t,t+\Delta t) & \ldots & P_{Mj}(t,t+\Delta t) & \ldots & P_{MM}(t,t+\Delta t) \end{vmatrix}. \tag{3}$$

Як відомо, безпосереднє визначення матриці перехідних ймовірностей станів (3) для кінцевого інтервалу часу для дискретного марковського процесу неможливо. Тому при обчи-

сленні ймовірностей станів використовують локальні характеристики, якими є інтенсивності відповідних переходів зі стану в стан. Стосовно запропонованої моделі щодо малих інтервалів часу Δt відповідні імовірності переходу визначатимуся у вигляді [6]:

$$\begin{aligned} P_{ij}(t, t+\Delta t) &= 1 + a_{ij}(t)\Delta t + 0(\Delta t) \ \textit{при}\ i = j \\ P_{ij}(t, t+\Delta t) &= a_{ij}(t)\Delta t + 0(\Delta t) \quad \textit{при}\ i \neq j \end{aligned} \tag{4}$$

де $a_{ij}(t)$ – інтенсивність переходів зі стану H_i у стан H_j;

$0(\Delta t)$ – члени вище першого порядку малості відносно величини інтервалу Δt.

З урахуванням цього імовірності станів ТКМ, для заданих інтенсивностей переходів (4), в будь-який момент часу t визначатимуться відповідним векторно-матричним рівнянням

$$\frac{d}{dt}\mathrm{P}(t) = \mathrm{A}^T\mathrm{P}(t), \quad \mathrm{P}(t_0) = \mathrm{P}_0, \tag{5}$$

де $\mathrm{P}(t)^T = \left[P_1(t) \quad P_2(t) \quad \ldots \quad P_M(t)\right]$ – вектор імовірностей станів ТКМ у довільний момент часу t; t_0 – початковий момент часу; $\mathrm{A}(t)$ – матриця інтенсивностей переходів.

В період нормальної експлуатації можна передбачити, що інтенсивність переходів змінюється за часом незначно. Тоді, для окремого випадку, можна записати $\mathrm{A}(t) = \mathrm{A} = const$, а рівняння (5) має розв'язок у вигляді

$$\mathrm{P}(t) = \exp(\mathrm{B}t)\mathrm{P}_0, \tag{6}$$

де $\mathrm{B} = \mathrm{A}^T$.

У якості прикладу запропонованого аналізу розглянемо БЛІО, яка є частиною ТКМ, та представлена на рис. 1. Припустимо, що БЛІО у будь-який момент часу може знаходитися в одному з трьох станів:

H_1 – працездатний стан БЛІО – стан у якому здійснюється двохсторонній ІО з заданими показниками якості (QoS);

H_2 – стан тимчасового відмовлення БЛІО – якісні показники ІО нижче допустимих за рахунок дії завад, багатопроміневості, появи перепон на шляху розповсюдження радіохвиль;

H_3 – стан повного відмовлення БЛІО – стан в якому має місце відмовлення апаратури, що забезпечує ІО (апаратури БС та/або АТ).

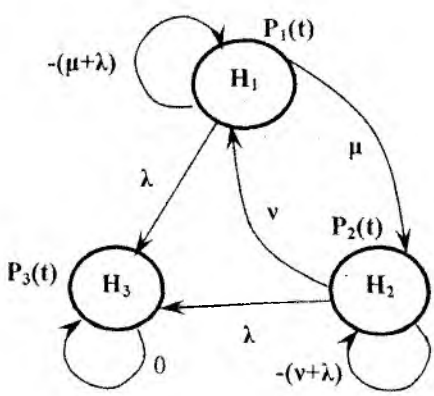


Рис. 2

Процес зміни станів БЛІО за часом можна представити орієнтовним графом станів (рис. 2). На рис. 2 представлено: λ – інтенсивність переходу БЛІО зі стану H_1 у стан H_3 ($H_1 \rightarrow H_3$) і зі стану H_2 у H_3 ($H_2 \rightarrow H_3$); μ – інтенсивність переходу зі стану $H_1 \rightarrow H_2$; ν – інтенсивність переходу зі стану $H_2 \rightarrow H_1$; $P_1(t)$, $P_2(t)$, $P_3(t)$ – імовірності відповідних станів в довільний момент часу.

Інтенсивність переходів зі стану H_1 до H_3 та з H_2 до H_3 можна оцінити виходячи з технічних характеристик БСПІ. Так, наприклад, якщо в якості показника якості ІО вибрати інтенсивність відмовлень елементів, то для різних типів сучасних БСПІ її значення знаходяться в діапазоні [3, 4] – $\lambda = 10^{-3} \ldots 10^{-5}$. Якість ІО можна оцінювати й іншими показниками QoS або скористатися інтегральним показником.

Значення μ і ν можна визначити на основі аналізу типового циклу функціонування БЛІО в умовах дії завад змінної інтенсивності від часу (рис. 3) [5].

Припустимо, що у момент часу $t0$, якому передував момент порушення ІО через дію завади, автоматичні пристрої БС та АТ намагаються відновити ІО за рахунок збільшення потужності сигналу, перестройки на іншу частоту або використання іншого просторового каналу.

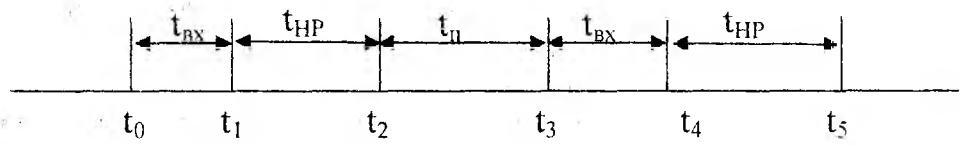


Рис. 3

У момент часу $t1$ БЛІО починає нормально функціонувати. У момент $t2$, з причини дії завади або появи перепони, БЛІО перейшла у режим простою, тобто імовірність ІО сталася нижче припустимої. Інтервал часу $t\text{п} = t3 - t2$ необхідний автоматичним пристроям БС та АТ для визначення погіршення якості ІО перед початком роботи програми зміни режиму функціонування БЛІО для захисту від завади.

У момент $t3$ починається відновлення ІО. Час $\bar{t}_{ВХ}$ необхідний для відпрацювання вибраної програми захисту від завади. У момент $t4$ ІО відновлений. Далі процес циклічно повторюється.

Усі розглянуті часові інтервали мають випадковий характер. Тому інтенсивність процесу μ переходу БЛІО з стану ІО до стану ІО в умовах дії завад і навпаки ν можна характеризувати відповідними інтенсивностями переходів:

$$\mu = \frac{1}{\bar{t}_{НР}};\ \nu = \frac{1}{\bar{t}_{ВХ} + \bar{t}_{П}}, \tag{7}$$

де $\bar{t}_{ВХ}$ – середній час відновлення ІО; $\bar{t}_{НР}$ – середній час нормальної роботи лінії ІО; $\bar{t}_{П}$ –середній час простою лінії ІО, обумовлений завадою.

Розв'язок рівняння (5) з обліком (6) визначатиметься імовірностями станів БЛІО:

$$P_1(t) = \frac{(1-P_{30})\nu}{\mu+\nu}e^{-\lambda t} + (P_{10} - \frac{(1-P_{30})\nu}{\mu+\nu})e^{-(\lambda+\mu+\nu)t}; \tag{8}$$

$$P_2(t) = \frac{(1-P_{30})\mu}{\mu+\nu}e^{-\lambda t} + (P_{20} - \frac{(1-P_{30})\mu}{\mu+\nu})e^{-(\lambda+\mu+\nu)t}; \tag{9}$$

$$P_3(t) = 1 + (P_{30} - 1)e^{-\lambda t}, \tag{10}$$

де $P_{10} = 1$, $P_{20} = 0$, $P_{30} = 0$ – елементи вектора (2), що визначають імовірність початкових станів БЛІО.

Вирази (8) – (10) визначають імовірності станів БЛІО для безперервного часу щодо заданих відповідних значень інтенсивностей переходів зі стану у стан з урахуванням динаміки елементів ТКМ.

Описаний метод дозволяє на основі розв'язання загальних рівнянь (5) або часткових результатів (8) – (10) проводити відповідну оцінку якості ІО з урахуванням динамічних умов функціонування та надійності обладнання ТКМ.

Висновки

На основі використання ймовірнісно-часового підходу та марковської моделі, щодо зміни станів ТКМ, розглянуто метод оцінки якості ІО, який на відміну від відомих дозволяє враховувати динаміку елементів ТКМ та її вплив на показники якості ІО. Використання даного методу передбачає такі основні етапи:

1. На основі заданої структури ТКМ та аналізу очікуваної динаміки та завадової обстановки, здійснюється побудова відповідної структури моделі ТКМ.

2. По обраній структурі моделі ТКМ визначаються відповідні стани (здійснюється опис вектору станів (1)).

3. На підставі технічних характеристик елементів ТКМ, їх ймовірного взаємного положення за часом та обраного показника якості функціонування (QoS) визначаються елементи матриці інтенсивностей переходів ТКМ зі стану у стан.

4. Визначається та розв'язується векторно-матричне рівняння (5).

5. Будуються графіки динаміки ймовірностей відповідних станів ТКМ та проводиться їх аналіз.

На основі аналізу надаються рекомендації щодо використання окремих БСПІ в умовах очікуваної динаміки та завадової обстановки для забезпечення необхідного рівня показника QoS.

Список літератури: 1.*Беллами Дж.* Цифровая телефония: Пер. с англ. / Под ред. А.Н. Берлина, Ю.Н. Чернышова. М.: Эко-Трендз, 2004. 640 с. 2. *Семенов Ю.В.* Проектирование сетей святи следующего поколения. СПб.: ОАО "Гипросвязь", 2005. 240 с. 3. *Шахнович И.В.* Современные технологии беспроводной связи. М.: Техносфеера, 2006. 288 с. 4. *Сюваткин В.С.* и др. WiMAX – технология беспроводной связи: основы теории, стандарты, применение / Под ред. В.В. Крылова. СПб.: БВХ-Петербург, 2005г. 368 с. 5. *Чечоткін Д.Л.* Методика оцінки якості функціонування авіаційної лінії інформаційного обміну з урахуванням мінливості умов радіоелектронного подавлення // Відкриті інформаційні та комп'ютерні інтегровані технології. 2006. №32. С. 132-136. 6. *Ярлыков М. С.* Статистическая теория радионавигации. М.: Радио и связь, 1985г. 342с. 7. *Грушенко М.В., Поспєлов Б.Б., Мисик Ф.Ф., Яковлєв В.Ю.* Оцінка ефективності авіаційних радіоелектронних комплексів / Навч. посібник. Харків. МОУ ХУПС, 2007р. 91с.

Харківський національний
університет радіоелектроніки

Надійшла до редколегії 05.09.2009

УДК 519.876.5; 004.738.5

В.І. ГУРА, В.В. КОРЧИНСЬКИЙ, канд. техн. наук

ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ РОБОТИ ЗАХИЩЕНОЇ ІНФОРМАЦІЙНОЇ МЕРЕЖІ, ПОБУДОВАНОЇ НА ОСНОВІ ПРОТОКОЛУ IEEE 802.11

Вступ

Однією з задач, що стоять перед захищеними інформаційними мережами, які побудовані на базі протоколу IEEE 802.11 (ЗІМ), є підвищення швидкості передачі. Як правило, передача даних у таких мережах здійснюється на основі традиційних систем з вирішуючим зворотнім зв'язком (ВЗЗ). Системи передачі даних (ПД) з ВЗЗ знайшли широке застосування і функціонують на різних типах каналів зв'язку. Відповідно до рекомендацій МСЕ/МККТТ, у системах і кінцевих пристроях ПД повинен забезпечуватися коефіцієнт помилок не більше, ніж $p = 1 \cdot 10^{-6}$. Іншою важливою вимогою є забезпечення часових параметрів на проходження встановленого обсягу інформації через систему ПД [1].

Одним з показників ефективності функціонування ЗІМ, які побудовані на базі протоколу IEEE 802.11, є відносна ефективна швидкість передачі R [2]. На її значення впливають довжина кодової комбінації та інтенсивність і характер розподілу помилок у захищеному каналі ПД. Традиційно в системах ПД з ВЗЗ (до яких відносяться розглядувані ЗІМ) застосовується режим з виявленням помилок.

Як показує аналіз літературних джерел, задачами підвищення ефективності роботи мереж, побудованих на основі протоколу IEEE 802.11, займалася велика кількість науковців. Серед найбільш відомих робіт, присвячених цим проблемам, слід відзначити роботи російських та зарубіжних учених: Г.П. Башаріна, П.П. Бочарова, О.М. Брехова, В.А. Васеніна, В.М. Вишневського, Р.Л. Добрушина, А.Н. Дудіна, В.С. Жданова, Н.А. Кузнецова, В.В. Кульби, Р.А. Мінлоса, G. Balbo, S.C. Bruell, L. Fratta, L. Kleimrock, M. Olivetty та ін. Серед аналітичних робіт, присвячених загальному дослідженню протоколу IEEE 802.11 та оцінці продуктивності побудованих на його базі бездротових мереж, найбільш значущими є роботи В.М. Вишневського, А.І. Ляхова, G. Bianchi, F. Cali, M. Conti, E. Gregory, J. Weinmiller. Відповідно до матеріалів, які опубліковані зазначеними авторами, встановлено, що перспектива підвищення швидкості R можлива за рахунок автоматичного вибору системою ПД з ВЗЗ оптимального режиму коригувального коду з урахуванням поточного стану каналу. Наприклад, зменшення числа перезапитів можна забезпечити за рахунок включення режиму виправлення помилок. Цей режим, в основному, застосовується в системах ПД без зворотного зв'язку і надмірність коригувального коду звичайно розрахована на найгірші умови роботи. Очевидно, що в системах ПД з ВЗЗ не можна цілком відмовитися від виявлення помилок, тому що в періоди незадовільного стану каналу всяке виправлення помилок може виявитися неефективним. Тому процедура виправлення помилок у системах ПД з ВЗЗ доцільна лише у випадку поєднання її з одночасним виявленням помилок. З цього можна припустити, що декодувальні пристрої на приймальній стороні системи повинні забезпечувати виправлення помилок деякої малої кратності і при цьому виявляти помилки більшої кратності. Це ускладнює алгоритм роботи декодувальних пристроїв та їх технічну реалізацію, а також вимагає наявності пристрою контролю стану каналу ПД. Однак питання про вибір між ускладненням алгоритму роботи системи і збільшенням швидкості передачі по каналах багато в чому визначається економічними показниками. Останнім часом виявилася тенденція здешевлення систем передачі інформації та збереження високої вартості часу використання каналів зв'язку.

В зв'язку з зазначеним *раніше невирішеною частиною загальної проблеми* є задача, яка дозволяє оцінити варіант підвищення ефективності роботи ЗІМ, побудованої на базі протоколу IEEE 802.11, за рахунок збільшення відносної ефективної швидкості передачі кожного елемента. *Постановкою завдання* є дослідження доцільності використання режиму виявлення помилок та їх частковому виправленні при змінних статистичних параметрах каналу з метою підвищення ефективності роботи ЗІМ.

Виклад основного матеріалу та математичне обґрунтування отриманих результатів

З метою вивчення і дослідження можливості управління відносною ефективною швидкістю в мережах з комутацією пакетів розглянемо надлишковий двійковий (n,k)-код з кодовою відстанню $d_0 = 2t_i + 1$, де t_i – кратність виправлення помилок. У режимі виявлення і виправлення помилок такий код може гарантовано виправляти всі помилки кратності не вище $t_{i\partial}$ і виявляти всі помилки кратності не вище $t_{об}$, якщо дотримується умова:

$$(t_{i\partial} + t_{об} + 1) \le d_0 . \tag{1}$$

де $t_{i\partial}$ – число помилок, що виправляються, декодувальним пристроєм, $t_{об}$ – число помилок, що виявляються кодом.

Як видно з (1), у такому режимі роботи штучно занижуються потенційні можливості коду по виявленню максимальної кратності помилки на величину $t_{i\partial}$. Одначе, замість цього, забезпечується виправлення помилок малої кратності. В зв'язку з тим, що більшість реальних каналів мають нестаціонарний характер розподілу помилок у часі та велике розходження в параметрах [3], виникає питання про найбільш доцільні умови функціонування системи. Проведемо дослідження ефективності роботи ЗІМ з безупинною передачею та з ВЗЗ (ВЗЗбп) при частковому виправленню помилок в поєднанні з їх виявленням.

Методика дослідження

Розглянемо роботу ЗІМ як систему ПД з ВЗЗ, безупинною передачею і накопиченням групи знаків (ВЗЗнз), що використовує лінійний (n,k)-код у режимі часткового виправлення помилок кратності не вище $t_{i\partial}$ і виявлення помилок кратності не вище $2t_{i\partial} - t_{i\partial}$. У такій системі ймовірність невиявлення помилок – $P_{\text{і і}}(n)$ [2] і ймовірність стирання $P_{\text{СТ}}(n)$, що характеризують виявлення помилок у кодовому слові довжиною n елементів, визначається як

$$\left.\begin{aligned} P_{HO}(n) &\le 2^{k-n} P(\ge (2t_i + 1) - t_{i\partial}, n) \sum_{i=0}^{t_{i\partial}} C_n^i \\ P_{CT}(n) &\ge P(\ge t_{i\partial} + 1, n) - P_{HO}(n) \end{aligned}\right\}. \tag{2}$$

У системах ПД з ВЗЗнз відносна ефективна швидкість передачі R може змінюватися і є функцією стану каналу та параметрів передачі [4]:

$$R = \gamma_K \cdot \gamma_Э = \frac{k}{n} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{M \cdot P_{CT}(n)}{1 - P_{CT}(n)}}, \tag{3}$$

де γ_K – відносний коефіцієнт швидкості коду; $\gamma_э$ – відносний коефіцієнт кодової ефективності використання каналу, обумовлений ймовірністю помилкового прийому одиничного елемента; k – число інформаційних елементів у кодовому слові n; M – кількість повторюваних кодових слів.

Значення M визначає ємність накопичувача для систем ПД з ВЗЗнз:

$$\text{M} = 1 + \frac{2t_{\text{р}} + t_{\text{о}}}{t_{\text{комб}}}, \tag{4}$$

де $t_з = \frac{L}{V}$ – час поширення сигналу в каналі зв'язку, *с*; $t_{комб} = \frac{n}{B}$ – тривалість кодової комбінації з n розрядів, *с*; $t_і = \frac{1}{B}$ – тривалість елементарної посилки; L – відстань між кінцевими станціями, *км*; V – швидкість поширення сигналу в каналі, *км/с*; $B = D\mu$ – швидкість передачі, *біт/с*; D – швидкість модуляції, Бод; μ – питома швидкість передачі, *біт/с*.

Значення параметрів R, $\gamma_К$ і $\gamma_Э$ обмежені діапазоном чисел від 0 до 1. При цьому відношення $R = \frac{k}{n}$ визначає теоретичну межу ефективності системи ПД зі зворотним зв'язком.

У реальних умовах функціонування системи ПД практично не вдається досягти теоретичної межі R, одначе наблизитися до нього можна за рахунок використання ефективних методів передачі та ефективних алгоритмів управління. При розробці нової системи необхідно щоб $R \to 1$ та $R > R_{пр}$, де $R_{пр}$ відносна ефективність швидкості передачі прототипу системи ПД з ВЗЗнз із показниками функціонування, що є кращими на момент розробки нової системи.

Як видно з (3) наблизитися до теоретичної межі можна за умови, що коефіцієнти $\gamma_К$ та $\gamma_Э$ також прагнуть до 1. Отже, при виборі параметрів і алгоритму передачі ЗІД необхідно враховувати цю умову.

Для кодів, що виявляють і виправляють помилки ймовірність $P_{НО}(n)$ обчислимо за наближеною формулою [2, (8.7)]:

$$P(n) \approx \frac{p}{2}\left(\frac{n}{d-t}\right) C \,. \tag{5}$$

Для оцінки впливу $\gamma_К$ та $\gamma_Э$ на швидкість передачі R з метою визначення їх оптимальних значень при різних параметрах коригувального коду і дискретного каналу зручно зв'язати співмножники формули (3) з параметрами n, k, d, p, α і $P_{НО}(n)$.

З врахуванням того, що кількість перевірочних елементів у кодовій комбінації $r = n - k$, з (5) знайдемо:

$$r = 3{,}32\left[(1-\alpha)\lg\frac{n}{d_o - t_{ід}} + \lg p_o + \lg\sum_{i=0}^{t_{ід}} C_n^i - \lg P_{НО}(n)\right]. \tag{6}$$

Зробимо в першому співмножнику виразу (2) заміну k на $n - r$ і з врахуванням виразу (6) отримаємо:

$$\gamma = \frac{k}{n} = \left\{1 - \frac{3{,}32}{n}\left[(1-\alpha)\lg\frac{n}{d-t} + \lg p + \lg C^i - \lg P(n)\right]\right\}. \tag{7}$$

Вираз для другого співмножника виразу (3) отримаємо з врахуванням виразу (4). Тоді:

$$\gamma = \frac{1 - P(n)}{1 + P(n)\cdot\dfrac{\dfrac{2LB}{V} + 1}{n}}. \tag{8}$$

Підставивши (5) і (6) у друге рівняння формули (2) отримаємо:

$$P_{\text{СТ}}(n) = n^{1-\alpha} p_o \left[\frac{1}{t_{\text{ід}}+1} - \frac{\sum_{i=0}^{t_{\text{ід}}} C_n^i}{2^{3{,}32\left((1-\alpha)\lg\frac{n}{d_0-t_{\text{д}}} + \lg p_o + \lg \sum_{i=0}^{t_{\text{ід}}} C_n^i - \lg P_{\text{НО}}(n) \right)} (d_o - t_{\text{ід}})^{1-\alpha}} \right]. \quad (9)$$

Підставляючи (7) і (8) у (3), отримаємо вираз для розрахунку відносної ефективної швидкості передачі для системи ПД з ВЗЗнз у режимі коригувального коду, що виправляє і виявляє помилки, де $P_{\text{СТ}}(n)$ визначається по формулі (9).

$$R = \left\{ 1 - \frac{3{,}32}{n} \cdot \left[(1-\alpha)\lg\frac{n}{d_0 - t_a} + \lg p_0 + \lg \sum_{i=0}^{t_a} N_n - \lg P_{HO}(n) \right] \right\} \cdot \left[\frac{1 - D_{HO}(n)}{1 + D_{HO}(n) \cdot \frac{\frac{2LB}{V}+1}{n}} \right]. \quad (10)$$

Розглянемо систему ПД з ВЗЗнз, що використовує лінійний (n,k)-код у режимі тільки виявлення помилок кратності не вище $2t_{,}$ [5], де:

$$\left. \begin{array}{l} P_{CT}(n) \le 2^{k-n} P(\ge 2t_3 + 1, n) \\ P_{HO(n)} \ge P(\ge 1, n) - P_{CT}(n) \end{array} \right\}.$$

Вираз для розрахунку відносної ефективної швидкості передачі для системи ПД з ВЗЗнз тільки з виявленням помилок представимо як [5]:

$$R = \left\{ 1 - \frac{3{,}32}{n} \cdot \left[(1-\alpha)\lg\frac{n}{d_0 - t_a} + \lg p_0 + \lg \sum_{i=0}^{t_a} N_n - \lg P_{HO}(n) \right] \right\} \cdot \left[\frac{1 - D_{HO}(n)}{1 + D_{HO}(n) \cdot \frac{\frac{2LB}{V}+1}{n}} \right] \Bigg\},$$

$$P_{HO}(n) = n^{1-\alpha} p_0 \left(1 - \frac{1}{2^{3{,}32((1-\alpha)\lg\frac{n}{d_0} + \lg p_0 + \lg P_{CT}(n))} d_0^{1-\alpha}} \right) \Bigg\}.$$

Для повноти аналізу розглянемо модель каналу ПД [2], відповідно до якої ймовірність перекрученої кодової комбінації може бути знайдена по формулі:

$$P(\ge 1; n) = n^{1-\alpha} p_0 \quad ,$$

$$P(\ge 1, n)$$

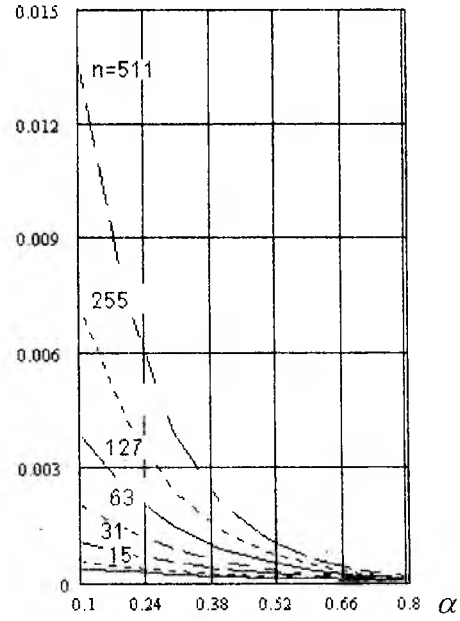


Рис. 1

Відповідно до цієї моделі ступінь зростання $P(\geq 1;n)$ з ростом (n) залежить від характеру розподілу помилок. На рис. 1 показана залежність від α при різних довжинах n.

На рис. 2 представлені залежності R від довжини кодової комбінації. Крива 1 відповідає режиму роботи системи з виявленням помилок при $p_0 = 2{,}5 \cdot 10^{-3}$, $\alpha = 0{,}29$. У випадку зміни завадової обстановки, наприклад коефіцієнт групування помилок зменшився до величини $\alpha = 0{,}1$, швидкість R при довжині коду $n = 255$ (точка А) змінить своє значення з 0,8 на 0,548 (точка 3), тобто втрати у швидкості передачі склали 32 %.

Зменшення R пояснюється збільшенням кількості перекручених кодових комбінацій через що зростає число перезапитів.

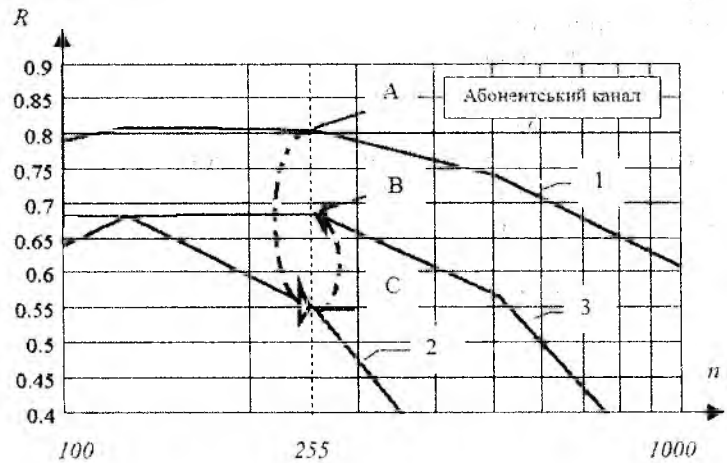


Рис. 2

З'ясуємо тепер, що відбудеться, якщо при зміні поточного стану каналу система перейде на режим функціонування з виправленням і виявленням помилок. Крива 3 (рис. 2) відповідає режиму виправлення помилок кратності $t_{id} = 1$ зі збереженням здатності коду виявляти помилки кратності не вище $t_{id} = 3$. При переході на цей режим значення R збільшилося з 0,548 (точка 3) до 0,69 (точка В) при незмінній довжині коду $n = 255$, тобто втрати у швидкості передачі щодо точки А (рис. 2) склали 14 %. Дані розрахунків свідчать про те, що перехід на цей режим дозволив істотно компенсувати втрати у швидкості передачі через погір-

шення якості каналу. Таким чином, у системі ПД з ВЗЗбп і виявленням помилок погіршення якості каналу (параметр $\alpha \to 0$), спричиняє появу додаткового числа перекручених кодових комбінацій. При цьому збільшується частка перекручених кодових комбінацій з малою кратністю помилок і в той же час зменшується число перекручених кодових комбінацій з високою кратністю помилок. Остання обставина робить доцільним перехід ЗІМ на режим одночасного виправлення і виявлення помилок, при якому погіршення виявляючих здібностей коду, компенсується станом каналу з малою ймовірністю поразки кодової комбінації великою кратністю помилок. Виправлення ж помилок малої кратності дозволяє знизити кількість перезапитів, а, отже, підвищити R.

Висновки

Отримано формулу (10) для розрахунку ефективної відносної швидкості передачі для ЗМІ з ВЗЗнз у режимі часткового виправлення помилок малої кратності $t_{i0} < t_i$ з одночасним виявленням помилок обмеженої кратності не вище $2t_{i0} - t_{i0}$. Встановлено, що режим часткового виявлення та виправлення помилок доцільно поєднати з режимом виявлення помилок. Вибір режиму системою ПД з ВЗЗбп здійснюється з врахуванням поточної якості каналу. Режим виявлення помилок рекомендується для стану каналу з великим коефіцієнтом групування помилок $\alpha = 1{,}8...4{,}5$, так як в цьому випадку код може забезпечити виявлення помилок високої кратності. Режим виправлення помилок малої кратності і виявлення помилок кратності не вище $2t_{i_0} - t_{i_0}$ рекомендується для стану каналу з невисоким коефіцієнтом групування помилок $\alpha < 0{,}18$, що доцільно для кодів з невеликими виявляючими властивостями. Таким чином, застосування в ЗМІ з ВЗЗбп розглянутого режиму захисту від помилок з погляду критерію ефективності – підвищення швидкості R і збереження при цьому необхідній вірності передачі – доцільно в каналах з шумами та в періоди незадовільного його стану.

Список літератури: 1. *Скопа О.О., Корчинський В.В.* Управління відносною ефективною швидкістю передачі в мережах з комутацією пакетів // Вісник Національного університету «Львівська політехніка»: Зб. наук. праць. Львів, 2002. №443. С.75-80. 2. *Элементы* теории передачи данных дискретной информации / Пуртов Л.П., Замрий А.С., Захаров А.И., Охорозин В.М. М.: Связь, 1972. 232 с. 3. *Морозов В.Г., Пуртов Л.П., Замрий А.С.* Обобщение экспериментальных данных по вероятности и показателю группирования ошибок // Техника проводной связи: Сер. ТПС. 1981. Вып. 4(2). С. 53-60. 4. *Захарченко Н.В., Корчинский В.В.* Модель потока ошибок при исследовании систем передачи данных с переменными параметрами / Сб. тр. УГАС им. А.С. Попова, 1999. №1. 5. *Захарченко В.Н., Корчинский В.В., Гринь А.А.* Эффективность систем ПД с РОС и переменными параметрами корректирующего кода // Радиотехника, 2000. Вып. 110.

Міжнародний гуманітарний університет, Одеса
ОНУ зв'язку ім. О.С.Попова

Надійшла до редколегії 23.09.2009

УДК 621.391

И АНАДЖ НАОРС, К.А.СЕЛИВАНОВ, Н.В.МОСКАЛЕЦ, канд.техн. наук

АНАЛИЗ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМЫ WiMAX

Анализ энергетики в канале связи WiMAX

Для систем WiMAX стандарт IEEE 802.16 определяет максимально допустимый уровень битовой ошибки равный $BER = 10^{-6}$ (процент приема ошибочных бит информации не более 0,005 %). При данном уровне ошибок система WiMAX способна поддерживать с требуемым качеством самый критичный к ошибкам сервис цифровой телефонии (сервис TDM).

Стандарт IEEE 802.16-2004 определяет значение отношения сигнал/шум (SNR) для OFDM сигнала для поддержки модуляции QAM-64 на уровне ошибок не выше $BER = 10^{-6}$ с учетом коррекции ошибок FEC=3/4, равное 24,4 *дБ*. Для поддержки остальных типов модуляции с более низкими скоростями требуются соответственно более низкие значения SNR. Более поздний стандарт IEEE 802.16e-2005 регламентирует для фиксированных WiMAX OFDM более низкое значение SNR=21 *дБ* для QAM-64 с $BER = 10^{-6}$ и SNR=20 *дБ* для QAM-64 мобильных сетей WiMAX OFDMA.

Для получения требуемого уровня SNR мощность сигнала на входе приемника системы должна быть выше соответствующего для того или иного типа модуляции порогового уровня чувствительности P_{SR}.

Пороговый уровень чувствительности приемника для систем OFDM для модуляции, например QAM-64, определяется как [1], *дБВт*:

$$P_{SR} = N_0 + (P_S/P_N)_{QAM64} + 10\lg(\Delta F_{OFDM}) + N_f + L_{il} \qquad (1)$$

где $(P_S/P_N)_{QAM64}$ – требуемый уровень отношения сигнал/шум для модуляции QAM-64 равный 21 *дБ* [1]; $N_0 = 10\lg(kT_0) = -144$ дБ (*Вт/МГц*) – спектральная плотность мощности теплового шума приемника (Receiver Noise Floor); N_f – коэффициент шума приемника (noise figure) равный 8 *дБ* (IEEE 802.16e-2005).

Значение потерь аппаратной реализации (Implementation loss) L_{il} равно 5 *дБ*. Эта величина отражает так называемые потери реализации, учитывающие неидеальность характеристик приемника, ошибки квантования, фазовый шум и др.

ΔF_{OFDM} – эффективная ширина спектра группового OFDM сигнала. Эта величина пропорциональна количеству используемых поднесущих в спектре группового сигнала. За счет наличия защитного интервала между поднесущими – эффективная ширина спектра OFDM сигнала несколько больше ширины канала ΔF_{ch}. Для канала шириной 10 *МГц* с использованием всех поднесущих $\Delta F_{OFDM} = 11{,}52$ *МГц* ($10\lg\Delta F_{OFDM} = 10{,}61$ *дБ*).

Подставляя значения в (1), получим требуемый для поддержки модуляции QAM-64 пороговый уровень чувствительности системы WiMAX OFDM стандарта IEEE 802.16e-2005 $P_{SR} = -144 + 30 + 21 + 10\lg 11{,}52 + 8 + 5 = -69{,}4$ *дБм*.

Таким образом, для поддержки модуляции QAM-64 уровень OFDM сигнала на входе приемника Receive Strength Signal Level (RSSL) должен быть для систем WiMAX не ниже уровня чувствительности -69,4 *дБ* в полосе ширины канала $\Delta F_{ch} = 10$ *МГц* [1].

Для мобильных систем WiMAX OFDMA в соответствии со стандартом IEEE 802.16e-2005 требуемое отношение SNR= 20 *дБ* для QAM-64 и соответственно $P_{SR} = -70{,}4$ *дБм*.

Следует отметить, что приведенные выше значения чувствительности справедливы для приемника мобильного WiMAX, не использующего технологию разнесенного приема MIMO.

Для расчета радиуса зоны работы базовой станции WiMAX используют уравнение передачи (Link Budget). Данное уравнение связывает уровни мощности на входе приемника $P_{RSSL_{RX}}$ и выходной мощности передатчика P_{Tx}, находящихся друг от друга на расстоянии R,[2,3] *дБВт* :

$$P_{RSSL_{RX}} = P_{пер} + G_{пер} + G_{пр} - L(R), \tag{2}$$

где $P_{пер}$ – выходная мощность передатчика, *дБм*; $G_{пер}$ – коэффициент усиления антенны передатчика, дБ; $G_{пр}$ – коэффициент усиления антенны приемника, *дБ*; $L(R)$ – потери (*дБ*) при распространении радиоволн на расстоянии R *км*. Потери мощности сигнала в свободном пространстве рассчитываются как, $L(R) = 20\lg\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right)$, где λ – длина волны. С учетом использования систем WiMAX в городских условиях потери рассчитываются в соответсвии с моделями Окамуры – Хата.

Поскольку система поддерживает связь на модуляции QAM-64, в том случае если уровень сигнала на входе приемника $P_{RSSL_{RX}}$ будет выше уровня чувствительности P_{SR}, то согласно выражению (3) для этого необходимо, чтобы

$$P_{RSSL_{RX}} - P_{Fm} = P_{Tx} + G_{Tx} + G_{Rx} - L(R) - P_{Fm} \geq P_{SR} \tag{3}$$

где P_{Fm} – запас по замираниям fade margin.

В реальных системах вследствие замирания сигнала из-за многолучевого распространения радиоволн обычно требуется, чтобы уровень сигнала RSSL превышал уровень чувствительности сигнала на некоторую величину, называемую запасом по замираниям – P_{Fm} (fade margin). В системах WiMAX для поддержки модуляции QAM-64 сигнала OFDM достаточно запаса равным 1 *дБ*.

Влияние интерференции на OFDM канал связи WiMAX

В реальных системах помимо теплового и внутреннего шума приемника присутствует интерференция. Влияние интерференции приводит к деградации уровня чувствительности приемника. Чем выше уровень интерференции, тем на большую величину сигнал на входе приемника RSSL должен превышать уровень чувствительности приемника для поддержки соответствующего типа модуляции.

Экспериментально установлено, что если уровень интерференции (спектральная плотность мощности P_I) находится ниже уровня мощности теплового шума на величину в 6 *дБ*, т.е. $P_I / P_N = -6$ *дБ*, то эта интерференция не оказывает влияния на приемник системы [5].

В этом случае наиболее приемлемым критерием может выступать порог деградации приемника из-за воздействия помехи *TD*, который показывает, насколько должен быть увеличен минимальный уровень сигнала на входе приемника при наличии помехи для заданного значения *BER*. В [5] также показано, что параметр TD, *дБ*, может быть определен как

$$TD = 10\lg(1 + 10^{0,1(P_I - P_N)}). \tag{4}$$

Данный критерий является достаточно жестким и дает гарантированный результат [4]. Для защиты фиксированных линий от аддитивной помехи принято, что величина TD не должна превышать 1 *дБ*, т.е. из выражения (5) следует, что

$$P_I = P_N - 6. \tag{5}$$

Таким образом, система WiMAX способна поддерживать используемый вид модуляции с уровнем ошибок $BER = 10^{-6}$ при уровне мощности сигнала равном чувствительности приемника для данной модуляции и уровне интерференции равном или ниже уровня шума на 6 *дБ*.

Спектральная плотность теплового шума (мощность шума в полосе 1 *МГц*) Power Spectral Density (PSD) приемника составляет $N = 10\lg(kT_0) + N_f = -136\ дБ$. Поэтому уровень интерференции, не оказывающей влияния на систему WiMAX, в канале связи шириной $\Delta F = 10\ МГц$:

$$P_I = -136 + 30 + 10lg(10) - 6 = -102\ дБм.$$

В канале шириной 5 *МГц* данный уровень интерференции $P_I = -105\ дБм$. Обратим внимание, что пороговый уровень интерференции P_I, зависит только от ширины канала связи и не зависит от частоты, на которой работает система. При этом пороговый уровень спектральной плотности мощности интеференции, измеряемый в *дБм/МГц*, не зависит и от ширины канала.

Уровень интеференции можно также оценивать на входе апертуры антенны величиной плотности потока мощности (PSFD-Power Spectral Flux Density) интерференции, определяемой как [1 – 3], *дБ*:

$$P_{IPSFD} = P_I - 10\lg(\lambda^2) - G + 10\lg(4\pi), \qquad (6)$$

где P_I – пороговый уровень плотности потока мощности интерференции на входе приемника, *дБ* (*мВт/МГц*); λ – длина волны, *м*;

Пороговый уровень спектральной плотности потока мощности P_{PSFD} зависит от частоты на которой работает система. Обычно данный показатель используют при расчете допустимых норм излучения на рабочих местах и санитарных зон радиотехнических обьектов.

При отсутствии интерференции ($P_I/P_N = -6\ дБ$) и $P_S = P_{SR}$, $P_S/P_N = 21\ дБ$, с учетом потерь реализации $L_{II} = 0$ дБ для модуляции QAM-64 чувствительность приемника

$$\left(\frac{P_S}{P_I}\right) \geq \frac{P_S}{P_N} - \frac{P_I}{P_N} = \frac{P_{SR}}{P_N} + 6 = \frac{P_S}{P_N} + 6 = 21 + 6 = 27\ дБ.$$

Тем самым, для высококачественной системы WiMAX при выполнении критерия $\left(\frac{P_S}{P_I}\right) \geq 27\ дБ$ и минимально достаточном для поддержки модуляции QAM-64 уровне входного сигнала $P_{RSSL_{RX}} = P_{SR}$ гарантируется, что интерференция находится ниже уровня теплового шума приемника на величину не менее 6 *дБ* и независимо от типа интерференции практически не оказывает влияния на работу системы.

При превышении пороговой величины $P_I/P_N = -6\ дБ$ интерференция начинает влиять на работу системы. Степень негативного влияния зависит от типа сигнала интерференции (помехи). При оценке чувствительности приемника в качестве шума приемника рассматривается гауссовский или "белый" шум. Реальный сигнал помехи по своей структуре, естественно, может быть другим, и его влияние на работу системы может быть как сильнее, так и слабее влияния белого шума. Например, узкополосная помеха может оказывать незначительное влияние на широкополосный OFDM сигнал. Точная теоретическая оценка влияния различных типов помех на работу приемника системы является достаточно сложной задачей. Относительно точная теоретическая оценка взаимного влияния интерференции возможна для однотипного оборудования. При этом предполагается, что влияние интерференции от однотипного (также

использующего широкополосный OFDM радиосигнал) с анализируемым оборудованием аналогично влиянию белого шума.

Влияние интерференции на систему заключается в снижении (деградации) уровня чувствительности приемника.

Чувствительность системы для модуляции QAM-64 в канале $\Delta F_{OFDM} = 10$ *МГц* при $L_{ц} = 0\,дБ, N_f = 8$ согласно выражению (2): $P_{SR} = -106 + 21 + 10\lg 10 = -75\,дБм$.

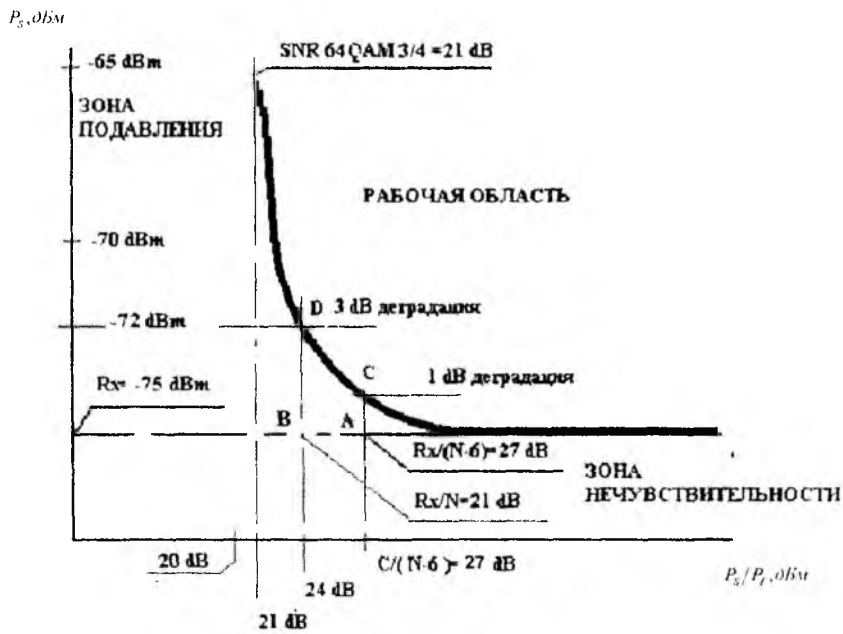
На рис. 1 приведена зависимость между отношением сигнал/интерференция и мощностью сигнала P_S, требуемой для поддержки модуляции QAM-64 в канале шириной 10 *МГц* [1, 5].

На рисунке можно выделить три области: зону нечувствительности, зону подавления и рабочую область [1, 5].

Зона нечувствительности охватывает область, где уровень мощности сигнала находится ниже порога чувствительности, и поэтому система не может поддерживать соответствующий тип модуляции с уровнем ошибок $BER = 10^{-6}$.

Зона подавления охватывает уровень мощности сигнала выше порога чувствительности и левее кривой зависимости P_S от P_S/P_I, где интерференция подавляет работу системы на соответствующей модуляции вследствие недостаточно высокой мощности сигнала P_S.

Рабочая область охватывает уровень мощности сигнала выше порога чувствительности и правее кривой зависимости $P_S(P_S/P_I)$, где выполняется требуемое отношение P_S/P_I, и система может работать на соответствующем виде модуляции в условиях интерференции благодаря достаточно высокой мощности сигнала P_S.



Если интерференция равна или превышает уровень $P_I/P_N = -6\,дБ$ (точка А на рисунке, то для работы системы на некотором виде модуляции необходимо, чтобы мощность полезного сигнала превышала деградировавший вследствие воздействия интерференции уровень чувствительности приемника системы для этой модуляции (точка С на рис. 1). Из выражения (4) можно показать, что соотношение между значением спектральной плотности мощности интерференции P_I и величиной деградации TD уровня чувствительности имеет вид

$$P_I = 10\lg\left(10^{0,1TD} - 1\right) + N \;\; дБ. \qquad (7)$$

При мощности интерференции P_I равной мощности шума приемника P_N и при допущении, что интерференция представляет собой белый шум или, как минимум, интерференция происходит от однотипной системы, деградация чувствительности равна 3 *дБ*, т.е. $P_S/(P_N + P_I) = 3 + P_S/P_N$ *дБ* (точка D на рис. 1) [1,5]. При мощности интерференции на 10 *дБ* выше уровня теплового шума приемника ($P_I/P_N = 10$ *дБ*) деградация чувствительности равна 9.5 *дБ*, т.е. $P_S/(P_N + P_I) = 9{,}5 + P_S/P_N$) [1, 5].

В пределе, при высоком уровне интерференции ($P_I/P_N > 10$ *дБ*) и уровне потерь реализации (implementation loss) близком к нулю, для качественного функционирования системы WiMAX на типе модуляции QAM-64 необходимо $P_S/P_I \geq P_S/P_N = SNR = 21$ *дБ*.

WiMAX является системой с автоматической регулировкой мощности ATPC. На базовых станциях задается максимально возможный уровень входного сигнала RSSL. Для систем WiMAX с шириной канала 5 или 10 *МГц* данный уровень обычно устанавливается равным от -65 до -68 *дБм*, превышающем чувствительность приемника для QAM-64 примерно на 5-10 *дБ*.

Таким образом, система WiMAX может нормально работать на наивысшей модуляции QAM-64 в условиях интерференции при выполнении $P_S/P_I \geq 21...27$ *дБ* в зависимости от уровня входного сигнала на входе приемника системы RSSL, начиная от своего минимального уровня, близкого к чувствительности приемника для QAM-64, и заканчивая максимальным регулируемым ATPC уровнем.

Интерференция по-разному влияет на различные хотя и однотипные системы. Известно, что системы с пониженной чувствительностью не только менее чувствительны к полезному сигналу, но также менее чувствительны (восприимчивы) к интерференции (помехе). В приведенной выше оценке влияния интерференции качество реализации системы WiMAX никак не учитывается. Реальные системы обычно имеют отличные от нуля потери реализации, что уменьшает их чувствительность. Потери реализации (implementation loss) реальной системы WiMAX можно рассчитать как разницу между максимальным теоретически возможным уровнем чувствительности для данной модуляции и ширины канала, и реальной чувствительностью приемника системы WiMAX, приводимой в спецификациях на оборудование.

Теоретический максимально возможный уровень чувствительности, например для модуляции QAM-64 в полосе BW=10 *МГц* согласно (1) при implementation loss = 0 и noise figure = -8 *дБ* равен -74.4 *дБм*. Тем самым, например, потери реализации системы MAXBridge CPE 5.2 производства "Юнидата" составляют 4 *дБ* (при условии noise figure -8 *дБ*), что как для абонентского устройства является хорошим показателем [5].

Следует заметить, что максимально возможный теоретический уровень чувствительности системы WiMAX рассчитывается без учета применения технологии разнесенного приема MIMO. Использование MIMO 2x2 повышает системное усиление энергетики и, соответственно, бюджет канала связи примерно на 5 *дБ*, но никак не чувствительность приемника системы.

Список литературы: 1.*IEEE 802.16e*- 2005 and IEEE 802.16-2004/Cor1 –2005. IEEE standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. Amendment 2. 2. Сюваткин В. С. *и др.* WiMAX – технология беспроводной связи: основы теории, стандарты, применение. / Под ред. В. В. Крылова. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 368 с. 3.*Вишневский В.М., Портной С.Л., Шахнович И.В.* Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G. М.: Техносфера,2009. 472с. 4. *Бородич С.В.* ЭМС наземных и космических ралиослужб. Условия и расчет. М.: Радио и связь, 1990. 272с. 5.*Коляденко Ю.Ю., Москалец Н.В.* Критерии для оценки электромагнитной совместимости систем абонентского радиодоступа // Східно-Європейський журнал передових технологій. Харьков, 2005. № 7/2 (15). С. 102-104. 6. *Васильев В.Г.* Технология фиксированного широкополосного беспроводного доступа WiMAX стандарта IEEE 802.16-2004 Copyright 2009 © UNIDATA www.unidata.com.ua.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.09.2009

УДК 621.396.26

А.А.МАРТЫНЧУК, канд. техн. наук, АБДУЛЛАХ ИКРАМ КАДИР

ПРОБЛЕМЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННО-ОРТОГОНАЛЬНЫХ АНТЕНН СИСТЕМЫ MIMO

MIMO (англ. Multiple Input Multiple Output) – технология передачи данных с помощью N антенн и их приема M антеннами. Передающие и приемные антенны разнесены настолько, чтобы достичь слабой корреляции между соседними антеннами.

В современных системах связи существует необходимость повышения пропускной способности, например, в сотовых системах связи, высокоскоростных локально-вычислительных сетях и др. Пропускная способность может быть увеличена с помощью расширения полосы частот или повышения излучаемой мощности. Тем не менее, применимость этих методов имеет недостатки, так как из-за требований биологической защиты и электромагнитной совместимости повышение мощности и расширение полосы частот ограничено. Поэтому, если в системах связи возможные повышение излучаемой мощности и расширение полосы частот не обеспечивают необходимую скорость передачи данных, то одним из самых эффективных способов решений этой проблемы может быть применение адаптивных антенных решеток со слабо коррелированными, в том числе, и поляризационно-ортогональными антенными элементами. Системы связи, которые используют такие антенны, получили название MIMO систем.

В общем случае в канале наблюдаются межсимвольная интерференция и частотная селективность [2]. Тем не менее, во многих случаях длительность импульсов в беспроводных системах связи намного больше задержек сигналов, поступающих на приемную антенну. Это дает возможность пренебрегать межсимвольной интерференцией в канале. Частотную селективность также необходимо учитывать [2]. Так, например, в системах связи стандарта IEEE 802.11 [3], где используется технология OFDM, частотной селективностью пренебрегать нельзя [2]. Однако, в некоторых ситуациях можно моделировать канал как канал без частотной селективности. Уменьшению межсимвольной интерференции и энергетических потерь может способствовать также применение поляризационно-ортогональных антенн и соответствующая поляризационная селекция. Проблемными вопросами широкого использования таких антенн на практике являются сложность учета и компенсации влияния поляризационных характеристик передающих и приемных антенн, а также среды распространения на полезный сигнал.

Математическое обоснование

Предположения и допущения: пусть имеем $2 \times N$ передающих поляризационно-ортогональных элементов антенной системы и $2 \times M$ приемных.

Свойства канала от m-го элемента к n-му описываются сквозным коэффициентом передачи канала h_{mn}, зависящим от поляризационных характеристик передающей и приемной антенн, а также среды распространения. Данные коэффициенты образуют матрицу H размера $2N \times 2M$.

Коэффициенты матрицы h_{mn} не являются постоянными, но зависят от случайных амплитуды и фазы, сдвиги которых обусловлены наличием многолучевого распространения сигнала и искажения поляризации при излучении, распространении и приеме.

Преобразования сигналов на передающем и приемном концах выполняется специальной диаграммо-образующей схемой (ДОС). Будем считать, что

S – матрица передаваемых сигналов;

Z – матрица собственных шумов приемных элементов антенны;

X – матрица принятого сообщения.

Сигнал на приемной стороне записывается следующим образом:

$$X = H \cdot S + Z. \qquad (1)$$

Задача обработки сигнала системы MIMO на приемной стороне

Среди алгоритмов обработки сигналов на приемной стороне можно выделить:

- алгоритмы, основанные на методе максимального правдоподобия (ML, Maximum Likelihood);
- алгоритмы, основанные на методе минимальных среднеквадратичных отклонений (МСКО);
- алгоритмы, основанные на методе форсирования нуля (обнуления, Zero Forcing, ZF)

Также существует разделение на ортогональные и неортогональные методы кодирования/декодирования. Основной задачей любого метода является поиск решений из числа всех возможных по наименьшему евклидову расстоянию между переданным символом и одним из возможных (2^K) решений.

Метод МСКО предполагает декодирование принятого сигнала по формуле

$$\Theta = \left(H \cdot H^{-1} - 2 \cdot \sigma^2 \cdot I\right) \cdot H' \cdot Y. \tag{2}$$

Метод форсирования нуля предполагает декодирование по формуле

$$\Theta = \left(H \cdot H^{-1}\right) \cdot H' \cdot Y. \tag{3}$$

Метод максимального правдоподобия основан на поиске минимального расстояния от принятого символа до одного из возможных значений сигнального созвездия. Поиск «слепым» перебором наиболее труден, поскольку число операций здесь пропорционально 2^K, где K – кратность манипуляции.

Для снижения вычислительной сложности этой задачи декодирование разделяется на два этапа:

- «мягкое» декодирование, то есть приведение принятого символа к одному из 2^G решений, при этом $G > K$.
- «жесткое декодирование», то есть определение окончательного решения путем нахождения наименьшего дискретного расстояния Хэмминга между «мягким» и «жестким» решениями.

Методы пространственно-временного кодирования

Блочные методы пространственно-временного кодирования

Упрощенно принцип блочного кодирования заключается в разбиении потока данных на блоки и ретрансляции блока в различные временные интервалы. Таким образом, соблюдается принцип неоднократной посылки данных и улучшается помехоустойчивость схемы MIMO как таковой. Однако энергетического выигрыша кодирования по помехоустойчивости блочные коды не дают. Наиболее простой и распространенной схемой является т. н. схема Аламоути, согласно которой данные в кодере распределяются в соответствии с матрицей:

$$H = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix}. \tag{4}$$

Декодирование происходит по схеме максимального правдоподобия.

Решетчатое пространственно-временное кодирование

Пропускная способность системы в целом и ее параметры эффективности BER также в немалой степени определяются выбранными алгоритмами декодирования. Все основные алгоритмы декодирования строятся на следующих возможных принципах:

- принцип максимального правдоподобия;
- принцип минимальной среднеквадратичной ошибки;
- принцип обнуления (ZF);

- принцип решетчатого кодирования (выражается в присвоении каждому переходу от одного символа к другому уникальной последовательности бит, формируемой на основе заранее известного полинома).

Кодер STTC представляет собой совокупность M-PSK либо M-QAM модулятора и решетчатого кодера с заданным полиномом (в частности, кодера Витерби).

Неортогональные методы пространственно-временного кодирования BLAST

Технология BLAST (Bell Labs Space-Time Transformation) предназначена:

- для распределения потоков модулированных данных по нескольким антенно-фидерным трактам приемо-передающего устройства;
- распределения входящих модулированных сигналов по временным слотам.

Существует два вида алгоритма BLAST:

Алгоритм BLAST с диагональным распределением временных слотов (D-BLAST).

Достоинством этого метода является возможность «разброса» данных одного канала не только по пространственным и частотным каналам, но и по временным промежуткам. Подобный алгоритм используется в системах WiMax.

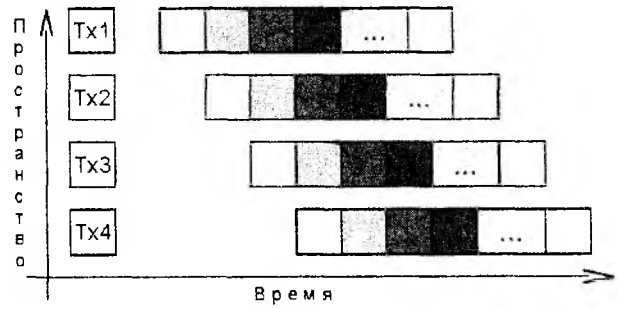


Рис. 1

Недостатки этого алгоритма:

- наличие временных потерь в начале и конце передачи;
- высокая сложность реализации;
- трудности кодирования.

Алгоритм BLAST с вертикальным распределением слотов (V-BLAST).

Достоинства данного алгоритма:

- отсутствие временных потерь;
- меньшая сложность;
- простая структура кодеков.

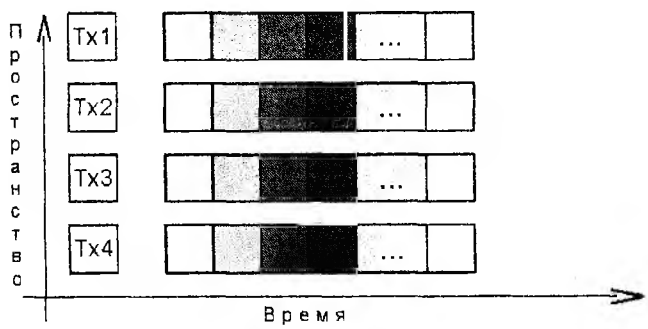


Рис. 2

Варианты пространственного мультиплексирования

Пространственное разделение подканалов в системах MIMO может быть реализовано следующими способами:

- разнесение потоков по задержке;
- разнесение посредством пространственно-временного кодирования (логическое развитие первого способа);
- ортогональное блочное кодирование (в частности, методом ортогонального блочного кодирования Аламоути);
- ортогональное кодирование методом прямого расширения спектра DSSS;
- введение диаграммо-образующей схемы (ДОС) (недостаток этого метода также заключается в расширении спектра сигнала);
- ортогональное расположение частот сигналов (несущих) по передающим трактам.

Применение технологии MIMO

Технология MIMO нашла практическое применение в беспроводных сетях мобильного WiMax и в беспроводных локальных сетях стандарта IEEE 802.11n.

Применение ортогональных поляризационных каналов системы MIMO может обеспечить повышение пропускной способности. Использование технологии MIMO с ортогональными поляризационными каналами, как показывают результаты моделирования, обеспечивает скорость в некоторых случаях в 14 раз большую (до 300 *Мбит/с*) и покрытие в 6 раз большее по сравнению с устройствами 802.11g

Система MIMO с ортогональными поляризационными каналами дополнительно обеспечивает:

- повышение пропускной способности до двух раз;
- повышение радиуса действия;
- возможность снижения потребляемой мощности;
- возможность снижения рабочей мощности передатчиков сигналов;
- улучшение электромагнитной совместимости за счет уменьшения уровня помех другим системам;
- значительное улучшение экологической обстановки за счет уменьшения уровня облучения пользователей.

Таким образом, использование поляризационно-ортогональных антенн системы MIMO может обеспечить повышение пропускной способности и радиуса покрытия в целом, однако платой за положительный эффект является усложнение алгоритмов обработки и требований к самим антеннам.

Список литературы: 1. *Сперанский В. С., Евдокимов И. Л.* Моделирование сигналов OFDM-MIMO систем беспроводной передачи данных 802.16 // Труды Моск. техн. ун-та связи и информатики. М.: МТУСИ, 2007. 2. *Бакулин М. Г., Крейнделин В. Б., Шлома А. М.* Новые технологии в системах мобильной радиосвязи. М.: Инсвязь издат, 2005. 3. *Флаксман А. Г.* Адаптивная пространственная обработка в многоканальных информационных системах: Дис. … д-ра физ.-мат. наук. М.: РГБ 2005. 4. *Маврычев Е. А.* Пространственная обработка сигналов в системах связи с антенными решетками: Дис. … канд. техн. наук: М.: РГБ 2003. 5. *Бакулин М.Г., Крейделин В. Б., Шумов А. П.* Повышение скорости передачи информации и спектральной эффективности беспроводных систем связи // Цифровая обработка связи. 2006. №1. С. 2 -12. 6. *Флаксман А. Г.* Адаптивная пространственная обработка в многоканальных информационных системах: Дис. … д-ра физ.-мат. наук. М.: РГБ 2005. 7. *Флаксман А. Г.* Адаптивная пространственная обработка в многоканальных информационных системах: Дис. … д-ра физ.-мат. наук. М.: РГБ, 2005. С. 29-30.8. *Вишневский В. М.* Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И. В. Шахнович. М.: Техносфера, 2005. 592 с. 9. *Li Q., Lin X. E.* Closed Loop Feedback in MIMO Systems // Patent No US 7,236,748 B2 Assignee .Intel Corporation, Date of patent. June 26, 2007.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 03.10.2009

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

УДК 621.396

И.С. ШОСТКО, канд. техн. наук, Т. АЛМАКАДМА

ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПРИ ПРИЕМЕ СШП СИГНАЛА И ФАКТОРЫ, ВЛИЯЮЩИЕ НА ИЗМЕНЕНИЕ ЕЕ ФОРМЫ

В ряде работ, посвященных сверхширокополосным (СШП) системам [1 – 5], показано, что процессы излучения, приема и обработки сигналов в этих системах значительно отличаются от аналогичных процессов, происходящих в узкополосных системах. Основное отличие связано с изменением формы сигнала при его излучении, распространении в пространстве и приеме. Неизвестная форма сигнала в приемнике затрудняет использование для его обработки коррелятора с опорным сигналом или согласованного фильтра. Наименьшие изменения формы волн будут, если максимумы диаграмм направленности передающей и приемной антенны лежат на одной линии. В связи с этим необходимо использовать методы, позволяющие автоматически корректировать положение максимума диаграммы направленности (ДН) по отношению к источнику излучения.

Рассмотрим возможный вариант построения активной импульсной антенной решетки (АР) с системой формирования луча – рис. 1, где 1 – управляющая схема; 2 – импульсный генератор; 3 – скользящий коррелятор (с перестраиваемым опорным сигналом); 4 – процессор преобразования Фурье; 5 – сумматор.

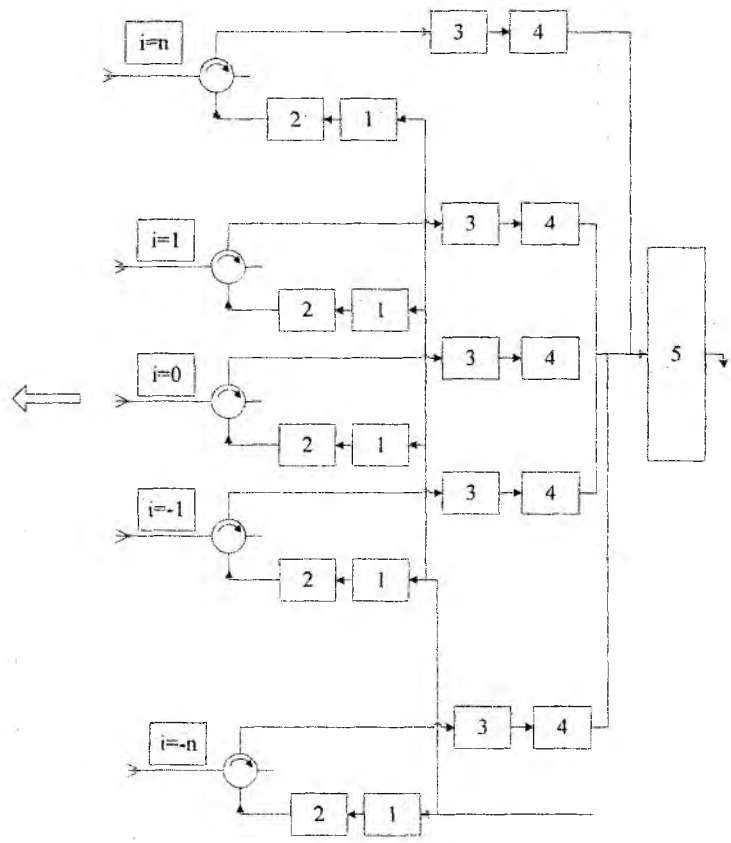


Рис. 1

Зададим количество элементов в эквидистантной АР $N_{изл} = 2n+1$ $N_{изл} = 2n+1$, линейный размер одного элемента $\ell/c\tau_u \le 1$. Элементы антенны являются излучателями и приемниками СШП-сигналов. Модуль передатчика включает в себя генераторы импульсов и управляющие схемы. На вход последней поступают синхроимпульсы запуска. Каждый эле-

мент антенной решетки также связан через переключающий элемент с соответствующим модулем приемника. Модуль приемника состоит из $2n+1$ корреляторов с перестраиваемым опорным сигналом от управляющей схемы, процессоров преобразования Фурье и сумматора.

В режиме передачи сигнала управляющая схема запускает генераторы импульсов с определенной задержкой. Величина задержки, а следовательно, и временной интервал между возбуждением каждого из $i = 0,\pm1,\pm2,...,\pm n$ элементов АР может изменяться. Таким образом формируется ДН в заданном направлении. Вместо одиночных импульсов сигнал может быть закодирован периодической последовательностью сверхкоротких импульсов (СКИ), с периодом повторения T_n. В этом случае при возбуждении каждого из i элементов АР пачкой из K импульсов с заданной формой $x(t)$ излучается периодическая последовательность СКИ.

В точке расположения приемника, находящегося в дальней зоне под углом θ относительно нормали к АР (рис. 2), сигнал имеет вид

$$S(t,\theta) \equiv \sum_{i=-n}^{n} \sum_{k=1}^{K} \frac{dx(t-\tau_k(\theta)-\tau_n(\theta))}{dt}, \tag{1}$$

где нормированная задержка распространения волны

$$\frac{\tau_k(\theta)}{\tau_u} = \frac{\tau_k Sin\theta}{\tau_u} = \frac{T_n}{\tau_u} Sin\theta\,,\ 1 \le k \le K\,;\quad \frac{\tau_n(\theta)}{\tau_u} = \frac{id}{c\tau_u} Sin\theta = \frac{i}{2n}\rho_a Sin\theta\,, \tag{2}$$

$$\rho_a = \frac{2nd}{c\tau_u} = \frac{L}{c\tau_u} = \frac{L\Delta F}{c}, \tag{3}$$

где ΔF – ширина спектра сигнала.

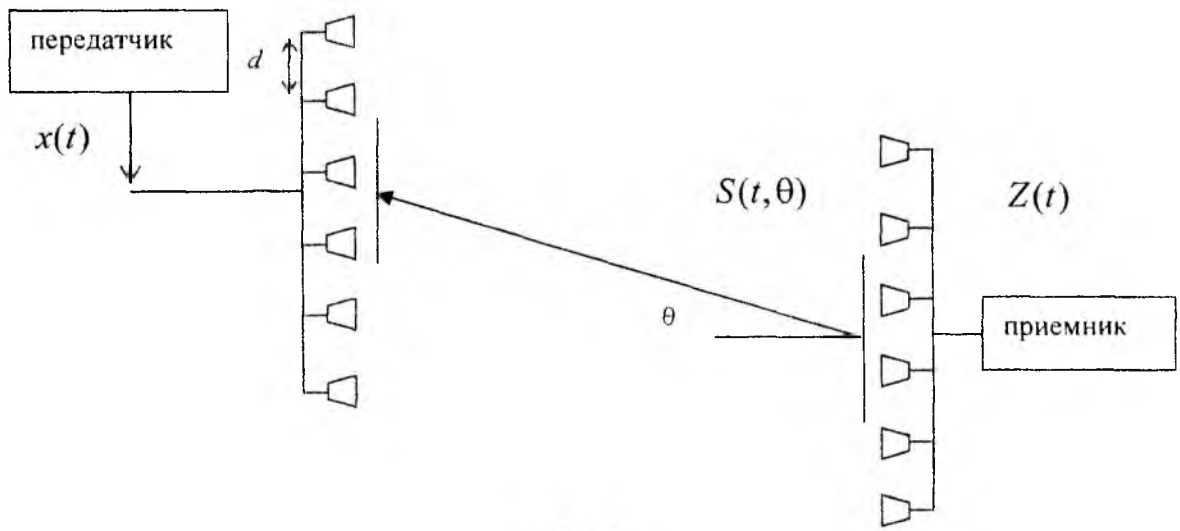


Рис. 2

С учетом прихода m переотраженных сигналов

$$S(t) \equiv \sum_{m=1}^{M} \sum_{i=-n}^{n} \sum_{k=1}^{K} \frac{dx(t-\tau_k(\theta)-\tau_n(\theta)-\tau_m)}{dt},\ 1 \le m \le M\,. \tag{4}$$

В (2) и (3) ρ_a – пространственная ширина полосы частот, d – расстояние между излучателями АР, $L = 2nd$ – длина АР. При длительности формируемого импульса $\tau_u = 0.1$нс, $n = 5$, $d = 30\,см$ пространственная ширина полосы частот $\rho_a = 100$.

Принятый сигнал:

$$U(t) = S(t) \otimes h_a(t) \equiv \sum_{m=1}^{M} \sum_{i=-n}^{n} \sum_{k=1}^{K} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{dx(t - \tau_k(\theta) - \tau_n(\theta) - \tau_m - \tau)}{dt} h_a(\tau) d\tau,$$

где $h_a(t)$ – импульсная характеристика приемной антенны.

Рассмотрим особенности формирования диаграммы направленности АР при приеме сигнала и факторы, изменяющие ее форму. Рассмотрим случай, когда *m=1, k=1*. Если на передачу и прием работают одинаковые АР с $n >> 1$, то можно перейти в (4) от суммирования по n к интегрированию с помощью следующих замен:

$$\eta = \frac{i}{2n}, \quad d\eta = d\left(\frac{i}{2n}\right) \quad \text{и для} \quad i = \pm n \rightarrow -\frac{1}{2} \le \eta \le \frac{1}{2}$$

Интегральная форма сигнала $S(t,\theta)$ выражена следующим образом:

$$S(t,\theta) \equiv 2n \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} S\left(t - \eta \frac{\rho_a}{\Delta F} Sin\theta\right) d\eta. \qquad (5)$$

В качестве исходного сигнала выберем модель обобщенного Гауссового импульса [6]:

$$x(t) = \frac{A}{1-\alpha}\left(\exp\left(-\pi\left[\frac{(t-T)}{\tau_u}\right]^2\right)\right) - \alpha \exp\left(-\pi\left[\frac{\alpha(t-T)}{\tau_u}\right]^2\right),$$

где α – масштабный коэффициент; A – пиковая амплитуда в момент времени $t = T$.

Прямое преобразование Фурье от $x(t)$:

$$\Lambda_x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j2\pi ft} dt = \frac{A \exp\left\{-j2\pi T \frac{f}{\Delta F}\right\}}{\Delta F(1-\alpha)}\left[\exp\left\{-\pi\left(\frac{f}{\Delta F}\right)^2\right\} - \exp\left\{-\frac{\pi}{\alpha^2}\left(\frac{f}{\Delta F}\right)^2\right\}\right]. \qquad (6)$$

Эта форма сигнала удобна тем, что, изменяя его длительность и масштабный коэффициент, можно управлять центральной частотой и шириной спектра. Нормированный спектр плотности энергии сигнала $W(\xi)$ приведен на рис. 3 для $\alpha_1 = 0$, $\alpha_2 = 0{,}08$, $\alpha_3 = 0{,}15$, $\alpha_4 = 0{,}3$, $\alpha_5 = 0{,}6$ и $\alpha_6 = 2$:

$$W(\xi) = \frac{|\Lambda_x(\xi)|^2}{\left(\frac{A}{\Delta F}\right)^2}, \quad \text{где } \xi = \frac{f}{\Delta F}.$$

Фурье-преобразование от (5):

$$\Lambda_s(f,\theta) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t,\theta) e^{-j2\pi ft} dt \equiv 2n \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} S\left(t - \eta \frac{\rho_a}{\Delta F} Sin\theta\right) e^{-j2\pi ft} d\eta dt =$$

$$= 2n \int_{-\frac{1}{2}}^{\frac{1}{2}} e^{-j2\pi f \eta \frac{\rho_a}{\Delta F} Sin\theta} d\eta \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j2\pi ft} dt = 2n \Lambda_x(f) Sinc\left[\pi \rho_a \frac{f}{\Delta F} Sin\theta\right] \qquad (7)$$

где $\Lambda_x(f)$ – амплитудный спектр сигнала (6).

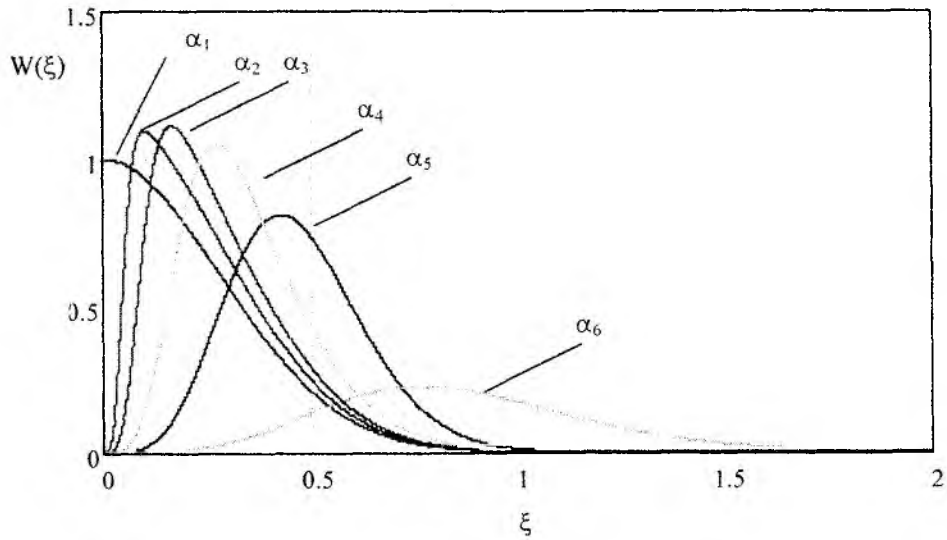


Рис. 3

При приеме сигнала $S(t,\theta)$, падающего на решетку, фронт импульса преобразуется элементами АР в сигналы напряжения $U(t)$. На выходе каждого элемента АР сигнал коррелируется коррелятором, с синхроимпульсом, аналогичным $x(t)$. Процесс корреляции максимизирует отношение сигнал-шум для случая аддитивного белого нормально распределенного шума. После корреляции сигнал преобразуется в частотную область, таким образом можно оценить спектральную плотность энергии принятого сигнала. Это преобразование удобно для пространственно-частотного анализа формы импульса, на выходе системы формирования луча. В принципе, каждый коррелятор может быть расценен как согласованный фильтр, имеющий комплексно сопряженную передаточную функцию $\Lambda_x^*(f)$. После преобразований все сигналы поступают на сумматор SUM. Будем считать, что частотная передаточная функция элементов АР не изменяет спектр сигнала. Тогда, функция спектральной плотности энергии на выходе SUM может быть выражена следующим образом:

$$W_r(f,\theta) = \Lambda_x(f)\Lambda_x^*(f)\left[2nSinc\left[\pi\rho_a \frac{f}{\Delta F} Sin\theta\right]\right]^2 = W(f)\left[H_a(f,\theta)\right]^2. \qquad (8)$$

В (8) $W(f) = |\Lambda_x(f)|^2 = \Lambda_x(f)\Lambda_x^*(f)$ – спектр плотности энергии, излучаемого СКИ, а $H_a(f,\theta) = 2nSinc\left[\pi\rho_a \frac{f}{\Delta F} Sin\theta\right]$ – частотная передаточная функция системы формирования луча АР.

Функция спектральной плотности энергии $W_r(f,\theta)$ (8) представлена на рис. 4 как функция нормированной частоты $\xi = f/\Delta F$ для α_1=0,15, α_2=2 ρ_a=100 и различных углов падения $\theta = 0^\circ;2^\circ;5^\circ$. При приеме по нормали к антенной решетке $\theta = 0^\circ$ энергетический спектр $W_r(f,\theta) = W(f)$. Под другими углами энергетический спектр $W_r(f,\theta))$ на выходе сумматора (SUM) является измененной (или промоделированной) версией излученного энергетического спектра $W(f)$. Различные модулированные диаграммы в зависимости от направления, показанные на рис. 4, могут быть использованы как полезная информация для определения углового отклонения максимума ДН от источника сигнала и для формирования сигнала электронного управления лучом. Согласно рис. 4, частота колебания в модулируемом спек-

тре $W_r(f,\theta)$ увеличивается с отклонением от нормали к АР. Следовательно, частоту колебания можно использовать для оценки угла падения θ. Эта оценка может использоваться для вычисления времени задержки, требуемой для каждого элемента антенной решетки, для того, чтобы основной лепесток с помощью системы управления можно было установить в направление источника сигнала.

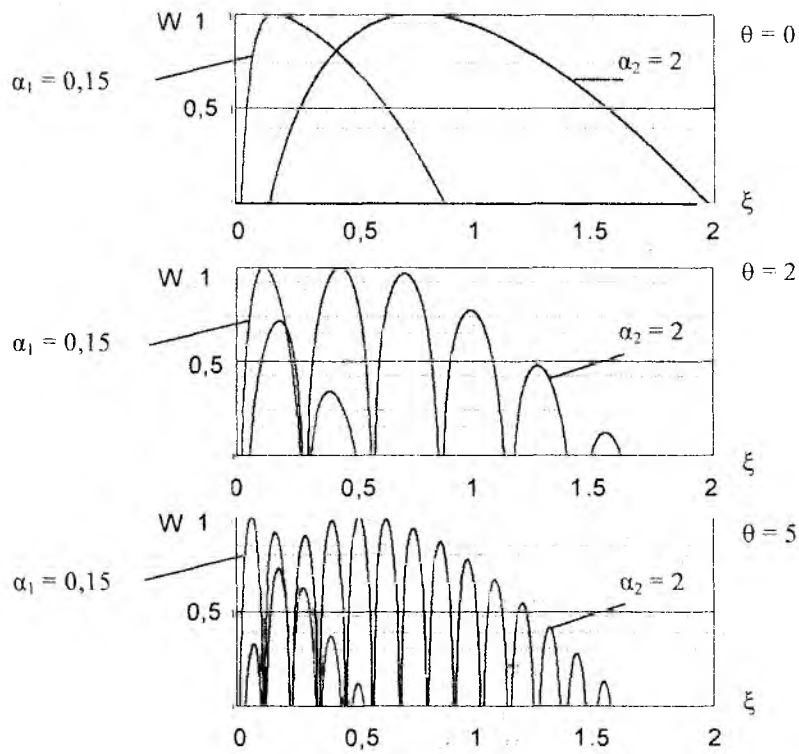


Рис. 4

Энергетическая ДН $D_{r_n}(\theta)$ АР при приеме СКИ (Рис. 5) может быть определена как отношение

$$D_{r_n}(\theta) = \frac{Э_u(\theta)}{Э_u(0)}, \tag{9}$$

где $Э_u(\theta) = \int_{-\infty}^{\infty} W_r(f,\theta)df \equiv \int_0^{\infty} \left(|\Lambda_x(f)|^2 Sinc\left[\pi\rho_a \frac{f}{\Delta F} Sin\theta \right] \right)^2 df$ – энергия принятого импульса на выходе сумматора при произвольной ориентации передающей и приемной антенн; $Э_u(0)$ – энергия принятого импульса на выходе сумматора при соосном расположении передающей и приемной антенн.

Точность ориентации направления максимума ДН на источник излучения зависит от ширины энергетической ДН. Энергетические ДН показаны на рис. 5 для значения $\alpha = 0{,}15$ и для различных значений ρ_a: $\rho_a = 10$ – точечная линия; $\rho_a = 20$ – штриховая линия; $\rho_a = 50$ – штрих пунктирная линия; $\rho_a = 100$ – сплошная линия. Ширина луча по половинному уровню энергии тем уже, чем больше значение пространственной ширины полосы частот ρ_a. Следовательно, угол разрешения ε, для энергетической ДН $E_n(\theta)$, обратно пропорционален ρ_a, и может быть выражен следующим образом:

$$\varepsilon = \frac{K}{\rho_a} = \frac{Kc}{L\Delta F},$$

где c – скорость света, K – константа пропорциональности.

Для заданного размера АР – L, для получения минимального угла разрешения ε нужно увеличивать эффективную ширину полосы ΔF сигнала. Ширина ДН может также уменьшаться при увеличении значения параметра α, который определяет форму сигнала.

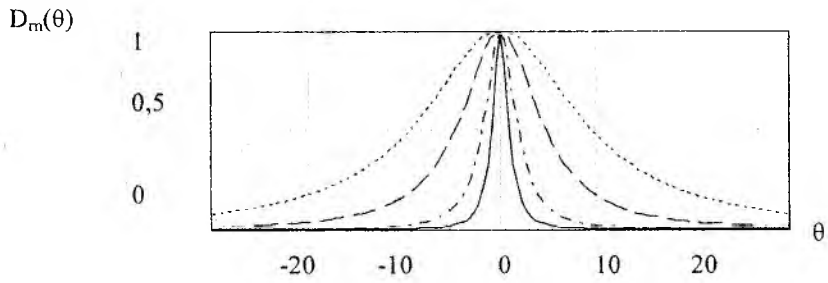


Рис. 5

Выводы

1. Пространственно-временная структура поля зависит от угловых координат. Особенности формирования диаграммы направленности АР можно описать с помощью передаточной функцией системы, параметрами которой являются пространственные углы.

2. Принцип управления диаграммой направленности АР основан на свойствах импульсной формы волны и использует изменения в энергетическом спектре принятого сигнала в зависимости от направления приема. Эти изменения формы волны являются полезной особенностью для автоматического управления лучом. Энергетическая ДН импульсной АР характеризируется узким главным лучом и отсутствием боковых лепестков. Ширина луча по уровню 0,5 энергетической ДН АР, определяет угловую разрешающую способность как убывающую функцию эффективной ширины полосы частот.

Список литературы: 1. *Хармут Х. Ф.* Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1985. 376 с. 2. *Астанин Л.Ю., Костылев А.А.* Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. М.: Радио и связь, 1989. 192с. 3. *Самсонов А.В.* Пространственно-временные преобразования электромагнитных сигналов. М.: МЭИ, 1997. 4. *Иммореев И.Я., Синявин А.Н.* Излучение сверхширокополосных сигналов. // Антенны. М.: Радиотехника, 2001. Вып. 1(47).С. 8-16. 5. *Шостко И.С., Шостко С.Н., Авчинников Е.А., Гулак В.П.* Экспериментальное исследование диаграмм направленности линейных решеток искровых излучателей // Прикладная радиоэлектроника. 2005. № 2. 6. *Hussain, Malek G.M.* Antenna patterns of no sinusoidal waves with the time variation of a Gaussian pulse. Part I // IEEE Trans. Electromagn. Compat., 1988, vol. EMC-30, no.4. pp. 504-512.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.10.2009

УДК 621.391.677

Ю.Ю. КОЛЯДЕНКО, д-р. техн. наук, Л.А. ТОКАРЬ, канд. техн. наук,
Е.В. ГАЛУНЕНКО

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОБЛАСТИ РАЗМЕЩЕНИЯ ГРУППИРОВОК РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В ИНТЕРЕСАХ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

Введение

Современные системы радиосвязи относятся к классу антропогенных систем большого масштаба, размерности и сложности. Специфика радиосетей, обусловленная нечетко заданными параметрами в условиях обеспечения радиосвязи с подвижными объектами, неопределенности их взаимного положения, подверженностью сигнала значительному числу дестабилизирующих факторов оказывает существенное влияние на изменение взаимосвязей радиоэлектронных средств (РЭС) в определенной электромагнитной обстановке (ЭМО).

При решении задач выделения полос частот для РЭС новых радиотехнологий наземных радиослужб необходима оценка их электромагнитной совместимости (ЭМС) с действующими РЭС.

Детальный учет особенностей различных систем с подвижными объектами в больших территориальных группировках позволит рассмотреть сложную динамику изменения параметров РЭС в реальных условиях, что обусловлено необходимостью повышения эффективности использования освоенных диапазонов радиочастот.

Общая методология оценки ЭМС хорошо известна и широко используется [1]. Вместе с тем, специфика РЭС различных радиослужб обусловливает необходимость внесения некоторых изменений и дополнений. Это, в первую очередь, связано с энергетической пространственной областью, моделирование которой необходимо провести для определения возможного влияния помех на РЭС в заданный период времени по условиям ЭМС с другими РЭС при развертывании или перемещении средств радиосвязи.

Основная часть

Исходя из гетерогенности рассматриваемых систем отдельные средства в группировке РЭС могут иметь функциональные связи друг с другом. Наличие таких связей приводит к тому, что воздействие помех на рецептор i-го радиосредства может вызвать ухудшение его индивидуальных показателей и повлечет изменение качества другого средства, например j-го, имеющего с ним функциональную связь.

Система РЭС новых радиотехнологий наземных радиослужб, построенных по сотовому принципу, включает $N^{(БС)}$ базовых станций БС, для которых заданы тактико-технические характеристики (ТТХ) передающей аппаратуры РЭС. Для каждой i-й БС заданы: координаты установки БС $(\varphi_i^{(БС)}, \lambda_i^{(БС)})$, количество зон обслуживания с центром в точке размещения БС в границах заданного территориального района $\Omega = \bigcup_{i=1}^{S} \Omega_{S_i}$, являющегося объединением S_i подобластей, радиусами $R_{i,s}^{(БС)}$ азимутами границ зон $(\psi_{i,s}^{(1)}, \psi_{i,s}^{(2)})$ и высотами подвеса антенных устройств $H_{i,s}$. Для функционирования БС заданы множества дискретных частот $G_{f_{i,s}}^{(БС)} = \left\{ f_{i,s}^{(БС)} \right\}, i = \overline{1, N^{(БС)}}, s = \overline{1, S_i}$.

Система действующих РЭС включает M типов радиосредств, ТТХ приемной аппаратуры. Для каждого j-го РЭС заданы тип РЭС, координаты точек размещения $(\varphi_i^{(Д)}, \lambda_i^{(Д)})$ и множество априорно назначенных частот $G_{f_i} = \left\{ f_{a_f} \right\}$.

Сложность описания реальной ЭМО обусловлена следующими факторами: наличием детерминированной компоненты, основанной на жестком описании всех параметров процесса относительно времени, и наличием случайной компоненты, когда в изучаемом процессе протекают независимые и неуправляемые сопутствующие процессы.

В процессе решения задачи рассмотрена модель, базирующаяся на использовании известных: вероятностной – при условии неопределенности взаимного размещения группировки РЭС в территориальном районе и случайного изменения параметров и других характеристик ЭМО и детерминированной – для учета общего функционирования подвижных и стационарных РЭС в группировках.

Сущность ЭМО заключается в оценке мощностей электромагнитных полей сигналов и помех на входе приемника, которая описывается математической моделью влияния параметров и условий функционирования РЭС.

Мощность помехи, которую создает БС наземных радиослужб на входе приемника действующего РЭС группировки, определена с использованием уравнения радиосвязи [2]:

$$P_{пр}(r_i, 0) = \frac{P_{пер} G_{пер} G_{пр} \eta_{пер} \eta_{пр} g_{пер}(\alpha_{пер}) g_{пр}(\alpha_{пр}) k_{П}}{16\pi^2} \left(\frac{0{,}3}{f} \right)^2 \left(\frac{V^2(F_i(r_i), q)}{F_i(r_i)^{-2}} \right). \qquad (1)$$

где $P_{пер}$ – мощность передатчика;

η – коэффициент полезного действия (КПД) фидера;

G – коэффициент усиления антенны;

$g(\alpha)$ – диаграмма направленности антенны (ДНА);

α – угол прихода либо излучения помехи относительно оси ДНА;

$k_{\overline{1}}$ – коэффициент поляризационной защиты;

f – рабочая частота,

r_i – закон распределения расстояния,

$F_i(r_i)$ – функция распределения расстояния,

$V(F_i(r_i))$ – множитель ослабления,

q – процент времени, в котором определяется недопустимое действие помех на РЭС.

Мощность помехи в (1) состоит из постоянных параметров [2], имеющих детерминированный характер, однако параметр $V^2(F_i(r_i))$ является переменной величиной и ведет себя как функция расстояния от действующего j - го РЭС до i-го РЭС, в пределах зоны обслуживания S_i с заданной функцией плотности размещения РЭС $\rho_{S_i}(x, y), (x, y) \in \Omega_{S_i}$, меняется динамически и поэтому имеет вероятностный характер.

Зона Ω является объединением S_i подобластей $\Omega = \bigcup_{S_i} \Omega_{S_i} \left| S_{\Omega_{S_i} \cap \Omega_j} = 0; \right.$ $S_i \neq j; i, j = \overline{1, S}$, где $S_{\Omega_i \cap \Omega_j}$ – площадь области пересечения.

Закон распределения расстояния r_i вычислен с помощью интегрирования плотности распределения по области пересечения области размещения РЭС новых радиотехнологий и

существующих РЭС – области D_i радиусом r_i группировки с центром в точке размещения БС i-го стационарного РЭС $(x_i, y_i) - F_i(r_i) = \rho_{S_i} \int_{D_i(r_i)} dxdy$ [3].

Для каждой зоны обслуживания определена функция распределения расстояния $F_i(r_i)$. Функция распределения расстояния $F_i(r_i)$ случайной величины r_i для зоны Ω_{S_i} использует данные о нормах ЧТР РЭС, расстояниях между РЭС, ориентациях их ДНА, радиуса зоны влияния РЭС, границ области определения случайной величины r_i и задается согласно [4]. Затем осуществляется композиция отдельных законов распределения для всего количества существующих РЭС для зоны Ω_{S_i}.

Для комплексной оценки ЭМС был проведен анализ влияния БС сотовых систем подвижной связи (ССПС) стандарта GSM-900 на средства воздушной радионавигации и посадки специального назначения путем частотно-энергетического анализа и выявления зон, в которых возможно наиболее сильное воздействие непреднамеренных радиопомех (НРП), что позволило повысить эффективность и сокращение объемов дорогостоящих натурных экспериментов на этапе их подготовки.

Анализ проводился для группировки РЭС, включающей передатчики БС ССПС стандарта GSM-900 и средства воздушной радионавигации и посадки специального назначения – приемник дальномерного канала (ДК) бортового оборудования радиотехнической системы ближней навигации РСБН-6С в режимах «Навигация» и «Посадка», а также наземную аппаратуру РСБН.

Для расчетов использованы тактико-технические характеристики исследуемых РЭС. Допускалось, что максимальная плотность размещения БС ССПС находится в центре города или населенного пункта. При этом определялась средняя эквивалентная помеха, которая представляет аддитивную смесь помех от всех РЭС, работающих на одном дуплексном частотном канале (ДЧК) с последующим усреднением. Допускалось также, что летательный аппарат (ЛА) находится над выбранной (опорной) группировкой ССПС, которая расположена в центре города, где плотность БС ССПС максимальна [5].

По результатам расчетов получены зависимости средней мощности помехи от расстояния к опорной группировке ССПС для различных высот полета ЛА, что представлено на рис. 1 и 2. Высоты полета ЛА: 1 – 500 *м*, 2 – 1000 *м*, Рдоп – допустимая мощность помехи. Главный лепесток диаграммы направленности (ДН) БС ССПС расположен в направлении ЛА. Максимальная высота полета ЛА – до 10000 *м* [6], мощность передатчика БС ССПС – 50 *Вт*, коэффициент усиления антенны – 21 *дБ*.

На рис. 3 и 4 представлены зависимости средней мощности помехи от расстояния к опорной группировке ССПС для различных высот полета ЛА: 1 – 500 *м*, 2 – 1000 *м*, Рдоп – допустимая мощность помехи при условии, что боковой лепесток ДН БС расположен в направлении ЛА. Мощность передатчика БС ССПС – 50 *Вт*, коэффициент усиления антенны – 21 *дБ*.

При выбранных исходных данных выполнен расчет реальных зон действия наземных радиомаяков РСБН, в каждой точке которых определена мощность сигнала для различных высот полета ЛА в зависимости от рельефа местности и углов закрытия.

Судя по зависимостям рис. 1 и 2, можно сказать, что средняя мощность помехи оказывается больше допустимого уровня. Таким образом, помеха оказывает влияние на расстояниях от 100 до 200 *км* в зависимости от высоты полета ЛА, что особенно необходимо учитывать в зоне действия бортовой аппаратуры РСБН в режиме «Навигация», работа которой осуществляется в радиусе 400 *км*, и в режиме «Посадка», где необходимо учитывать частоты работы БС, которые располагаются в зоне действия инструментальной системы посадки, то есть до 40 *км*.

Из анализа кривых, представленных на рис. 4 и 3, видно, что при всех исследуемых высотах полета минимально допустимым до БС ССПС является расстояние до 10 *км*, таким образом, существенное влияние на бортовые и наземные РЭС оказывает ближайшая БС ССПС.

Это значение влияет на точность норм территориального разноса, следовательно, для расчета выбраны характеристики только отдельной БС.

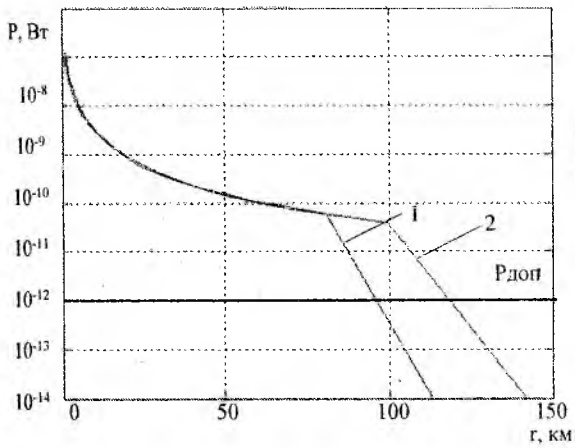


Рис. 1

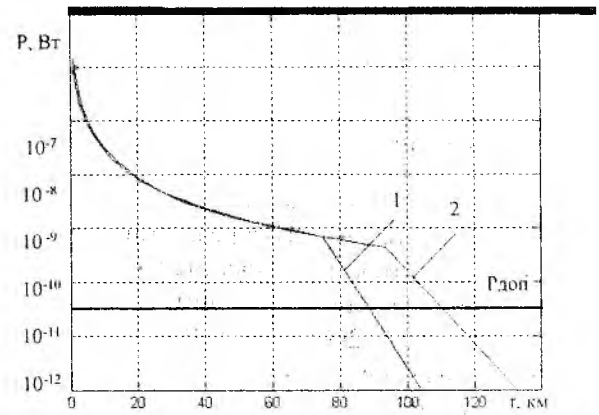


Рис. 2

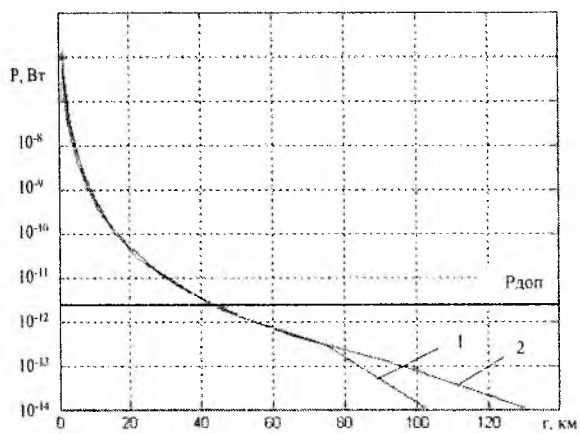


Рис. 3

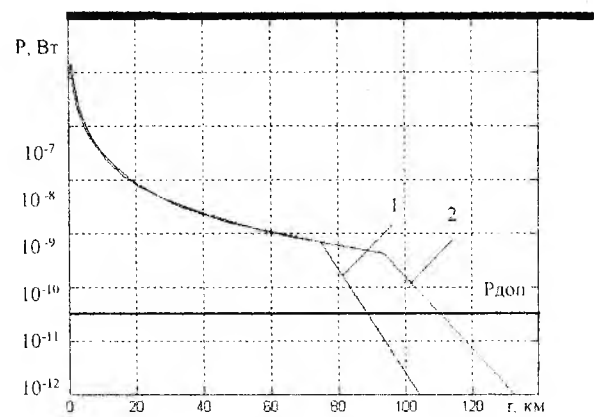


Рис. 4

Заключение

1. В задаче оценки ЭМС и прогнозирования помеховой обстановки возникает необходимость обращения к вероятностно-детерминированной модели, что позволит отказаться от упрощенных моделей для анализа реальной ЭМО.

2. Предложенная модель анализа дает возможность добиться исключения неоднозначности при незначительных изменениях интенсивностей взаимодействия в группировках РЭС при увеличении интенсификации использования электромагнитного ресурса, что невозможно без глубокого изучения закономерностей мешающего взаимодействия одновременно работающих РЭС с высокой плотностью их размещения, неопределенностью их взаимного расположения в больших территориальных группировках.

3. Для увеличения степени детальности рассмотрены конкретные группы РЭС с их параметрами, характеристиками и расположением на местности при исключении условий их изолированности, что позволяет получить более достоверную оценку ЭМС.

4. Рассчитана мощность сигналов БС сети ССПС на выбранной высоте, а также мощность группового воздействия помех, создаваемых БС в полосе частот приемника РСБН с учетом его селективных свойств при заданных исходных данных. Полная мощность помех

одного радиоканала от всех РЭС ССПС, работающих на заданной частоте, зависит от угла места, под которым рецептор помех виден с места расположения этих РЭС.

5. Нормы территориального разноса определены исходя из равенства мощности НРП и допустимой мощности соответствующего приемника. Область ниже допустимой мощности гарантирует бесперебойную работу оборудования РСБН и ССПС. Полученные результаты соответствуют ожидаемым, поскольку при частотном планировании большое количество находящихся во взаимовлиянии РЭС требуют большого объема вычислений.

Список литературы: 1. *Олейник В.Ф.* Теория, методология и методы обеспечения электромагнитной совместимости в системах подвижной связи: Дис. … д-ра. техн. наук: 05.12.13. / Олейник Владимир Филимонович. Х., 2003. 281 с. 2. *Управление* радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем. Учеб. пособие / Под ред. д.т.н., проф. Быховского М.А. М.: Эко-Трендз, 2007. 376 с. 3. *Методика* расчета вероятностных показателей электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств в условиях неопределенности их взаимного положения / В. А. Журавлева, А. В. Занозин, Т. А. Михайлова и др. // Радиотехника. 2008. № 7. С.90-93. 4. *Методика* детальной оценки загрузки радиочастотного спектра в территориальном районе / И.Г. Ковтунова, А.П. Павлюк, С.А. Цветков и др. // Радиотехника. 2001. № 12. С. 86–90. 5. *Дослідження* умов та можливостей експлуатації базових станцій рухомого стільникового зв'язку стандартів DCS-1800 з використанням груп каналів (смуг радіочастот)": Звіт про НДР „Смуга-Центр" (16 етап) / Громадська організація "Центр сприяння розвитку новітніх телекомунікаційних технологій НЦЗІ ЗСУ". Харків. 2006. 101 с. 6. *Владинов В.Л., Ковалев В.В., Хмуров Н.Н.* Свойства и системы радионавигационного обеспечения ЛА: Учебник для вузов ВВС. М. Военное издательство, 1990., 471 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.09.2009

УДК 621.396

В.О. ПЕЛІШОК, канд. техн. наук

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ НАПРЯМКІВ НАДХОДЖЕННЯ КОРИСНОГО СИГНАЛУ ТА ЗАВАДИ НА ПОКАЗНИКИ АДАПТИВНИХ АНТЕН

Вступ

Адаптивні антени (Smart-антени, інтелектуальні антени) широко використовуються як на передавальній, так і приймальній стороні. Незважаючи на їх складність, адаптивні антени знаходять все більше застосування в сучасних телекомунікаційних мережах.

Найбільш часто в складі адаптивних антен використовується антенна решітка (АР).При цьому відслідковуються напрям переміщення потрібної рухомої станції та напрями надходження завад, причому адаптивна антена здійснює обробку прийнятих сигналів з метою покращення умов приймання, встановлюючи головний пелюсток в напрямку потрібної рухомої станції, а нулі діаграми спрямованості (ДС) – в напрямку завад.

Використовуються різні види обробки вхідних сигналів: мінімізація середньої потужності шуму та завад при постійній потужності корисного сигналу; мінімізація середньоквадратичної похибки між прийнятим та еталонним сигналом тощо [1 – 3]. Одним з найбільш простих способів обробки вхідних сигналів являється виділення корисного сигналу та усунення завад без врахування шумів [4 – 5]. Звичайно такому підходу властиві певні обмежені застосування. Але отримані при його аналізі результати, зокрема щодо параметрів використовуваних АР, можуть бути корисними при застосуванні більш складних способів обробки вхідних сигналів.

Виділення корисного сигналу та усунення завад

Розглянемо випадок, коли на АР (рис.1), що містить N елементів з віддаллю d між сусідніми елементами, діє корисний сигнал s_1, напрям надходження якого становить кут s_{1v} з нормаллю до осі АР та він наводить сигнал рівнем s_{1u} в кожному елементі АР.

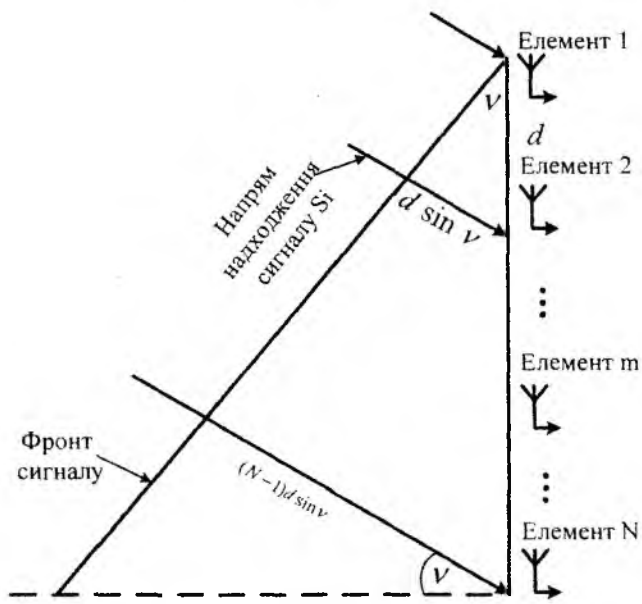


Рис. 1

Крім корисного сигналу діють завади s_2, s_k, s_R, які характеризуються аналогічно кутами s_{2v}, s_{kv}, s_{Rv}, та рівнями s_{1u}, s_{ku}, s_{Ru}, відповідно. Вважаємо, перший елемент АР опорним, тобто фазу сигналу, наведеного в ньому корисним сигналом, рівною нулю, а фази сигналів, наведених сигналами завад s_2, s_k, s_R, рівними p_{20}, p_{k0}, p_{R0}. Варто зауважити, що фаза сигналу, прийнятого кожним наступним елементом АР запізнюється на величину p_1 порівняно з фазою сигналу, прийнятого попереднім елементом АР

$$p_i = 2 \cdot \pi \cdot dn \cdot \sin(v_i), \quad (1)$$

де $dn = \frac{d}{\lambda}$ – нормована віддаль між сусідніми випромінювачами; v_i – кут надходження і-го сигналу.

Суть обробки вихідних сигналів кожного елементу АР полягає в тому, що *на першому етапі* формується вектор вихідних напруг АР

$$u_0 = |s_{1u} \cdot a_1 \quad s_{2u} \cdot a_2 \ldots \quad s_{ku} \cdot a_k \ldots \quad s_{Ru} \cdot a_R|, \quad (2)$$

де: $a_1, a_2 \ldots, a_k \ldots, a_R$ – сигнальний вектор корисного сигналу та завад s_2, s_k, s_R , відповідно;

$$a1 = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-ip1} \\ e^{-i2p1} \\ \cdots \\ e^{-i(N-1)p1} \end{bmatrix}; \quad a2 = \begin{bmatrix} e^{-ip20} \\ e^{-i(p2+p20)} \\ e^{-i(2p2+p20)} \\ \cdots \\ e^{-i((N-1)p2+p20)} \end{bmatrix};$$

$$ak = \begin{bmatrix} e^{-ipk0} \\ e^{-i(pk+pk0)} \\ e^{-i(2pk+pk0)} \\ \cdots \\ e^{-i((N-1)pk+pk0)} \end{bmatrix}; \quad aR = \begin{bmatrix} e^{-ipR0} \\ e^{-i(pR+pR0)} \\ e^{-i(2pR+pR0)} \\ \cdots \\ e^{-i((N-1)pR+pR0)} \end{bmatrix}.$$

Далі на *другому* етапі, на основі вектора вихідних напруг, формується вектор напруг U_{za}, в якому усунені завади

$$U_{za} = G \cdot u_0 \quad (3)$$

де $G = \left(1 - Z \cdot \left(Z^* \cdot Z\right)^{-1} \cdot Z^*\right)$ – вагові коефіцієнти для усунення завад; $Z = |a_1 \quad a_2 \ldots \quad a_k \ldots \quad a_R|$ – матриця, утворена сигнальними векторами (2) сигналів завад; * - символ операції комплексно-супряженого транспонування матриці.

Далі, на етапі завершення обробки, з метою збільшення результуючого рівня корисного сигналу, вектор напруг U_{za} фазується з допомогою сигнального вектора a_1, наведеного в (1):

$$U_{sa} = a_1 * U_{za} \quad (4)$$

де a_1^* – комплексно-супряжене транспоноване значення сигнального вектора a_1.

В результаті на вході приймача формується результуючий вихідний сигнал, в якому усунені завади та виділено корисний сигнал.

Напрямок надходження завади доцільно характеризувати допоміжною величиною: кутовою різницею між напрямком надходження завади та напрямком надходження корисного сигналу. Наприклад, для завади s_2 та корисного сигналу s_1 кутова різниця становить $s_{12v} = s_{2v} - s_{1v}$. Будемо вважати заваду з малою кутовою відстанню – при $|s_{12v}| \approx 30^\circ$ та менше, з середньою – при $|s_{12v}| \approx 30\text{-}150^\circ$, та великою – при $|s_{12v}| \approx 150\text{-}180^\circ$. На рис. 2 приведена просторова залежність $U_{sa} = f(s_{1v}, dn)$ та площинно-просторові залежності $U_{sa} = f(dn)$ при $s_{1v} = const$.

З наведених даних видно, що при типових значеннях dn=0.5 у випадку завади з середньою кутовою відстанню (s_{12v}= -70°) вихідний сигнал становить максимальне значення $Sa \quad \max = s_{1u} \cdot N = 8$, або близьке до нього. Дещо інша ситуація для завади з малою кутовою відстанню (s_{12v}= -20°). При куті надходження вхідного сигналу, близькому до осі АР (s_{1v}= 85°), вихідний сигнал (Usa=2.46) значно менший за його максимальне значення, що погіршує показники системи зв'язку. Варто зауважити, що при аналізі використовуються площинно-просторові залежності, які фактично є залежностями на площині. Такі залежності є досить

наглядними та інформативними (містять три просторові координати кожної точки), причому їх проекції на площину також містять дані про три просторові координати.

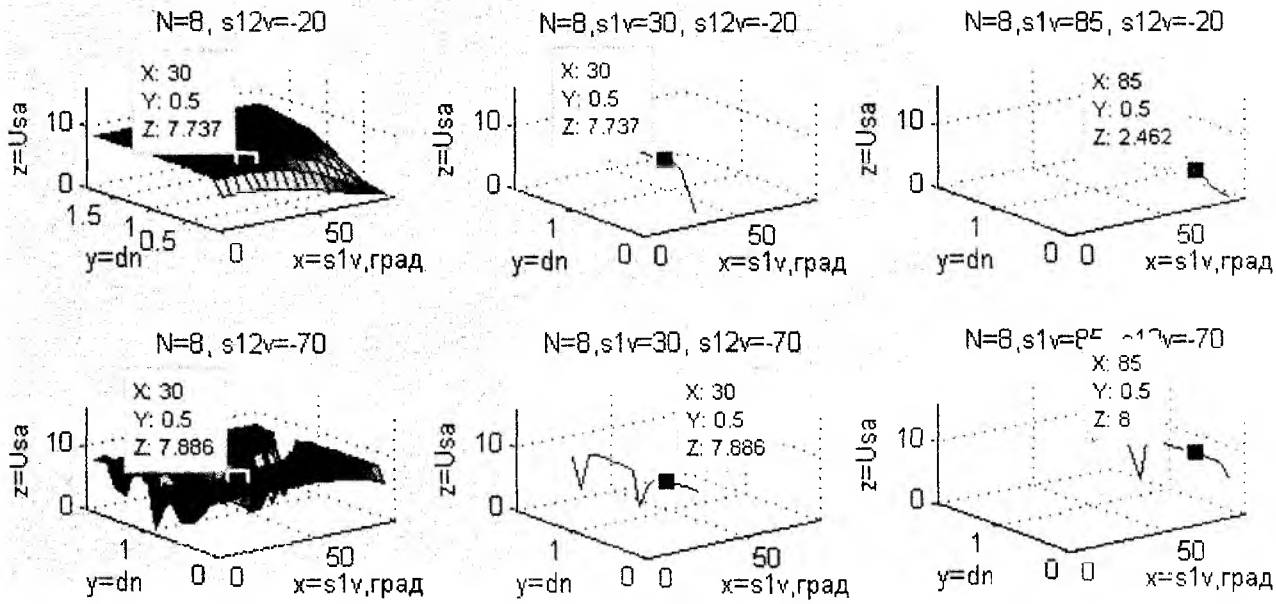


Рис. 2

На рис. 3 наведені аналогічні результати для завади з великою кутовою відстанню.

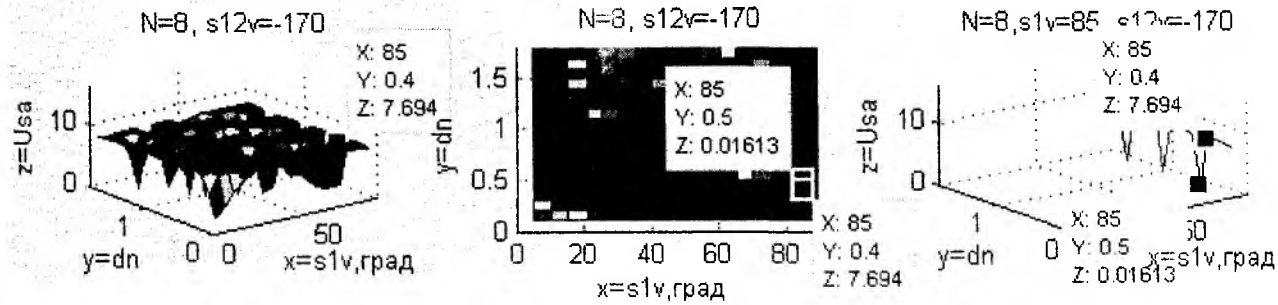


Рис. 3

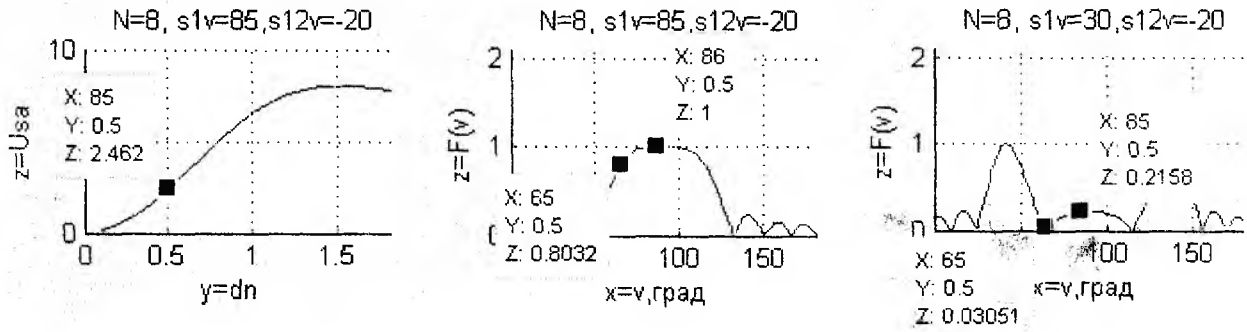
З наведених результатів видно, що при широко використовуваному та рекомендованому [5] значенні (*dn*=0.5) віддалі між елементами АР, вихідний корисний сигнал практично відсутній. Варто зауважити, що при незначному зменшенні віддалі між елементами АР (з *dn*=0.5 до *dn*=0.4) вихідний сигнал досягає максимального значення. Отримані результати показують, що, як при малій, так і при великій кутовій відстані між завадою та корисним сигналом, даному способу обробки сигналів властиві певні недоліки – зменшення рівня вихідного корисного сигналу.

Причини зменшення рівня вихідного корисного сигналу адаптивних антен

На рис. 4 наведено залежності, які вказують на причини зменшення вихідного сигналу у випадку завади з малою кутовою відстанню.

З наведених даних (рис.4, *а*) видно, що рівень вихідного корисного сигналу становить менше 1/3 від максимального значення. Для пояснення причин отриманих результатів введемо поняття *допоміжної* АР, яка відрізняється від реальної АР в складі адаптивної антени тим, що виходи всіх елементів допоміжної АР з'єднані між собою (в АР адаптивної антени вихід кожного елементу АР множиться на окремий ваговий коефіцієнт). З даних (рис.4, *б*) для допоміжної АР видно, що в даному випадку рівень корисного сигналу становить одини-

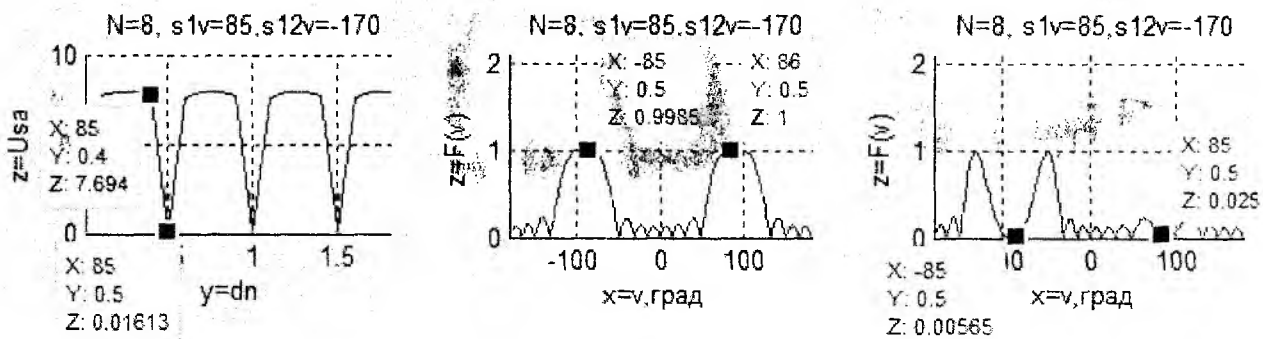
цю, а для завади (напрямок якої становить $85^0 - 20^0 = 65^0$) рівень також досить значний та становить 0.8. В свою чергу усунення завади з значним рівнем, практично рівним корисному сигналу, супроводжується значним зменшенням корисного сигналу. Якщо для даного випадку допоміжну АР перерахувати таким чином, щоб в напрямку завади сформувати нуль ДС (рис.4, *в*), то вихідний корисний сигнал допоміжної АР буде становити теж незначний рівень 0.215. Малий рівень корисного сигналу допоміжної АР (1/5 від максимального значення) вказує очікуване зменшення вихідного сигналу адаптивної антени (1/3 від максимального значення).



а *б* *в*

Рис. 4

На рис. 5 наведені дані, аналогічні наведеним на рис. 4, для завади з великою кутовою відстанню.



а *б* *в*

Рис. 5

З наведених даних видно, що вихідний сигнал адаптивної антени при dn=0.5 (рис.5, *а*) практично рівний нулю. Отримані результати пояснюються тим, що в додаткової АР (рис.5, *б*) рівень, як корисного сигналу (кут 85°), так і завади (кут -85°) практично рівні між собою. Якщо допоміжну АР перерахувати таким чином, що нуль ДС буде орієнтований в напрямку завади (рис.5, *в*), то її вихідний корисний сигнал теж буде зовсім незначним (0.025). Таким рівнем корисного сигналу допоміжної АР також можна поясний малий рівень вихідного корисного сигналу адаптивної антени (0.016, рис. 5, *а*).

Умови забезпечення вихідного сигналу адаптивних антен, близького до максимального

З наведених досліджень можна зробити висновки, що вихідний сигнал адаптивних антен значно зменшується в двох випадках:

- при наявності завади з малою кутовою відстанню, якщо напрям її надходження попадає в зону головного пелюстка ДС допоміжної АР;

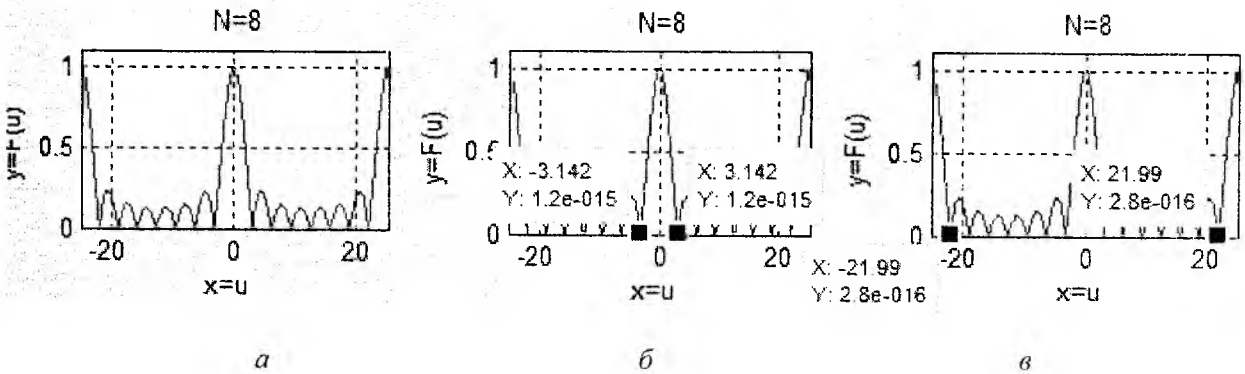
- при наявності завади з великою кутовою відстанню, якщо напрям її надходження попадає в зону інших бокових пелюстків допоміжної АР.

Відомо [6], що нормована ДС дискретної лінійної АР визначається наступним чином

$$Fc(u) = \frac{\sin(u)}{N \cdot \sin\left(\frac{u}{N}\right)}, \tag{5}$$

де $u = N \cdot \pi \cdot dn \cdot (\cos(v) - \cos(v_0))$ – узагальнена кутова координата; v – кут між віссю АР та напрямом на точку спостереження; v_0- кут між віссю АР та напрямом головного пелюстка.

В даному випадку напрям надходження завади характеризується кутом v. На рис. 6 наведена залежність (5) нормованої ДС АР.



а *б* *в*

Рис. 6

З наведених ДС видно, що завада не попаде в зону головного пелюстка ДС (рис.6, *б*) та бокових пелюстків (рис.6, *в*) при виконанні умов.

$$-(N-1)\cdot\pi \le u \le -\pi \tag{6.а}$$

або

$$\pi \le u \le (N-1)\cdot\pi. \tag{6,б}$$

Отже, з врахуванням залежностей (5), (6) отримаємо умови для напрямку надходження завади, при яких рівень вихідного сигналу адаптивних антен близький до максимального:

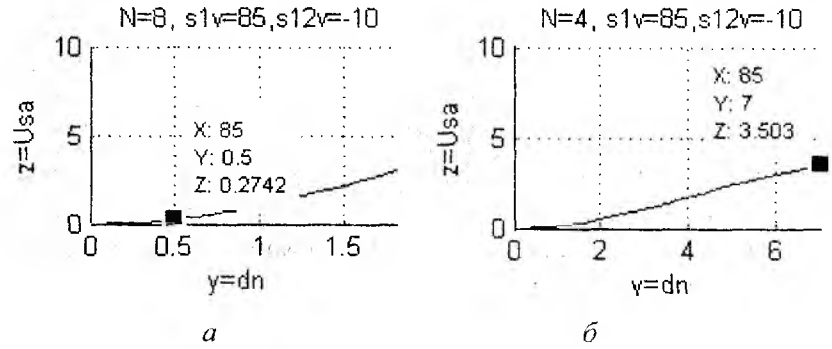
$$-(N-1) \le N \cdot dn \cdot (\cos(v) - \cos(v_0)) \le -1, \tag{7.а}$$

$$1 \le N \cdot dn \cdot (\cos(v) - \cos(v_0)) \le (N-1), \tag{7.б}$$

де v – в даному випадку являється напрямком надходження завади.

Для забезпечення вихідного сигналу адаптивної антени, близького до максимального можна використовувати наступні шляхи. Якщо адаптивна антена повинна усувати заваду, кутова відстань якої від корисного сигналу являється досить великою (близькою до +-π) то необхідно використовувати АР, в якій нормована віддаль між елементами становить 0.4 (dn=0.4). Якщо ж адаптивна антена також повинна усувати заваду, кутова відстань якої від корисного сигналу являється малою (30° та менше), то необхідно в АР розмістити декілька додаткових елементів. Наприклад, в АР при N=8, віддаль між крайніми елементами становить 7d. Якщо в такій антені після 8 елементу встановити вздовж осі АР, наприклад 2 додаткових елементи, з віддаллю 7d між 8 елементом та між ними, то в результаті отримаємо АР з N=4 та нормованою віддалю 7dn між елементами. Таку АР доцільно використовувати для завад з малою кутовою відстанню.

На рис. 7 (для порівняння при різних значеннях N та dn) наведена залежність вихідного корисного сигналу адаптивної антени для випадку наявності завади з малою кутовою відстанню s12v=-10° для напряму надходження корисного сигналу 85°



а *б*

Рис. 7

З наведених результатів (рис.7, *а*) видно, що в даному випадку для завади з малою кутовою відстанню при типовому значенні dn=0.5, вихідний сигнал адаптивної антени досить незначний (0.27). Якщо дану АР доповнити, як запропоновано вище, двома елементами з dn=7, то отримаємо АР з чотирма елементами. Як видно (рис.7, *б*) в даному випадку вихідний сигнал значно збільшився та становить 3.5.

Висновки

1. Завади в адаптивних антенах, в яких здійснюється усунення завади та виділення корисного сигналу, доцільно класифікувати за кутовою відстанню між напрямом їх надходження та напрямом надходження корисного сигналу.

2. Показано, що вихідний сигнал адаптивних антен різко зменшується, порівняно з його максимальними значенням у випадку наявності завади, як з малою кутовою відстанню (менше 20°), так і завад з великою кутовою відстанню (більше 160°).

3. Введено поняття додаткової АР та показано, що зменшення рівня вихідного сигналу у випадку завади з малою кутовою відстанню пояснюється попаданням завади в зону головного пелюстка ДС додаткової АР, а зменшення завади з великою кутовою відстанню – в зону іншого головного пелюстка додаткової АР.

4. Визначено граничні значення кутової відстані завади, при яких практично не зменшується вихідний сигнал адаптивної антени.

5. Показано, при необхідності усунення завад з великою кутовою відстанню, доцільно використовувати АР, в яких нормована відстань між сусідніми елементами становить 0.4.

6. При необхідності усунення завад з малою кутовою відстанню рекомендовано доповнити АР декількома додатковими елементами з нормованою відстанню між ними $(N-1)\cdot dn$.

Список літератури: 1. *Пистолькорс А.А., Литвинов О.С.*, Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с. 2. *Монзинго Р.А., Миллер Т.У.* Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. М.: Радио и связь,1986. 448 с. 3. *Уидроу Б., Стирнз С.* Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 440 с. 4. *Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В.* Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера, 2005. 592 с. 5. *Весоловский Кшиштоф.* Системы подвижной радиосвязи: Пер. с польск. И.Д.Рудинского; под ред. А.И. Ледовского.М.: Горячая линия. Телеком, 2006. 536 с. 6. *Бова Н.Т., Резников Г.Б.* Антенны и устройства СВЧ. К.: Вища шк., 1982. 278 с.

Національний університет
«Львівська політехніка», м. Львів

Надійшла до редколегії 10.09.2009

УДК 681 .518.3:621.391.26

С.В. ЧОРНИЙ, канд. техн. наук, Л.І. НЕТІКОВА

АЛГОРИТМІЧНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ СИСТЕМИ ЕКОЛОГІЧНОГО МОНІТОРИНГУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ

Вступ

Інтенсивний розвиток бездротових телекомунікаційних систем (ТКС) у сучасних умовах приводить до збільшення їх екологічного впливу на людину. Разом з тим, поряд з великою кількістю технічних засобів ТКС засоби контролю їх випромінювань не знайшли аналогічного поширення.

Нормуванню випромінювань приділяється велика увага [1, 2], однак питання оперативного контролю реальних рівнів випромінювання стаціонарних і мобільних ТКС у більшості установ і в побутових умовах розглядаються досить обмежено. Однією з причин такої невідповідності є слабкий розвиток (щодо апаратури ТКС) портативних засобів виміру потужності випромінювання й доз опромінення радіотехнічного діапазону [3, 4]. Крім того, відомі вимірювальні системи дозволяють проводити вимірювання лише в окремих місцях, де можливо розмістити вимірювач.

Основна частина

Метою даної роботи є розробка системи екологічного моніторингу електромагнітних випромінювань на підставі вимірювання вищих похідних та екстраполяції поля з метою побудови його зображення (карти), яке включає місця, де розміщення вимірювальних приладів неможливо.

В основу системи покладено запропонований у [5, 6] вимірювач з екстраполяцією величини, що вимірюється.

Алгоритмічне забезпечення системи складається з алгоритмів прогнозу (екстраполяції) поля та алгоритмів його візуалізації.

Алгоритм прогнозу поля та визначення дальності до точки з заданим рівнем поля складається з наступних етапів:

- отримання значення напруженості поля та його похідних за допомогою датчиків похідних вищого порядку (ДПВП);
- здійснення грубого пошуку точки з заданим рівнем випромінювання;
- здійснення точного пошуку та визначення дальності до точки з заданим рівнем поля.

Під викриттям заданого рівня поля подається перевищення заданого рівня ЕМП, в результаті прогнозу за допомогою ряду Тейлора.

Грубий пошук здійснюється за допомогою циклічної підстановки у ряд значень дальності прогнозу t_1 :

$$Bp1(t+t_1) = B_p(t) + B_p(t)^m t_1 + B_p(t)^m \frac{t_1^2}{2!} + ... + B_p(t)^m \frac{t_1^N}{N!} \qquad (1)$$

У момент зміни знаку похибки прогнозу фіксується факт викриття заданого рівня. Точний пошук здійснюється за допомогою підстановки у ряд Тейлора значень дальності прогнозу t_2, з меншим кроком Δt_2, ніж у алгоритмі грубого пошуку $t_2 = t_2 + \Delta t_2$.

У момент отримання прогнозного значення поля, яке дорівнює заданому, визначається дальність прогнозу за часом t_{PR}. Фактична (просторова) дальність до точки з заданим рівнем поля дорівнює: $D = V * t_{PR}$, де $t_{PR} = t_1 * t_2$.

Отримання зображень (візуалізація ЕМП) на екрані комп'ютера зумовлена необхідністю отримання інформації щодо результатів викриття та про форму ЕМП;

Для вирішення задачі візуалізації пропонується:

1. ЕМП зображати у вигляді ізоліній з різним інтервалом інтенсивності, достатнім для оптимального розміщення інформації на екрані. Простір між ізолініями ЕМП фарбувати у різний колір від більш яскравого до менш яскравого відповідно до збільшення напруженості поля.

2. Наближення до об'єкту зображати у вигляді чергування ізоліній відносно оцифрованої шкали дальностей на кожному кроці прогнозування.

Розглянемо складові алгоритму, що пропонується.

Рівняння руху точки вимірювання поля:

$$\psi = \int_0^t \omega_y dt; x = \int_0^t v_x dt; y = \int_0^t v_y dt;$$
$$v_x = v\cos\psi + v_0\cos\psi_0 \quad (2)$$
$$v_y = v\sin\psi + v_0\sin\psi_0$$

Рівняння аномалії ЕМП:

$$B_0 = \frac{M}{H^2 + (x - x_O)^2 + (y - y_O)^2}. \quad (3)$$

Прогноз напрямку лінії візування:

$$\psi_P = \psi_P(0) + \int_0^T \omega_y dt. \quad (4)$$

Прогноз поля:

$$B_P = \sum_{i=1}^{n} y[i]\frac{\Delta t^1}{i!}, \Delta t = 0,...,t_P \quad (5)$$

Рівняння датчиків похідних вищого порядку :

$$d_{i-1} = y_i, i = 2,...,n;$$
$$d_n = K_n[B_0 - \xi_B] - \sum_{i=1}^{n} K_i y_{n-1+1}, \quad (6)$$
$$y_i = \int_0^t d_i dt.$$

Рівняння зміни дальності прогнозу:

$$t_P = \int_0^T R dt; \quad (7)$$

Прогноз координат точки вимірювання:

$$\begin{cases} x_P = \int_0^T x_{XP} dt; \\ y_P = \int_0^t y_{YP} dt; \\ v_{XP} = v\cos(\psi_P) + v_0\cos(\psi_{OP}) \\ v_{XP} = v\sin(\psi_P) + v_0\sin(\psi_{OP}) \end{cases} \quad (8)$$

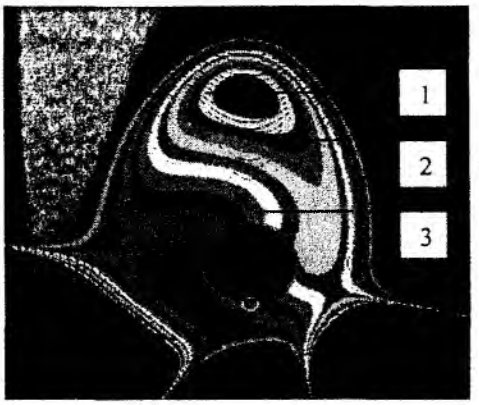
Алгоритм визначення кольору точок, які відображаються:

$$N = \begin{cases} 8...B_P(t) \succ 0.1 * B_{ДД} \\ 7...B_P(t) \succ 0.2 * B_{ДД} \\ 6...B_P(t) \succ 0.3 * B_{ДД} \\ 4...B_P(t) \succ 0.4 * B_{ДД} \\ 12...B_P(t) \succ 0.5 * B_{ДД} \\ .... \\ 11...B_P(t) \succ 1.3 * B_{ДД} \\ 1...B_P(t) \succ 1.4 * B_{ДД} \\ 15...B_P(t) \succ 1.5 * B_{ДД} \end{cases} \quad (9)$$

Рівняння координат точки, яка висвітлюється на зображенні поля:

$$\begin{aligned} x_U &= x_{\dot{y}} - x_P - v_{XP} t_P \\ y_U &= x_{\dot{y}} - y_P - v_{YP} t_P \end{aligned} \quad (10)$$

Зображення отримане на підставі рівнянь (1) – (10) наведено на рисунку.



Висновки

Запропонований алгоритм візуалізації ЕМП дозволяє синтезувати картину його просторового розподілу на екрані комп'ютера по обмеженій кількості вимірювань. Алгоритмічне забезпечення, що пропонується, дозволяє отримати інформацію про характер ЕМП у важкодоступних місцях (наприклад, поруч із антенами базових станцій). Використання цих алгоритмів дозволить значно скоротити час вимірювальних робіт.

Список літератури: 1. *Наказ* міністерства охорони здоров'я України N 476 від 18.12.2002 «Державні санітарні норми та правила при роботи з джерелами електромагнітних полів». 2. *Нетикова Л.И.* Воздействие электромагнитного поля создаваемого беспроводными системами связи на биологический обьект // Радиотехника, 2007. Вып.148. С.205-208. 23. 3. *Поповский В.В., Черный С.В., Нетикова Л.И., Акулов В.Н.*. Портативный измеритель мощности излучения беспроводных телекоммуникационных систем диапазона 0.1- 3.5 *ГГц* // МРФ-008. Т.2 "Телекоммуникационные системы и технологии". 2008. С. 218–221. 4. *Чёрный С.В., Нетикова Л.И.* Комплекс для экологического мониторинга беспроводных телекоммуникационных устройств и бытовых СВЧ-приборов // Радиотехника 2009. Вып. 156. С.42-44. 5. *Чорний С.В., Червоний О.С.* Алгоритмічне забезпечення виявлення об'єктів за їх аномальними магнітними полями // Харківський інститут льотчиків ВПС: Зб. наук.праць. 1997. Вип. 2. Харків, 1997. С. 146 – 150. 3. 6. *Черный С.В.,Казьмин А.В.* Измеритель магнитного поля : А.с. СССР№1622861, МКИ G01R 33/02, 23.01.91. Бюл. №3.

Харківський національний університет радіоелектроніки

Надійшла до редколегії 14.09.2009

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ

УДК 621.391:621.396

ШАРАФ СУФИАН, Н.С. ПАСТУШЕНКО, канд. техн. наук

ДВУХЭТАПНАЯ ИТЕРАЦИОННАЯ ПРОЦЕДУРА ОЦЕНКИ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗЫ СИГНАЛА ПО ОГРАНИЧЕННОЙ ВЫБОРКЕ ИЗМЕРЕНИЙ

Введение

В современных системах связи широко используется фазовая модуляция. При этом в многих случаях в течение одного сеанса связи меняется вид модуляции и частота несущего колебания. Более того, в настоящее время разработаны методы передачи данных, у которых частота несущего колебания периодически изменяется. Примером может служить метод множественного доступа с кодовым разделением (*code-division multiple access – CDMA*). Данный метод доступа базируется на основе методов расширения спектра (*spread - spectrum – SS*), которые можно разделить на две основные категории: расширение спектра методом прямой последовательности (*direct sequence – DS*) и расширение спектра методом скачкообразной перестройки частоты (*frequency hopping*).

При использовании расширенного спектра со скачкообразной перестройкой частоты (*frequency - hopping spread spectrum – FHSS*) передача сигнала производится с помощью определенных наборов частот, имеющих свойства случайных последовательностей. Перестройка частоты сигнала происходит через определенные интервалы времени. *FHSS* – используется при передаче сигналов с фазовой манипуляцией (*phase shift keying – PSK*). Таким образом, при решении задач демодуляции сигнала, определении вида модуляции необходимо иметь механизм оценки неизвестной начальной фазы сигнала по ограниченной выборке (на периоде или полупериоде несущего колебания).

Анализ последних достижений и публикаций

Рассматриваемая проблема сводится к задаче анализа характеристик временных рядов, которая давно исследуется научной литературе. Среди значительных работ из этой области можно выделить таких авторов *Р. Блэкмана* и *И. Тьюки* [1], *Г. Дженкинса и Г. Ваттса* [2], *Дж. Бокса и Г. Дженкинса* [3], *Дж. Бендата и А. Пирсола* [4], *М. Бассвиля и А. Банвениста* [5] и др.

Измерение начальной фазы, которая относится к неэнергетическим параметрам регистрируемого сигнала, является одной из наиболее важных задач. Специфичность методов определения начальной фазы обусловлена, с одной стороны, ограниченностью времени анализа и с другой – широким диапазоном изменения значений анализируемого параметра.

Традиционно способы определения фазы сигнала связаны с нелинейными процедурами оценки [6], которые не всегда удовлетворяют современным требованиям.

В то же время решение большинства задач цифровой обработки сигналов требует высокой точности оценки начальной фазы [7]. Поэтому актуальной и важной является задача синтеза процедур измерения начальной фазы фазо-манипулированного сигнала по ограниченной выборке.

Постановка задачи и изложение материалов исследований

Под временным рядом будем понимать упорядоченную во времени последовательность измерений фазо-манипулированного сигнала с известной частотой дискретизации $F_{оиск}$, у которого неизвестной является фазовая составляющая. При этом фазовая составляющая имеет два слагаемых: величину $\phi_k(t)$, которая обусловлена манипулирующей составляющей передаваемого сигнала и собственно величиной начальной фазы φ_0. Будем предполагать, что ранее получена оценка частоты несущего колебания $f_{нес}$ по измерениям дискретного равномерного временного ряда. В основу процедур оценки начальной фазы положим априорные данные о форме сигнала (например, синусоидальное колебание) и количество измерений на его полу-

периоде K_i, которое можно определить, используя соотношение $F_{диск} / f_{нес}$. Кроме этого, будем предполагать, что анализируемый фрагмент не содержит данные о неизвестном изменяемом параметре $\phi_k(t)$.

При синтезе процедур оценки φ_o будем учитывать то, что импульсы анализируемого сигнала разнесены на постоянное угловое расстояние $\Delta\omega$, которое обусловлено известной частотой дискретизации $F_{äèñê}$, а также частотой несущего колебания $f_{нес}$ и у современных средств регистрации является высокостабильной величиной.

Как известно [6], для полезного сигнала имеющего вид

$$S(t,\varphi_o) = A(t)\cos(\omega_o t - \varphi_o) \tag{1}$$

оценка максимального правдоподобия начальной фазы в явном виде

$$\varphi_o = arctg \frac{\int_0^T x(t)V(t)\sin(\omega_o t)dt}{\int_0^T x(t)V(t)\cos(\omega_o t)dt} = arctg\frac{Y}{X}, \tag{2}$$

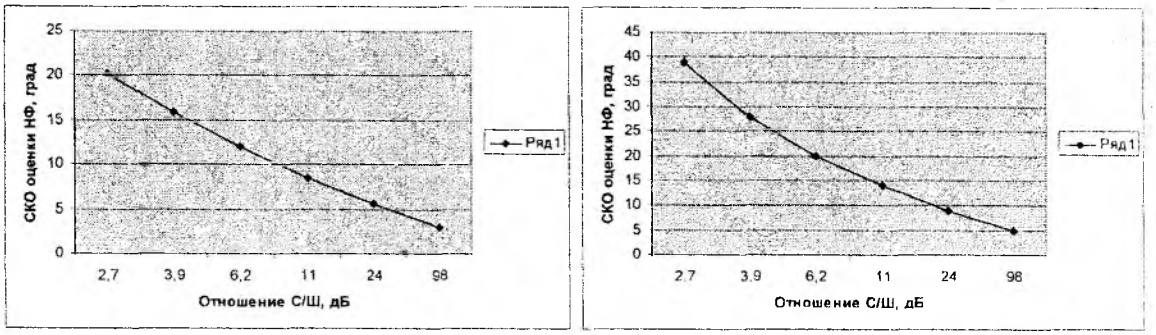
где $\omega_o = \frac{f_{нес}}{2\pi}$ – круговая частота несущего колебания; $x(t)$ – анализируемый временной ряд, включающий составляющую (1) и гауссов шум; $A(t)$ и $V(t)$ – амплитуда принятого и ожидаемого сигнала.

Проанализируем возможности этого метода оценки начальной фазы применительно к решаемой задаче. Особенностью решаемой задачи является то, что оценку необходимо проводить на полупериоде сигнала и оценка должна быть несмещенной и эффективной. Это обусловлено тем, что начальная фаза, в отличие от частоты несущего колебания, является изменяемым параметром и на следующем полупериоде, как правило, имеет другое значение [6]. В этом случае оценка должна стремиться к истинному значению и не иметь большой дисперсии при расчете по ограниченной выборке.

Кроме этого, в рассматриваемой задаче соотношение (1) должно содержать функцию синуса вместо косинуса. Поэтому оценку начальной фазы, полученную с помощью соотношения (2), необходимо подправить следующим образом:

$$\varphi_o = \pi/2 - \varphi_o. \tag{3}$$

Возможности метода исследуем с помощью статистического моделирования. Результаты модельного эксперимента приведены на рис. 1. При этом на рис. 1, *а* представлены зависимости среднеквадратического отклонения (СКО) оценки начальной фазы (НФ) на полном периоде сигнала, а на рис. 1, *б* – зависимости СКО оценки начальной фазы на половине периода сигнала.



а *б*

Рис. 1

Анализ представленных зависимостей дает возможность сделать вывод, что уменьшение выборки в два раза приводит к увеличению СКО примерно на треть. СКО в обоих случаях является достаточно большим. Более того, оценка начальной фазы имеет ошибку в несколько градусов, которая имеет место и при больших отношениях сигнал – шум (более 10 *дБ*).

Исследовано влияние точности оценки несущего колебания на результаты измерения начальной фазы. К сожалению, ошибки в определении частоты несущего колебания ± 10 Гц, что будет иметь место в условиях априорной неопределенности, приводят к значительным ошибкам в оценке начальной фазы.

Причина такого неустойчивого поведения оценки начальной фазы, очевидно, может быть пояснена следующим образом. В случае оценки неэнергетического параметра, которым есть φ_o, уравнение, определяющее оценку (см. (2)), является нелинейным и трансцендентным. Последнее приводит к дополнительным ошибкам, особенно при наличии шумовой составляющей, которая играет роль возмущающего фактора. В этих случаях рекомендуют воспользоваться приближенными решениями [8, с.89].

Анализ соотношения (2) свидетельствует, что в числителе и знаменателе этого выражения находятся взаимные корреляционные функции принятого сигнала и функций синуса и косинуса соответственно. При переходе к дискретным значениям взаимная корреляционная функция рассчитывается как сумма произведений элементов двух временных рядов, деленная на количество обрабатываемых значений [2, 9]. Как следует из [2], корреляционные функции, как и коэффициент корреляции, можно использовать для идентификации двух временных рядов. При этом предпочтение целесообразно отдать нормированному коэффициенту корреляции, поскольку последний является безразмерной величиной и изменяется в пределах от *–1* до *1*, что позволяет обрабатывать временные ряды с разной амплитудой (энергией) и получать сравнимые результаты.

Воспользуемся определением коэффициента корреляции и на его основе синтезируем процедуры оценки начальной фазы по информации положительного или отрицательного полупериодов сигнала. Обратим внимание, что положительные и отрицательные импульсы на полупериоде сигнала можно описать с помощью выражения (1).

Изменение величины φ_o приводит к изменению количества импульсов в полупериоде сигнала. Воспользуемся широко распространенной моделью «сигнал – шум» [9], которая предполагает наличие во временном ряде правильных изменений, учитывающих наличие сигнала (составляющей $Sin\omega_0 t$), и неправильных, обусловленных наличием мешающего шума $n(t)$. Естественно предположить, что будет существовать корреляция между анализируемой выборкой и некоторым синтезированным модельным колебанием вида (1), у которого в качестве частоты несущего колебания будет использоваться оценка $\bar{f}_{îöí}$. Более того, корреляция будет тем больше, чем ближе будет оценка начальной фазы к ее истинному значению.

Воспользуемся этим фактом и синтезируем процедуры оценки начальной фазы. С точки зрения экономии вычислительных затрат, оценку начальной фазы целесообразно проводить в два этапа. При этом на первом этапе необходимо синтезировать некоторый «эталонный» сигнал, имеющий одинаковое количество импульсов (положительных или отрицательных) на полупериоде сигнала. Исходными данными для этого являются: частота дискретизации $F_{äèñê}$, оценка частоты несущего колебания $\bar{f}_{íåñ}$, количество импульсов, содержащихся в анализируемом полупериоде сигнала K), а также некоторая оценка начальной фазы $\bar{\varphi}_o$, которая вначале будет равна нулю.

Расчеты проводятся с помощью следующего соотношения

$$\bar{S}_i = Sin\left(2\pi \frac{\bar{f}_{нес}}{F_{дискр}} i + \bar{\varphi}_o\right), \qquad i = 1...K_i. \tag{4}$$

Если у сформированного сигнала $\bar{S}_i$ количество положительных (или отрицательных) импульсов равно K_i, то расчеты в этом случае на данном этапе заканчиваются. В противном случае корректируется значение начальной фазы следующим образом:

$$\bar{\varphi}_o = \bar{\varphi}_o + \Delta\varphi, \tag{5}$$

и расчеты по соотношению (4) повторяются. Здесь $\Delta\varphi$ – шаг изменения начальной фазы, который при проведении исследований был равен 0.5^o.

На втором этапе осуществляется максимизация коэффициента корреляции между анализируемым фрагментом временного ряда X_i и сформированным на первом этапе «эталонным» сигналом $\bar{S}_i$ за счет изменения оценки начальной фазы $\bar{\varphi}_o$, что математически можно сформулировать следующим образом

$$\max_{\bar{\varphi}_o} \rho(\bar{\varphi}_o) = \max_{\bar{\varphi}_o} \frac{\sum_{i=1}^{K_i} X_i \bar{S}_i}{\left[\sum_{i=1}^{K_i} X_i^2 \sum_{i=1}^{K_i} \bar{S}_i^2\right]^{1/2}}. \tag{6}$$

В знаменателе соотношения (6) стоят оценки энергии анализируемых сигналов. Шаг изменения начальной фазы $\Delta\varphi$ на этом этапе был равен 0.05^o. Значения «эталонного» сигнала на каждом шаге уточняется по соотношению (4). Для повышения оперативности расчетов величину шага можно немного увеличить.

Структурная схема итерационного вычисления оценки начальной фазы представлена на рис. 2.

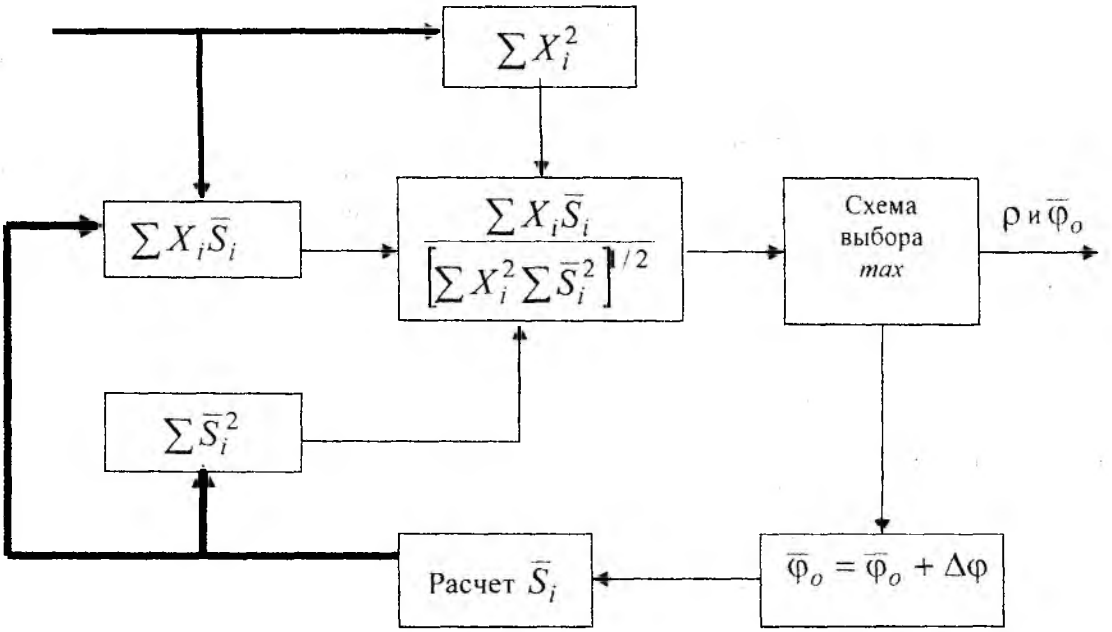
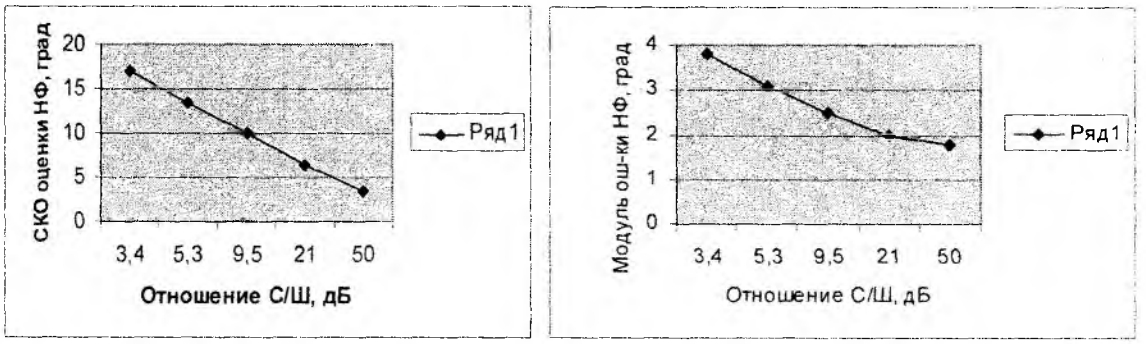


Рис. 2

По-существу, это аналог корреляционного интеграла, у которого является изменяемым ожидаемый сигнал за счет уточнения оценки начальной фазы. Последнее позволяет достичь максимума и получить требуемую оценку.

Исследование характеристик получаемой оценки начальной фазы выполним с помощью статического моделирования в тех же условиях, в которых исследовалась оценка НФ, полученная по соотношению (2). Результаты оценки начальной фазы на основе двухэтапной итерационной процедуры представлены на рис. 3.



а *б*

Рис. 3

Результаты и направления дальнейших исследований

Проведенное исследование позволяет сделать следующие выводы. Среднее квадратическое отклонение при обработке импульсов от полупериода сигнала при обработке с использованием корреляционных процедур соответствует величине СКО полученного при применении трансцендентных процедур оценки НФ по количеству импульсов на полном периоде. При этом модуль ошибки НФ для отношений сигнал – шум более *9 дБ* и отклонении частоты несущей до $\pm$ *30 Гц* составляет десятые доли градуса.

Среднее квадратическое отклонение в оценке начальной фазы слабо зависит от ошибок, которые имеет оценка частоты несущего колебания. Приведенные на рис. 3 зависимости получены при отклонении частоты несущего колебания от истинного значения на *–50 Гц*. При этом величина и характер изменения СКО остаются прежними, а модульная ошибка оценки начальной фазы (см. рис. 3, *б*) составляет менее *5* градусов.

Таким образом, разработанные процедуры оценки начальной фазы, которые учитывают корреляцию анализируемого фрагмента временного ряда и формируемого «эталонного» сигнала, имеют лучшие количественные и качественные характеристики, по отношению к оценкам, полученным с помощью трансцендентным процедур. Получаемые оценки удовлетворяют предъявляемым требованиям (см. [7]) и могут использоваться для решения задачи определения вида модуляции.

Дальнейшие исследования связаны с уменьшением стандартного отклонения для полученных оценок за счет исключения аномальных измерений.

Список литературы: 1. *Blackman R.B., Tukey J.M.* The measurement of power spectra from the point of view communications enginering, Dover, New York, 1958. 360 с. 2. *Дженкинс Г., Ваттс Д.* Спектральный анализ и его применения. Вып..1. М.: Мир, 1972. 385 с. 3. *Бокс Дж., Дженкинс Г.* Анализ временных рядов. Прогноз и управление. М.: Мир, 1974. 406 с. 4. *Бендат Дж., Пирсол А.* Прикладной анализ случайных данных. М.: Мир, 1989. 542 с. 5. Обнаружение изменения свойств сигналов и динамических систем / Под ред. *М. Бассвиль, А. Банвениста.* М.: Мир, 1989. 278 с. 6. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Изд. Дом «Вильямс», 2004. с.1104. 7. *Пастушенко Н.С., Пастушенко А.Н.* Оценка потенциальных характеристик фазо-манипулированных сигналов в задачах обнаружения и измерения // Радиотехника. 2007. Вып.148. С. 238-244. 8. *Обработка* сигналов в радиотехнических системах: Учеб. пособие / Под ред.. *А.П. Лукошкина.* Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1987. 400 с. 9. *Витязев В.В.* Анализ неравномерных временных рядов. Учеб. пособие. СПб.: Изд-во С.-Петерб. ун-та, 2001. 68с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 27.09.2009

УДК 621.391

К.С. ВАСЮТА, канд. техн. наук

МОДЕЛИ НЕЛИНЕЙНЫХ СТОХАСТИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ И МЕТОДЫ АНАЛИЗА НА НЕЛИНЕЙНОСТЬ

Введение

На этапе разработки любой современной информационно-измерительной системы необходимы достаточно точные математические модели сигналов, помех и каналов передачи информации. В результате активного развития нелинейной динамики изменились традиционные взгляды на колебательно-волновые явления. Стало ясно, что среди нерегулярных – случайно-подобных (без видимой закономерности или порядка) процессов (колебаний) необходимо различать не только стохастические линейные [1], но и стохастические нелинейные процессы [2].

На протяжении многих лет исследователями при моделировании процессов в телекоммуникациях активно использовались линейные модели: скользящего среднего MA(q) (Moving Average – скользящее среднее), авторегрессии AR(q), авторегрессии скользящего среднего ARMA(q,p) и др. [1] (процессы с короткой памятью), предполагающие экспоненциальный темп убывания коэффициентов в функции реакции на внешние воздействия.

В последние полтора десятилетия появилось множество работ, подчеркивающих важность учета в моделях процессов эффекта длительной памяти (зависимости в значениях дисперсии). Частично интегрированные процессы ARIMA, FARIMA (процессы с длинной памятью) [1] могут рассматриваться как промежуточный вариант между ставшими уже традиционными альтернативами короткой и бесконечной памятью временного ряда. Таким образом, важным вкладом процессов с длинной памятью в моделирование временных рядов является возможность получения долгосрочных прогнозов значений процесса.

Любое моделирование в телекоммуникациях требует предварительного описания доминирующей в этой области парадигмы и ее недостатков. В этой связи ниже будут представлены модели нелинейных стохастических процессов и анализ методов оценки их нелинейности.

Нелинейные стохастические процессы

Модели нелинейных стохастических процессов стали активно рассматриваться в последние годы, поскольку их частотное распределение имеет высокий пик и "толстые" хвосты, а ожидаемая дисперсия процесса зависит от ее предыдущих значений.

Наиболее простой моделью нелинейного стохастического процесса является процесс нелинейного скользящего среднего значения (nonlinear moving average -NLMA):

$$x_n = \xi_n + c \cdot \xi_{n-1} \cdot \xi_{n-2}, \quad n = 1,2,..., \tag{1}$$

где $\xi(t)$ – нормальный белый шум (процесс IID – independent and identical distributed) с дисперсией σ_ξ^2, $c = 0.8$ - постоянный множитель. На рис. 1, *а* приведены временные диаграммы процессов NLMA и IID – на основе которого он формируется, а на рис. 1, *б* – фазовый портрет процесса нелинейного скользящего среднего. Из рисунка видно, что процесс NLMA обладает памятью, так как между его значениями имеется зависимость, наблюдаемая на его фазовом портрете. Процессу с длинной памятью можно дать четкое определение: стационарный процесс x_n является процессом с длинной памятью, если существует действительное число α, $0 < \alpha < 1$, и константа c, $c > 0$ для которых выполняется условие:

$$\lim_{k \to \infty} \frac{\rho_k}{c^* k^{-\alpha}} = 1, \tag{2}$$

где ρ – функция автокорреляции и k – номер лага. То есть автокорреляции процесса с длинной памятью удовлетворяют асимптотическому соотношению $\rho_k \sim c^* k^{-\alpha}$ при $k \to \infty$. Таким образом, убывание автокорреляций происходит крайне медленно, по гиперболическому закону. Это гиперболическое убывание автокорреляций противопоставляется их экспоненциальному убыванию, характерному для линейных процессов с короткой памятью ARMA (для которых $\rho_k \le c^* a^k$, $0 < a < 1$):

$$x_n = 0.8 \cdot x_{n-1} + 0.15 \cdot x_{n-2} + \xi_n + 0.3 \cdot \xi_{n-1}, \; n = 1,2,..., \tag{3}$$

при $x_0 = 1$ и $x_1 = 0.7$.

Авторегрессионный условный гетероскедасичный ARCH (Autoregressive Conditional Heteroscedastic) [1] процесс – нелинейный стохастический процесс, в котором дисперсия изменяется во времени и зависима от прошлой дисперсии. Упрощенная модель такого нелинейного процесса может быть представлена в виде

$$x_n = (1 + 0.5 \cdot x_{n-1}^2)^{1/2} \xi_n, \tag{4}$$

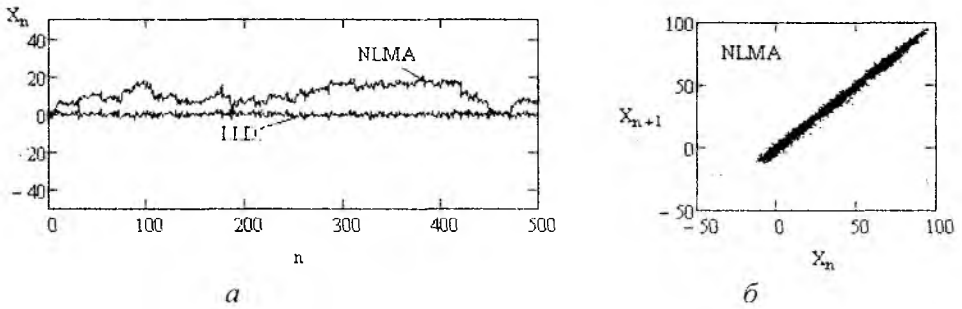
В общем виде процесс $\{\xi_n(\theta_0)\}$ задается ARCH моделью, если условное математическое ожидание равно нулю:

$$E_{n-1}(\xi_n(\theta_0)) = 0, \; n = 1,2,..., \tag{5}$$

где $E_{n-1}(\cdot)$ оператор математического ожидания, условного по прошлым значениям процесса, а также по любой другой информации, имеющейся в момент $n-1$, но условная дисперсия:

$$\sigma_n^2(\theta_0) \equiv Var_{n-1}(\xi_n(\theta_0)) = E_{n-1}(\xi_n^2(\theta_0)), \tag{6}$$

нетривиальным образом зависит от разброса дисперсии, порожденного прошлыми наблюдениями, т.е. $\{\xi_{t-1}(\theta_0), \xi_{n-2}(\theta_0), ...\}$.



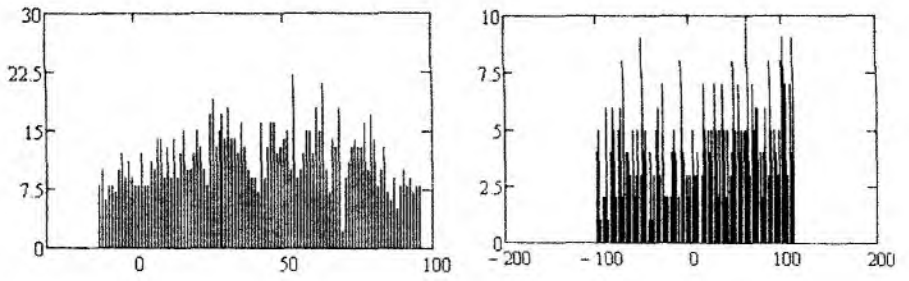
а *б*

Рис. 1

На рис. 2, *а* представлена полученная численным методом гистограмма закона распределения значений процесса NLMA, а на рис. 2, *б* процесса ARCH. Возвращаясь к определениям, данным в уравнениях (5) и (6), можно вывести, что нормированный процесс

$$x_n(\theta_0) \equiv \zeta_n(\theta_0) \cdot \sigma_n^2(\theta_0)^{-1/2}, \; n = 1,2,..., \tag{7}$$

будет иметь нулевое условное математическое ожидание и не зависящую от времени единичную условную дисперсию. Это наблюдение лежит в основе процедур вывода, которые используются в приложениях моделей типа ARCH.



а *б*

Рис. 2

Любые прикладные исследования требуют более строгого описания всего поведения временного ряда, которое может быть получено на основе использования процессов ARFIMA [3]. В работах, посвященных анализу временных рядов, первым шагом является, как правило, определение порядка интегрированности ряда (речь идет о значении параметра d процесса ARIMA (p,d,q). Как правило, авторы ограничиваются выбором между d равным 0 и 1. Случай $d=0$ соответствует короткой памяти ряда, тогда как при $d=1$ можно сделать вывод о бесконечной памяти. Для разрешения этой проблемы Гренджер и Джойо (1980) предложили новый класс моделей ARFIMA (p,d,q), допускающий возможность нецелого параметра d. Говорят, что наблюдаемый временной ряд x_n следует процессу ARFIMA (p,d,q) если:

$$\psi(L)(1-L)^d x_n = \Theta(L)\xi_n, \tag{8}$$

$$(1-L)^d = 1 - dL - \frac{d(1-d)}{2!}L^2 - \frac{d(1-d)(2-d)}{3!}L^3 - \ldots = \sum_{k=0}^{\infty}\frac{\Gamma(k-d)}{\Gamma(-d)\Gamma(k+1)}L^k = 1 - \sum_{k=1}^{\infty}c_k(d)L^k, \tag{9}$$

где $0<d<1$, $c_1(d)=d$, $c_2(d)=\frac{1}{2}d(1-d),\ldots$, $\Gamma(\cdot)$ – гамма функция, $\Psi(L)=1-\psi_1 L-\ldots-\psi_p L^p$, $\Theta(L)=1+\theta_1 L+\ldots+\theta_q L^q$, ξ_n – белый шум.

Процессы ARMA (p,d) и ARIMA (p,d,q) являются частными случаями этого процесса при $d=0$ и $d=1$ соответственно. Процессы ARFIMA представляют собой крайне удобный инструмент анализа временных рядов, поскольку дают возможность одновременного моделирования эффектов длинной и короткой памяти.

При описании модели ARFIMA полагалось, что ξ_n является "белым шумом" и имеет дисперсию, постоянную во времени. Однако экспериментальные данные показывают, что дисперсия временных рядов, описывающих процессы в телекоммуникациях, заметно меняется во времени. Для моделирования этого свойства можно использовать модели семейства GARCH (Generalised Autoregressive Conditional Heteroscedastic), позволяющих оценить возможную зависимость текущего значения ряда от его предыдущих значений и квадратов величин предыдущих ошибок. Начнем с рассмотрения наиболее традиционной модели GARCH, предложенной Боллерслевом. Формально модель определяется как

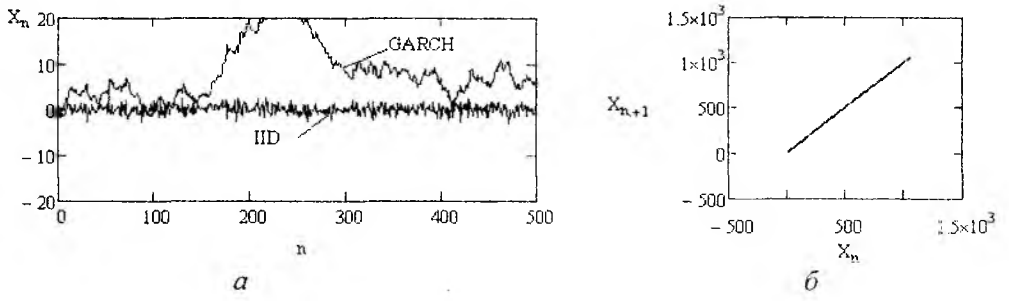
$$\sigma^2 = \omega + \alpha(L)\xi_n + \beta(L)\sigma_n^2 = \omega + \sum_{i=1,q}\alpha_i\xi_{n-i}^2, \tag{10}$$

где L – лаговый оператор $\alpha(L)\equiv\alpha_1 L+\alpha_2 L^2+\ldots+\alpha_r L^r$ и $\beta(L)\equiv\beta_1 L+\beta_2 L^2+\ldots+\beta_s L^s$, $\omega>0$, $\alpha_1\ge 0,\ldots,\alpha_q\ge 0$. При моделировании нелинейных стохастических процессов в информационных системах удобно пользоваться приближенной моделью:

$$x_n = \sqrt{h_n \xi_n}\ ,\ h_n = 1 + 0.1 x_{n-1}^2 + 0.8 x_{n-1}, \qquad (11)$$

где $h_0 = 1$, $x_0 = 0$.

На рис. 3, *а* приведены временные диаграммы процессов GARCH и IID, а на рис. 3, *б* фазовый портрет процесса GARCH. Из рисунка видно, что процесс GARCH обладает длинной памятью (трендами) и между его значениями имеется значительная зависимость и структурированность.



а *б*

Рис. 3

Процесс GARCH (*r, s*) может быть также представлен в виде процесса ARCH бесконечного порядка:

$$\sigma_n^2 = \omega[1 - \beta(L)]^{-1} + \alpha(L)[1 - \beta(L)]^{-1}\xi_n^2 \equiv \omega[1 - \beta(L)]^{-1} + \lambda(L)\xi_n^2, \qquad (12)$$

Этот процесс может быть представлен и как процесс ARMA (*m, r*) относительно:

$$[1 - \alpha(L) - \beta(L)]\xi_n^2 \equiv \omega + [1 - \beta(L)]\nu_n, \qquad (13)$$

где $m = \max\{r, s\}$ и $\nu_n \equiv \xi_n^2 - \sigma_n^2$. В случае, когда лаговый полином авторегрессии содержит единичный корень, процесс называют интегрированным в дисперсии. Соответствующий класс моделей называют интегрированными GARCH (*p, q*) моделями (IGARCH) и описывают уравнением

$$\phi(L)(1 - L)\xi_n^2 = \omega + [1 - \beta(L)]\nu_n, \qquad (14)$$

где $\varphi(L) \equiv [1 - \alpha(L) - \beta(L)](1 - L)^{-1}$.

Частично интегрированный процесс GARCH (или FIGARCH (r, x, s)), может быть получен путем замены в модели IGARCH оператора первых разностей на оператор частичного дифференцирования:

$$\phi(L)(1 - L)^{\varepsilon}\xi_n^2 = \omega + [1 - \beta(L)]\nu_n, \qquad (15)$$

Очевидно, что модель FIGARCH(r, x, s) сводится к модели GARCH(r, s) при $\varepsilon = 0$ и к модели IGARCH(r, s) при $\varepsilon = 1$. Возможность использования значений ε в интервале от нуля до единицы придает модели дополнительную гибкость, которая может оказаться необходимой при моделировании долгосрочных зависимостей, присущих условной дисперсии нелинейных шумов. Можно провести аналогию между этим классом моделей и моделями ARFIMA для условного среднего. Как и в случае процессов ARFIMA, краткосрочная динамика условной дисперсии описывается традиционными параметрами GARCH, тогда как долгосрочные зависимости описываются параметром частичного дифференцирования.

Выше былоотмечено, что "мультипликативные воздействия на систему" могут оказывать асимметричное влияние на значения нелинейных стохастических процессов. Для учета

этого эмпирического наблюдения Динг, Гренджер и Энгль (1993) предложили модель APARCH(r,s) (Asymmetric Power ARCH). Эта модель может быть представлена как

$$\sigma_n^{\delta} = \omega + \sum_{i=1}^{s}(\alpha_i|\xi_{t-i}| - \gamma_i\xi_{t-i})^{\delta} + \sum_{j=1}^{r}\beta_j\sigma_{t-j}^{\delta}, \qquad (16)$$

где $\delta > 0$ и $-1 < \gamma_i < 1$, $(i = 1,...,s)$. Авторы также обращают внимание на важность степенного параметра, с использованием которого происходит преобразование ряда.

На рис. 4 представлена полученная численным методом гистограмма закона распределения значений процесса GARCH. Из рисунка видно, что распределение таких процессов может обладать асимметричностью и быть отличным от распределения Стьюдента. Поэтому еще предстоит более детально изучить свойства законов распределения нелинейных стохастических процессов.

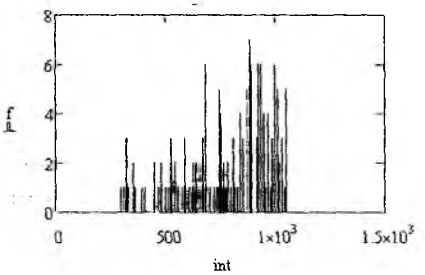


Рис. 4

Учитывая отличия статистических характеристик нелинейных стохастических процессов от нормальных, важно иметь методы анализа, выявляющие принадлежность этих процессов к классу нелинейных. Ниже будут рассмотрены такие методы.

Методы анализа процессов на нелинейность

Множество различных нелинейных наблюдений было выявлено благодаря активному развитию теории нелинейных динамических систем. Большинство из имеющихся в теории нелинейных динамических систем тестов на нелинейную зависимость в наблюдаемых данных основаны на статистической значимости корреляционной размерности D [4] процесса $\{x_i\} = [x_1, x_2, ..., x_N]$, вложенного в псевдофазовое пространство заданной размерности m: $\{x_i\} = [x_{n-(m-1)\tau}, ..., x_n]$, где τ – время задержки. Корреляционная размерности процесса в фазовом (псевдофазовом) пространстве определяется корреляционным интегралом. Его вычисление позволяет определить вероятность появления пар точек в псевдофазовом пространстве находящихся друг от друга на расстояниях, не превышающих ε – радиус гипперсферы. Корреляционный интеграл определяется выражением

$$C_{m,N}(\varepsilon) = \frac{2}{(N-m+1)(N-m)}\sum_{s=m}^{N}\sum_{t=s+1}^{N}\prod_{j=0}^{m-1} I_{\varepsilon}(x_{s-j}x_{t-j}),\ I_{\varepsilon}(x_i x_j) = \begin{cases} 1, & если\ |x_i - x_j| \le \varepsilon \\ 0. \end{cases} \qquad (17)$$

Здесь $I_{\varepsilon}(x_i x_j)$ – функция Хевисайда для всех пар значений i и j, где $0 \le i \le N$ и $0 \le j \le N$; m – размерность пространства вложения (псевдофазового пространстве). N – число элементов временного ряда $\{x_i\}_{i=1}^{N}$. Согласно [5], зависимость корреляционного интеграла от ε имеет степенной вид $C_{m,N}(\varepsilon) \sim \varepsilon^{D}$, где D – корреляционная размерность временного ряда.

Максимальная вероятность (ML) оценки D – корреляционной размерности Grassberger-Procaccia определяется как [6]:

$$t^{ML}(m,\tau,\varepsilon)=\frac{C_m(\varepsilon)}{\int_0^{\varepsilon}\frac{C_m(\varepsilon')}{\varepsilon'}d\varepsilon'}. \quad (18)$$

Такие оценки упоминаются в литературе еще как оценки Такенса (Takens' estimation).

В [7] показано, что с помощью непараметрического BDS-теста можно обнаружить нелинейность во временном ряде. Вместо BDS-статистики, способной дать асимптотическую форму распределения вероятности, приведем более простую форму записи:

$$t^{BDS}(m,\tau,\varepsilon)=\frac{C_m(\varepsilon)}{C_1(\varepsilon)^m}. \quad (19)$$

В качестве меры оценки нелинейности процесса была предложена Schreiber и Schmitz (1997) автоковариация третьего порядка:

$$t^{C3}(\tau)=\langle x_n x_{n-\tau} x_{n-2\tau}\rangle, \quad (20)$$

где τ – временная задержка, которая для простоты и удобства принимается равной единице при моделировании. В комбинации с методом формирования суррогатных данных этот метод использовался (Schreiber и Schmitz, 1997) как двусторонний тест на нелинейность.

Считается, что временной ряд обратим, если его вероятностные свойства являются инвариантными, то есть, если совместная вероятность $(x_n, x_{n+\tau},..., x_{n+k\tau})$ равняется совместной вероятности $(x_{n+k\tau}, x_{n+(r-1)\tau},..., x_n)$ для всех k и n (Дикс и др., 1995). Обратимость временного ряда была продемонстрирована Вайсом (1975) для линейных гауссовых временных рядов и как следствие для всех линейных преобразований. Schreiber и Schmitz (1997) предложили показатель (REV) для измерения асимметрии при усреднении времени:

$$t^{REV}(\tau)=\left\langle (x_n - x_{n-\tau})^3\right\rangle. \quad (21)$$

Авторы показали, что в комбинации с методом формирования суррогатных данных этот метод является надежным двусторонним тестом на нелинейность.

Заключение

Нелинейные стохастические процессы в информационно-измерительных системах могут иметь различную природу и могут описываться разнообразными моделями. При тестировании стохастического процесса на нелинейность следует учитывать возможность наблюдения нелинейных детерминированных хаотических сигналов, являющихся рукотворными и используемыми для передачи информации. Для классификации таких процессов используют, как правило, те же методы анализа наблюдений. В связи с этим необходима модификация статистической теории приема и обработки сигналов с учетом нового класса нелинейных процессов.

Список литературы: 1. *Шелухин О.И., Тенякшиев А.М., Осин А.В.*, Фрактальные процессы в телекоммуникациях. М.: Радиотехника, 2003. 480 с. 2. *Temujin Gautama, Marc M. Van Hulle and Danilo P. Mandic.*, On the Characterisation of the Deterministic/Stochastic and Linear/Nonlinear Nature of Time Series. Laboratorium voor Neuro- en Psychofysiologie K.U.Leuven, April 29, 2004, p. 1-30. 3. *Петерс Э.* Фрактальный анализ финансовых рынков: применение теории Хаоса в инвестициях и экономике: пер. с англ. / Э. Петерс. М.: Інтернет-трейдинг, 2004. 304 с. 4. P. *Grassberger and I. Procaccia*, Physica D 9, 189 ,1983. 5. *F. Takens*, in Dynamical Systems and Bifurcations, edited by B. L. J. Braaksma, H. W. Broer, and F. Takens, Lecture Notes in Mathematics Vol. 1125, Springer, Heidelberg, 1985. 6. *J. Theiler*, Phys. Lett. A 135, 195, 1988. 7. *Kanzler Ludwig* Very Fast and Correctly Sized Estimation of the BDS Statistic / Ludwig Kanzler // Christ Church and Department of Economics University of Oxford. 1999. 95 p.

Харьковский университет Воздушных Сил
им. Ивана Кожедуба

Поступила в редколлегию 15.10.2009

УДК 621.391:621.396

Н.С. ПАСТУШЕНКО, канд. техн. наук, А.Н. ПАСТУШЕНКО, канд. техн. наук, М.С. ШЕВЧЕНКО

ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ ОПЕРАТИВНОСТИ ДЕМОДУЛЯЦИИ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Введение

Проблема повышения надежности и скорости каналов связи и передачи данных при использовании радиоволн имеет исключительно важное значение. В связи с непрерывным лавинообразным возрастанием потока передаваемой информации актуальность указанной проблемы постоянно увеличивается [1].

При обработке модельных и реальных сигналов с фазовой модуляцией (*phase shift keying – PSK*), которые широко используются в сотовых системах связи, системах удаленного радиодоступа к сети общего пользования, персональных локальных сетях связи, установлено различное качество демодуляции. Одной из причин этого является наличие в реальных сигналах межсимвольных помех, которые увеличиваются с возрастанием скорости модуляции. Межсимвольные помехи, которые являются следствием ограниченной ширины полосы пропускания канала связи (приемного устройства), растягивают реальные сигналы во времени и существенно усложняют процедуры демодуляции [2]. Один из возможных путей – учет характеристик входных цепей канала связи (приемного устройства), канала передачи и выходных цепей передатчика.

В условиях априорной неопределенности относительно ряда параметров фазоманипулированных сигналов (частоты несущего колебания, вида модуляции, начальной фазы и др.) решение этой задачи сводится к использованию квадратурной обработки и итерационному уточнению характеристик трансверсального фильтра (его весовых коэффициентов) [3]. При этом весовые коэффициенты учитывают большинство искажений, которые могут присутствовать в регистрируемом сигнале. Указанное решение отличается низкой оперативностью и требует значительных вычислительных затрат, особенно при необходимости оценки значительного (до нескольких десятков) числа весовых коэффициентов. Поэтому целесообразно оценить допустимый возможный предел сокращения числа весовых коэффициентов и упростить процедуры их оценки за счет использования априорной информации, что и является целью настоящей статьи.

Постановка задачи

Допустимое сокращение числа искомых весовых коэффициентов будем оценивать в процессе модельного эксперимента, который дает возможность анализировать эталонный, искаженный (регистрируемый) и восстановленный (при различном числе весовых коэффициентов) сигналы [4]. В качестве критерия оптимизации числа весовых коэффициентов будем использовать нормированный коэффициент корреляции ρ и величину суммы квадратов невязок двух анализируемых сигналов

$$\Xi = \frac{\sum_{i=1}^{K}(x_i - z_i)^2}{\sum_{i=1}^{K} x_i^2 \sum_{i=1}^{K} z_i^2}, \qquad (1)$$

где x_i и z_i – значения двух анализируемых сигналов, а K – число анализируемых дискрет сигналов. При уменьшении числа используемых весовых коэффициентов L рассчитываемая величина Ξ будет увеличиваться. Ограничением (точкой «остановки») процесса сокращения числа учитываемых весовых коэффициентов будет выступать величина ρ, которая должна

быть большей или равной 0.95, т. е. имеет место оптимизация с ограничениями на величину нормированного коэффициента корреляции.

Методика решения задачи

Эталонный PSK – сигнал будем формировать с помощью расширения Simulink системы MATLAB по заданным характеристикам: виду фазовой модуляции, частоте несущего колебания, скорости модуляции и др. [5]. Сформированный эталонный сигнал X можно пропускать через фильтр, который имитирует работу передатчика (см. рис. 1). Далее на сформированный сигнал аддитивно воздействует помеха $N(0,\sigma)$. После этого сигнал поступает на приемник, работа которого можно аппроксимировать с помощью полосового фильтра. Схема проведения модельного эксперимента представлена на рис. 1.

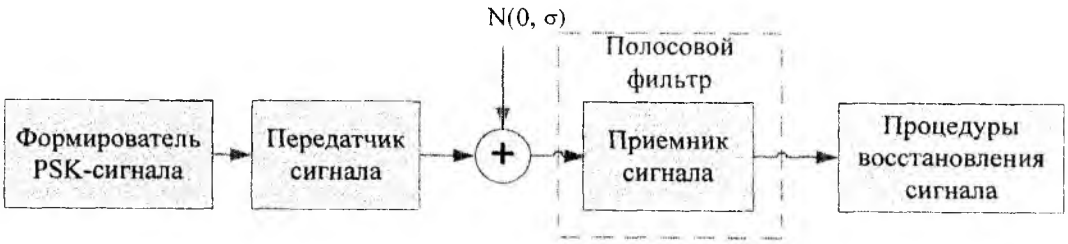


Рис. 1

Характеристики используемого фильтра (амплитудно-частотная, фазочастотная и импульсная характеристики) представлены на рис. 2.

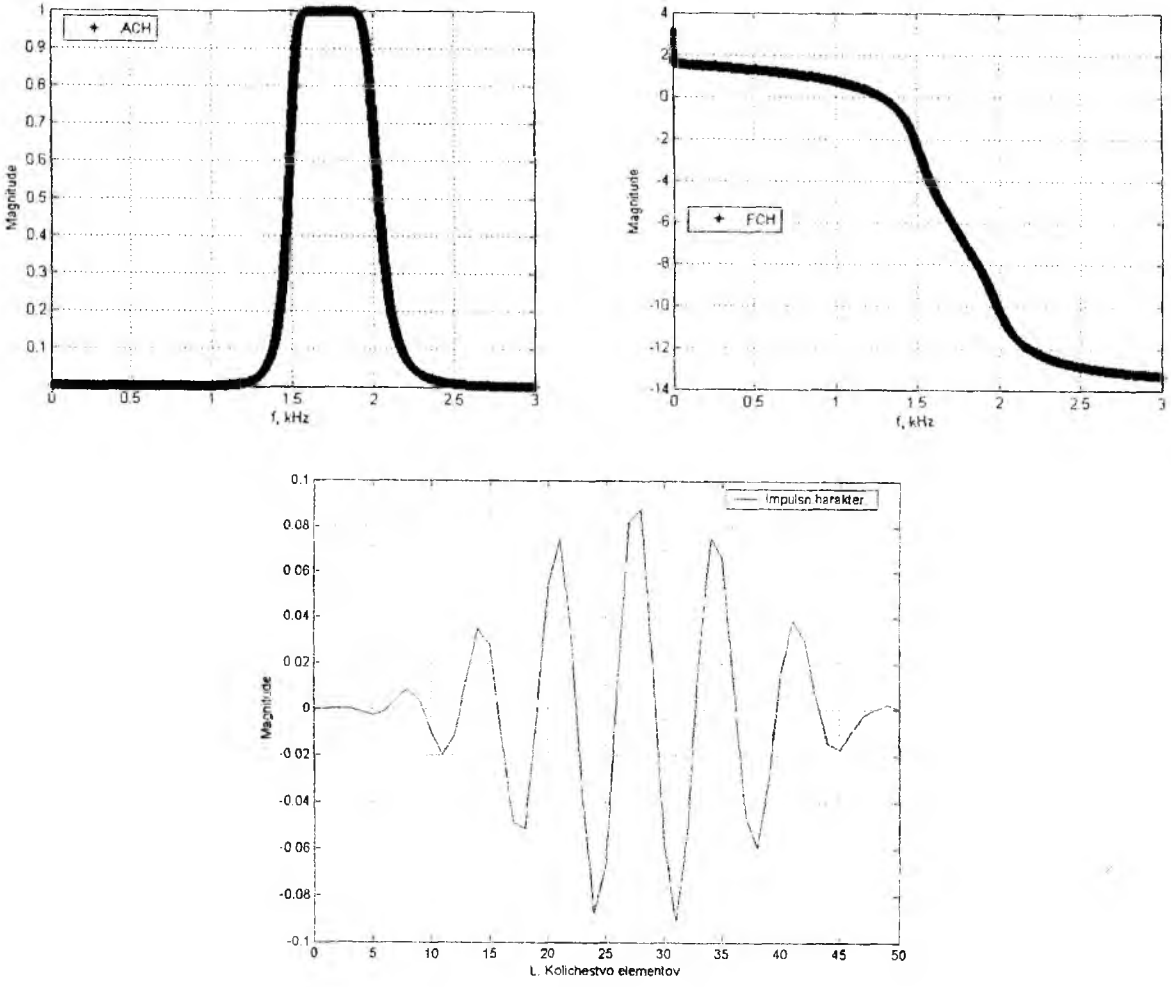


Рис. 2

В общем случае рассматриваемый фильтр имеет импульсную характеристику, которая предполагает учет примерно 50 коэффициентов. Этапы генерации и преобразования эталонного сигнала приведены на рис. 3.

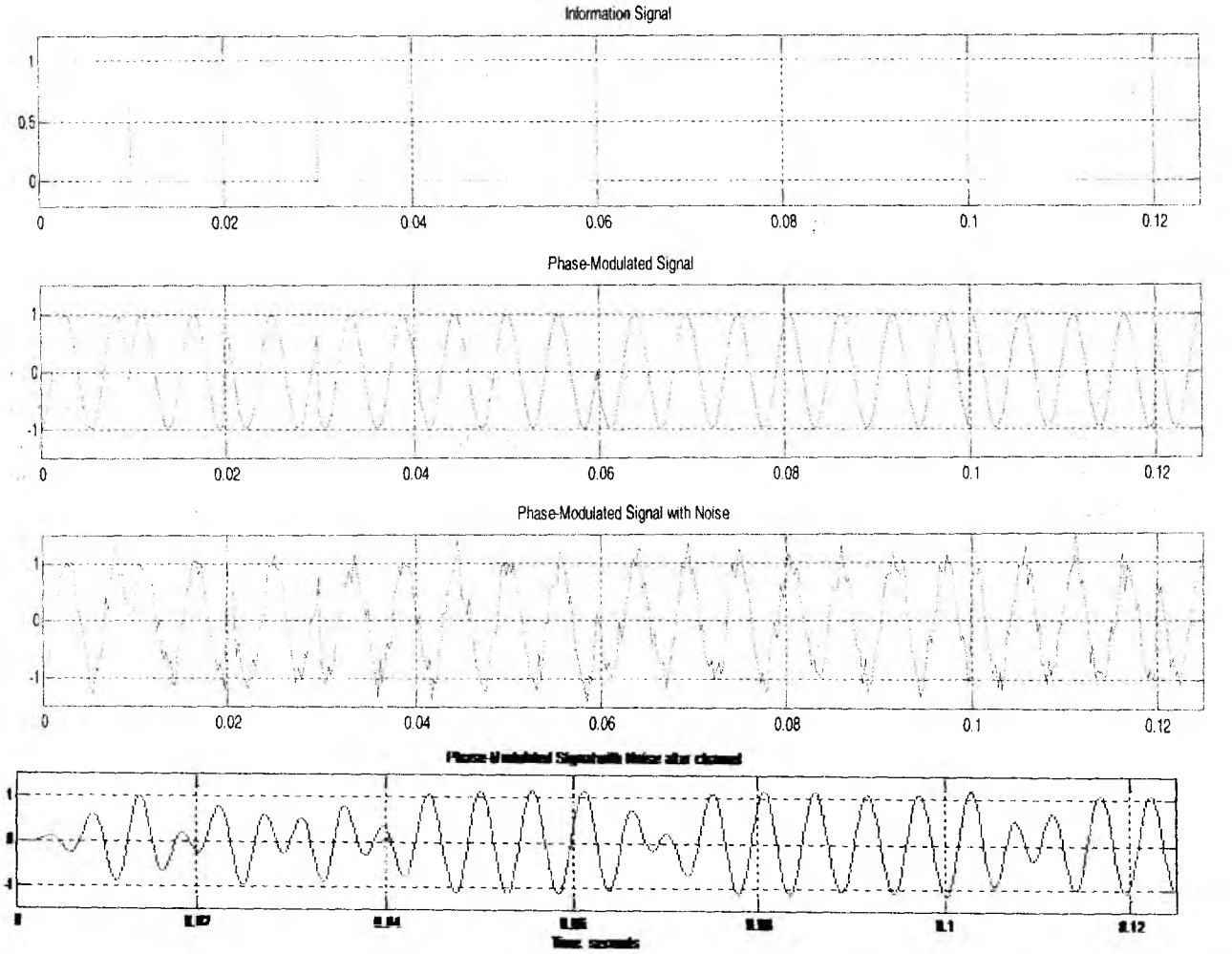


Рис. 3

В качестве исходной информационной последовательности используется псевдослучайная бинарная последовательность (первая временная диаграмма на рис. 3).

В качестве метода модуляции применяется фазовая манипуляция с числом позиций 2 (*PSK-2*, вторая временная диаграмма на рис. 3). Частота несущего колебания составляет 1800 *Гц*, что позволяет воспользоваться полосовым фильтром, характеристики которого представлены на рис. 2. Далее на модулированный сигнал накладывается гауссов белый шум и результирующий сигнал имеет отношение сигнал/шум примерно равным 15 (третья временная диаграмма на рис. 3).

Результаты прохождения сигнала через полосовой фильтр с 50 весовыми коэффициентами представлены на последней временной диаграмме рис. 3. Математически этот процесс можно представить в виде матричного уравнения

$$\overline{Z} = H \cdot \overline{Y}, \qquad (2)$$

где $\overline{Z}$ – вектор-столбец дискретных значений сигнала на выходе полосового фильтра; $\overline{Y} = \overline{X} + \overline{W}$ – вектор-столбец дискретных значений сигнала на входе полосового фильтра, включающий аддитивную смесь полезного сигнала $\overline{X}$ и гауссовского шума $\overline{W}$ заданной интенсивности; H – квадратная ленточная матрица, размерностью *KxK*, составленная из ко-

эффициентов импульсной характеристики канала, которая для случая учета четырех весовых коэффициентов имеет следующий вид [4]:

$$H = \begin{pmatrix} h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_3 & h_2 & h_1 & h_0 \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Анализ этой временной диаграммы свидетельствует о «размытии» момента смены фазы и наличии временной задержки («джиттера»). Очевидно, что из 50 весовых коэффициентов не все имеют одинаковое значение для восстановления формы исходного сигнала. Поэтому при исследованиях выбирался коэффициент с максимальной абсолютной величиной и относительно его, влево и вправо расширялось множество используемых коэффициентов.

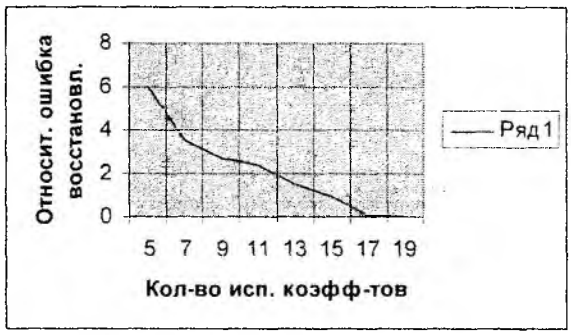


Рис. 4

Результаты и направления дальнейших исследований

Полученные результаты исследований представлены на рис. 4. При этом по оси X – отложено число используемых весовых коэффициентов, а по оси Y – относительная величина ошибки, характеризующая величину искажений сигнала. Анализ полученной зависимости дает право сделать вывод о возможности числа используемых коэффициентов до 7 – 9, что позволит существенно повысить оперативность решения задачи демодуляции. Вместе с тем, следует иметь в виду, что снижение отношения сигнал/шум ниже 15 у анализируемого сигнала приведет к необходимости увеличения числа используемых весовых коэффициентов.

Дальнейшие исследования целесообразно направить на разработку адаптивных процедур расчета весовых коэффициентов в условиях априорной неопределенности.

Список литературы: 1. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Изд. Дом Вильямс, 2004. С.1104. 2. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Под ред. *Ю. И. Лосева.* М.: Радио и связь. 1988. 208 с. 3. *Айфичер, Эммануил С.* Цифровая обработка сигналов: практический подход. М.: Изд. Дом Вильямс, 2004.С.992. 4. *Сергиенко А.Б.* Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2003. с.604. 5. *Дьяконов В.П.* MATLAB 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5. Основы применения. М.: СОЛОН-Пресс, 2004. С.768.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.10.2009

УДК 621.382.08

З.А.ЛОШАКОВ, д-р техн. наук, проф., В.В.СИДОРОВ, канд. техн. наук, С.М. БОБРИЦКИЙ

КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ОЦЕНКИ ИСКАЖЕНИЙ РЕЧЕВОГО ПОТОКА В КАНАЛАХ СВЯЗИ

Введение

Качество связи, обеспечиваемое современными цифровыми системами, в значительной степени определяется параметрами трактов распространения сигналов. При этом особое место занимает анализ в средах GSM, VoIP, ISDN PRI и т.п. Поэтому вопросам прецизионного измерения искажений речевого потока в низкочастотных и высокочастотных трактах распространения уделяется большое внимание. Для этих целей используется сложная измерительная аппаратура. Однако на практике использование такой аппаратуры не всегда оправдано из-за избыточности функций, сложности эксплуатации и высокой стоимости. Поэтому создание недорогого компьютерного комплекса, обеспечивающего повышенную точность измерения основных параметров искажения сигналов прошедших тракт связи, их допусковый контроль и автоматическое документирование полученных результатов, весьма актуально.

В данной статье приводятся результаты разработки измерительного комплекса, в котором используются программно реализованные прямые и косвенные методы измерения, статистические методы допускового контроля искажений тестового сигнала прошедшего через канал связи.

Особенности предлагаемого метода оценки искажений речевого потока в каналах связи

В процессе прохождения сигнала по каналу связи его параметры неизбежно подвергаются специфическим для данного тракта искажениям. Эти искажения носят как регулярный, так и случайный характер. Следовательно, исследуемый тракт преобразует исходный (тестовый) аудио сигнал $u_т(t)$ в соответствии с некоторым оператором A

$$u(t)=A\{u_т(t), \Delta K(t), \Delta T(t), \Delta f(t)\}, \qquad (1)$$

где $\Delta K(t)$ – функция, характеризующая нестабильность параметров функциональных узлов, $\Delta T(t)$, $\Delta f(t)$ –функции, характеризующие искажения временных и частотных параметров.

Статистическую оценку отличия искаженного сигнала $u(t)$ от тестового $u_т(t)$, т.е. косвенную интегральную оценку уровня искажений, удобно проводить сравнением нормированных автокорреляционной функции (АКФ) тестового и взаимно корреляционной функции (ВКФ) искаженного и тестового сигналов [1, 3]

$$\rho_B(\tau)=\frac{1}{E}\int_{-\infty}^{\infty}u_c(t-\tau)u_T^*(t)dt=\frac{1}{E}\int_{-\infty}^{\infty}\left[u_c(t-\tau)+\Delta u(t-\tau)\right]u_T^*(t)dt=\rho_A(\tau)+\Delta\rho(\tau), \qquad (2)$$

где $E=\int_0^{\tau_u}|u_t(t)|^2dt=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}|G_t(\omega)|^2d\omega$ – энергия тестового сигнала, $\Delta\rho(\tau)$ – разность между ВКФ и АКФ.

Функция $\Delta\rho(\tau)$ или ее дискретное представление $\Delta\rho(\mathrm{i})$ может быть принята за интегральный показатель качества передачи сигналов[2]

Методика и результаты эксперимента

Исходными данными для анализа являлись входные и выходные файлы временного представления сигнала в стандартном *wav*-формате.

Обработка реализована в среде проектирования инженерных приложений MATLAB, поскольку в ней реализованы функции работы с *wav*-файлами, вычисления функций корреляции и ковариации, удобный интерфейс представления полученных результатов.

Поскольку *wav*-файлы получены на разных, находящихся на большом удалении друг от друга концах канала связи, то неизбежна случайная начальная задержка между исходным (опорным) сигналом и сигналом прошедшим канал связи. Эта случайная задержка, с одной стороны, является важным параметром канала связи, а с другой – маскирует и затрудняет измерение других параметров. Поэтому естественным первым шагом анализа было измерение этой задержки и устранение ее влияния на последующий анализ путем совмещения во времени моментов начала обоих сигналов. Эту операцию можно реализовать либо вручную в одном из редакторов звуковых сигналов, вычисляя количество отсчетов необходимых для совмещения файлов, либо автоматически на основе анализа временных положений максимумов АКФ и ВКФ [4]

$$B(\tau) = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N} U_{вх}(\tau) U_{вых}(n-\tau), \tag{4}$$

где $U_{вх}$ – входной сигнал; $U_{вых}$ – сигнал прошедший канал связи; $B(\tau)$ – ВКФ.

Нахождение максимального пика ВКФ и его временного положения $\tau_{см_п}$, относительно основного пика АКФ, характеризующее начальное рассогласование сигналов во времени, реализовано с использованием библиотечных функций MATLAB.

Работа данного алгоритма отражена на рис.1 и 2. На рис.1 (верхний) видно взаимное расположение реализаций входного и выходного сигналов, а на рис.1 (нижний) – АКФ входного сигнала и ВКФ входного и выходного сигналов. При активации кнопки «Поиск смещ.» в окне над ней выводится измеренное значение (в отсчетах) задержки, необходимой для совмещения временного положения сигналов.

Полученное значение смещения вводится в ячейку «Смещение_отсч.». При повторном нажатии на кнопку «Поиск смещ.» это смещение компенсируется и в окне над кнопкой должен показаться ноль (или минимально допустимое значение). Взаимное расположение сигналов после компенсации начального рассогласования отображено на рис. 2 (верхний). ВКФ с учетом компенсации начального смещения

$$B(\tau) = \frac{1}{N}\sum_{n} U_{вх}(n) U_{вых}(n-\tau+\tau_{см_п}) \tag{5}$$

показана на рис. 2 (нижний). Здесь же изображена и АКФ входного сигнала. Такое совмещение сигналов, а также АКФ и ВКФ позволяет визуализировать искажения, характерные для конкретной исследуемой системы связи. В частности, видно, что не смотря на компенсацию начальной задержки, проявляются локальные вариации смещения отдельных участков временной реализации выходного сигнала, связанные с более тонкими особенностями функционирования канала связи.

Дальнейший более глубокий анализ искажений сигнала, прошедшего канал связи, проводится в отдельных временных окнах, разделив весь интервал анализа на равные интервалы (см. рис. 3). При этом АКФ и ВКФ сигналов вычисляются в полученных временных окнах

$$B(\tau) = \frac{1}{KN}\sum_{k}\sum_{n} U_{вх}((k*t_{ан})+n) U_{вых}((k*t_{ан})+n-\tau+\tau_{см_п}). \tag{6}$$

Как видно из рис. 3, локальные рассогласования приводят к смещению основного пика и уменьшению его амплитуды, по которым можно судить об особенностях и уровне локальных искажений сигнала характерных для данного канала связи. Для данного канала связи характерно возрастание со временем искажений и даже пропадание сигнала.

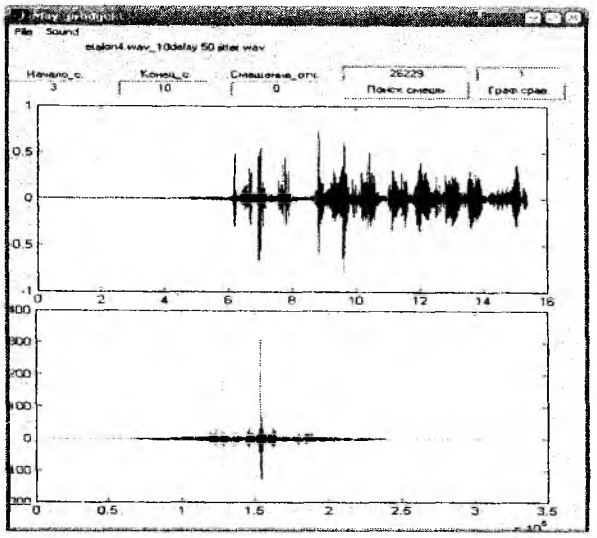


Рис. 1

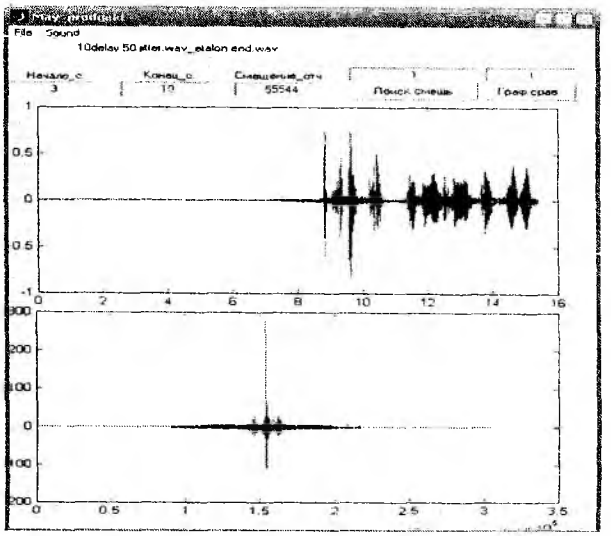


Рис. 2

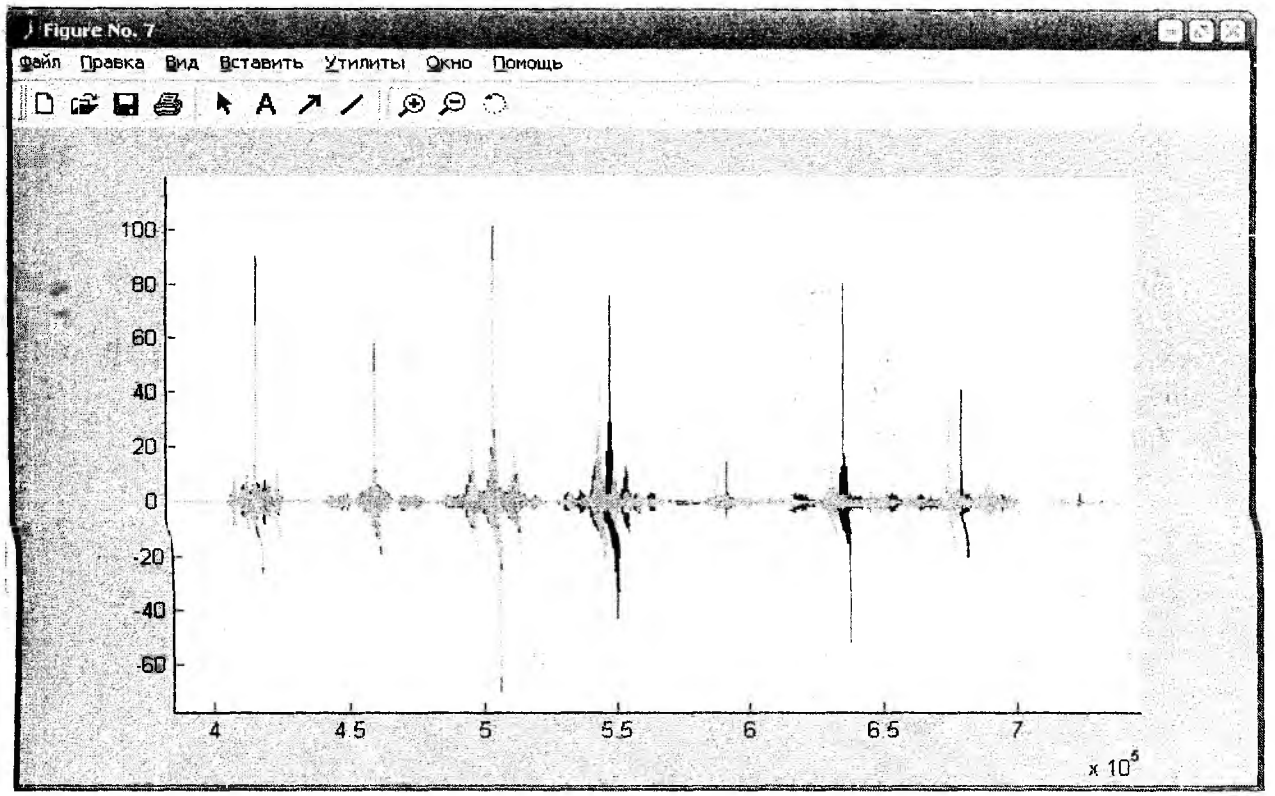


Рис. 3

Данные графики позволяют судить о характере изменения задержек, носят ли они линейный или случайный характер. При достаточном количестве реализаций можно судить о закон распределения задержек.

Повторив процесс совмещения максимумов КФ

$$B(\tau) = \frac{1}{KN} \sum_{k} \sum_{n} U_{вх}((k * t_{ди}) + n) U_{вых}((k * t_{ди}) + n - \tau + \tau_{см_n} + \tau_{см.k}), \qquad (6)$$

где $\tau_{см.k}$ – величина смещения на каждом интервале анализа k; можно оценить степень и возможные причины уменьшения или пропадания сигнала. АКФ и ВКФ сигналов после совмеще-

ния на каждом участке анализа изображены на рис. 4. Как следует из этого рисунка, сигналы фактически совмещены по времени и отличаются только уровнем основного пика КФ.

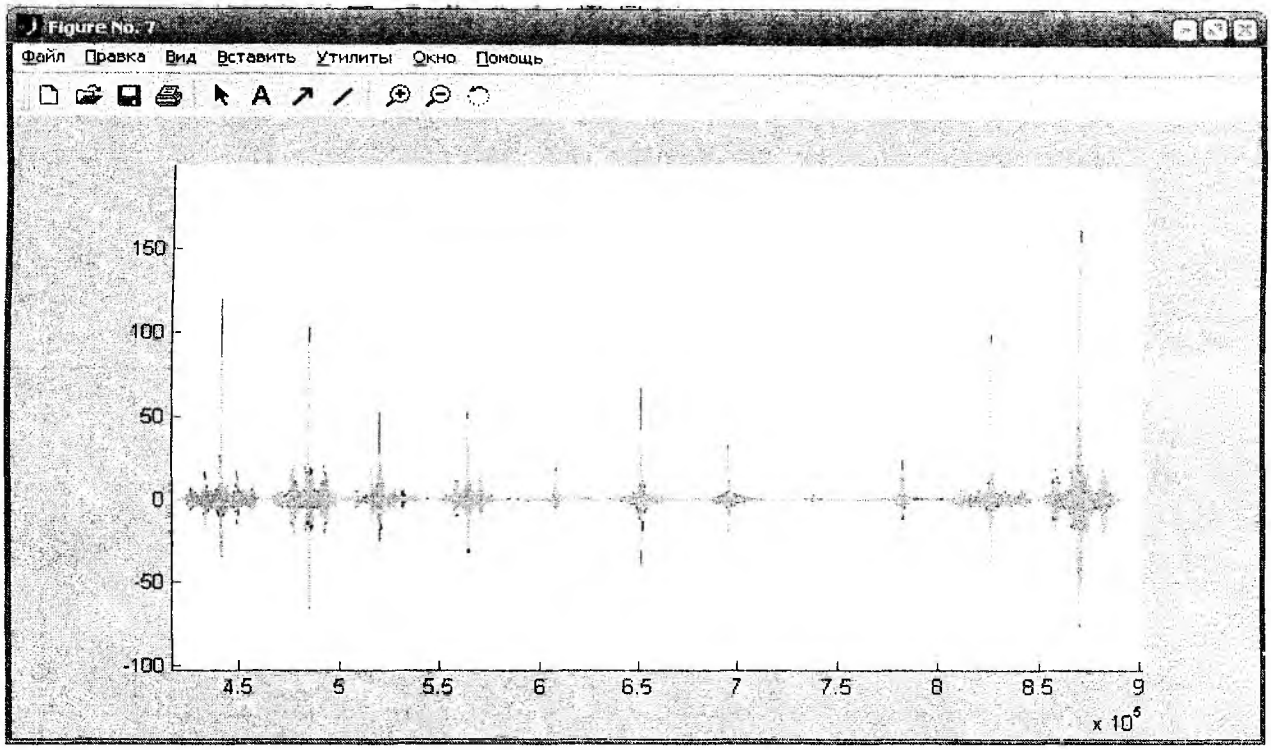


Рис. 4

Таким образом, предложен метод оценки качества связи, основанный на оценке степени отличия АКФ входного сигнала и ВКФ выходного и входного сигналов канала связи. При этом обеспечивается измерение начальной задержки сигнала и локальных случайных и регулярных временных нестабильностей. Оконный корреляционный анализ позволяет определить степень искажений сигнала каналом связи, а также численно оценить количество пропавших отсчетов.

Данные измерения могут быть использованы также для допускового контроля уровней искажений и качества аудио связи и для идентификации типа канала связи

Список литературы: 1. *Фалькович С.Е.* Оценка параметров сигналов. М.: Сов. радио, 1970. 336 с. 2. *Кондратьев С.Л., Карпин Ю.В.* О корреляционной оценке качества канала связи. Радиотехника. 1972. № 3. С. 93–95. 3. *Лошаков В.А, Сидоров В.В.* Аппаратно-программный комплекс для измерения параметров сложных сигналов // Радиотехника. 2007. Вып. 151. С.151-157. 4. *Айфичер Э., Джервис Б.* Цифровая обработка сигналов. Практический подход. М.: Вильямс, 2004. 992 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.10.2009

УДК 621.396.662.072.078

Л.Н. БЕРКМАН, д-р техн. наук, С.О. КОЛОБОВ, О.І. ЧУМАК, канд. техн. наук, В.В. ОЛІЙНИК

ПОРІВНЯЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИСТЕМ ПРИ ВИКОРИСТАННІ БАГАТОПОЗИЦІЙНИХ СИГНАЛІВ

Останнім часом питання теорії побудови інфокомунікаційних мереж майбутнього – FGN набули значного інтересу. Системний аналіз принципів їх побудови дає підставу стверджувати, що це будуть багатомірні мережі. Відомо, що багатомірність розглядається як конструктивний принцип, є способом об'єднання розрізнених сутностей в єдине ціле та, відповідно, багатомірні мережі майбутнього не обов'язково повинні мати чітко виражений розподіл на мережі транспорту, доступу і мережі підтримки та сервісу.

Тому в мережах FGN, тобто в інфокомунікаційних мережах майбутнього, стане можливим за рахунок використання багатомірної структури мережі та багатоядерних обчислювальних засобів в її вузлах забезпечувати обмін інформацією і надавати різноманітні послуги користувачам за майже примітивною, на перший погляд, схемою: Користувачі – Багатомірна мережа – Користувачі.

При такому підході доступ, транспорт, сервіс, підтримка (синхронізація, сигналізація і т. д.) – це внутрішня справа інтегрованої мережі FGN, багатомірна архітектура якої в принципі надає можливість спільного рішення задач, що покладені на складові мережі.

Можна передбачити, що для складної мережі FGN найпростіше рішення, при якому мережі доступу, транспорту та різні мережі підтримки знаходяться в своїх власних, тільки для них відведених вимірах не буде найбільш ефективним рішенням.

Одним з таких ефективних рішень на сьогодні є організація мережі доступу на базі LTE. Для цієї технології характерно підвищення швидкості передачі інформації порівняно з WiMAX за рахунок збільшення кратності модуляції і застосування 64QAM (Quadrature Amplitude Modulation). В статті пропонується дослідження порівняльних характеристик завадостійкості багатопозиційних сигналів з амплітудно-фазорізницевою модуляцією високих порядків. Саме застосування цього виду модуляції дозволить забезпечити системі властивість інваріантності до скачків фази та частоти.

В сучасних системах передачі інформації використовуються різноманітні ансамблі дискретних сигналів [3, 4].

Розглянемо ансамбль, який містить M сигналів: $S_1(t), S_3(t), ..., S_M(t)$.

У відповідності з повідомленнями, що передаються через інтервал часу T йде посилка того чи іншого сигналу. Для визначення сигналів будемо використовувати наступні характеристики:

енергія сигналу:

$$E_i = \int_0^T S_i{}^2(t)dt, \tag{1}$$

взаємна енергія сигналів $S_i(t)$ та $S_j(t)$

$$E_{ij} = \int_0^T S_i(t)S_j(t)dt, \tag{2}$$

енергія різниця між сигналами $S_i(t)$ та $S_j(t)$

$$E_{i-j} = \int_0^T \left[S_i(t) - S_j(t)\right]^2 dt = E_i + E_j - 2E_{ij}, \tag{3}$$

коефіцієнт взаємної кореляції:

$$\rho_{ij} = \frac{E_{ij}}{\sqrt{E_i E_j}}. \tag{4}$$

Відповідно до теорії потенційної завадостійкості мінімум ймовірності помилки відображення сигналу на виході приймача P_0 для рівноймовірних сигналів забезпечується оптимальним приймачем, алгоритм роботи якого має вигляд

$$\int_0^T \left[X(t) - S_i(t)\right]^2 dt \langle \int_0^T \left[X(t) - S_j(t)\right]^2 dt, i, j = 1, \ldots, M;\ i \neq j.$$

При виконанні цієї нерівності приймач виносить рішення про передачу сигналу $S_i(t)$. Приймач містить M каналів, в кожному з яких розраховується квадрат відстані $\|X - S_i\|^2 = \int_0^T [X - S_i(t)]^2 dt, i = 1, \ldots, M,$ та пристрій де проходить порівняння відстаней та приймається рішення щодо сигналу, який надсилаємо для сигналів з однаковими енергіями алгоритм можна представити:

$$\int X(t) S_i(t) dt \langle \int_0^T X(t) S_j(t) dt. \tag{5}$$

В загальному випадку алгоритм виглядає так:

$$Y_i \rangle Y_j, i = 1, \ldots, M,\ j = 1, \ldots, M;\ ^3 \neq j. \tag{6}$$

Наведені Y_i, Y_j – результати обробки сигналів та завад в каналах приймача. Рішення щодо сигналу, який надсилаємо, виноситься до виходу каналу, в якому Y має найбільшу величину.

Якщо надісланий сигнал S_i, то ймовірністю правильного прийому є ймовірність одночасного виконання $M-1$ нерівностей, або

$$P_{np}(S_i) = P\{Y_i \rangle Y_1, \ldots, Y_i \rangle Y_{i-1}, Y_i \rangle Y_{i+1}, \ldots, Y_i \rangle Y_M\}$$

Ймовірність помилки в відображенні сигналу S_i на виході приймача:

$$P_0(S_i) = 1 - P_{np}(S_i). \tag{7}$$

При великому відношенні сигнал-шум розрахунок ймовірності помилки в багатопозиційній системі можна оцінити сумарною ймовірністю помилки, що створюється сигналом S_i та кожному з $(M-1)$ інших сигналів:

$$P_0(S_i) =\leq \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{N} P_{0ij}. \tag{8}$$

При $M > 8$, P_0 визначається

$$P_0 = \frac{1}{2M} \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} \left[1 - \Phi(a_{ij} \sqrt{\frac{2E_б}{N_0}}) \right]. \quad (9)$$

Якщо розглянути ансамблі двомірних сигналів, то в загальному випадку завадостійкість залежить як від виду сигналів, що передаються так від способу прийому. При оптимальному прийомі реалізується потенційна завадостійкість. Тому подальша оптимізація системи передачі повинна проводитись вибором найкращого ансамблю сигналів.

При одному й тому ж самому способі прийому різні ансамблі забезпечують різну завадостійкість. Це зумовлено особливостями розташування меж областей, які оточують кожний сигнал. Ймовірність правильного відтворення будь-якого сигналу можна збільшити, якщо розсунути межі області цього сигналу. При цьому зменшуються об'єми області сусідніх сигналів, що збільшує ймовірність помилки відтворення цих сигналів. Мінімум середньої ймовірності помилки досягається при розміщенні меж на рівних відстанях від сигнальних точок.

Оптимізація ансамблю зводиться до находження такого розміщення сигнальних точок, при якому області сигналів мають найбільшу величину, найбільш близькі одна до одної за розмірами та наближаються за формою до кіл[1, 2].

Якщо число сигналів в ансамблі, побудованому на основі мережі найбільшої густини вкладки, достатньо велика, тоді таке розміщення сигнальних точок може бути достатньо близьким до оптимального. Області сигналів в цьому випадку однакові, за виключенням крайніх областей.

При великій кількості сигналів в ансамблі M ймовірність помилки залежить від відстані d між ближніми сигнальними точками. Тому порівняння ансамблів можна проводити за коефіцієнтом завадостійкості.

$$a = \frac{d}{2\sqrt{E_б}}. \quad (10)$$

В цьому випадку відстань d вимірюється разом з енергетичними затратами на передачу одного двійкового символу (біта) :

$$E_б = \frac{E_c}{\log_2 M}. \quad (11)$$

В системах з обмеженою середньою потужністю (в одноканальних системах з лінійним каналом та обмеженим енергоресурсом передавача, в багатоканальних системах з розподілом каналів по частоті та інші) використовується середня енергія $E_{á\,c}$. В системах з обмеженою піковою потужністю завадостійкість оцінюють по відношенню до максимальної енергії сигналу з ансамблю $E_{б\,max}$.

При мінімальній відстані між сигналами d та рівноймовірній передачі сигналів середня енергія

$$E_c = \frac{d}{2M} \sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} (2i-1)^2, \text{ де } M \text{ - парне.} \quad (12)$$

В цьому випадку коефіцієнт завадостійкості

$$a_c = \frac{d}{2\sqrt{E_{б\,c}}} = \sqrt{\frac{M \log_2 M}{2 \sum_{i=1}^{N/2} (2i-1)^2}}. \quad (13)$$

Максимальна енергія найбільш віддаленого сигналу від початку координат

$$E_M = \frac{[(M-1)d]^2}{4}. \tag{14}$$

Тоді коефіцієнт завадостійкості по максимальній енергії

$$a_M = \frac{d}{2\sqrt{E_{б\,max}}}\sqrt{\frac{\log_2 M}{(M-1)^2}}. \tag{15}$$

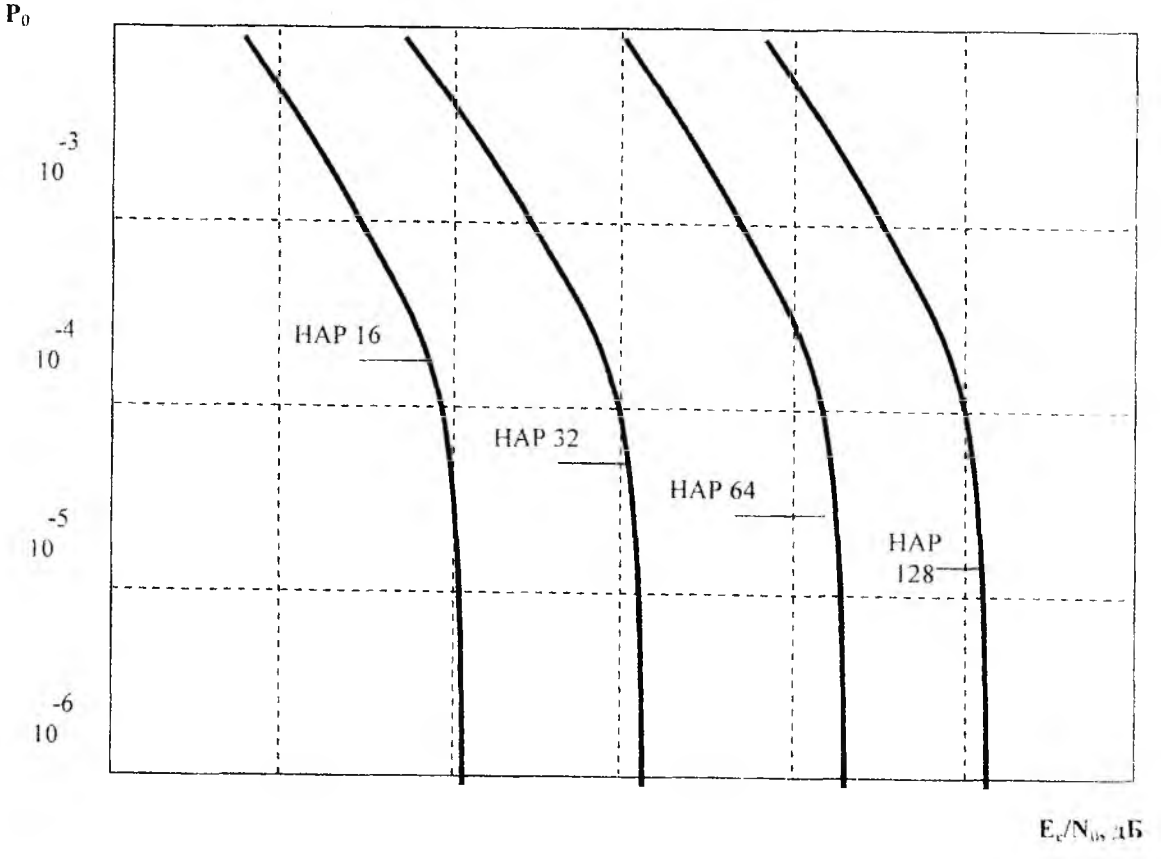


Рис. 1

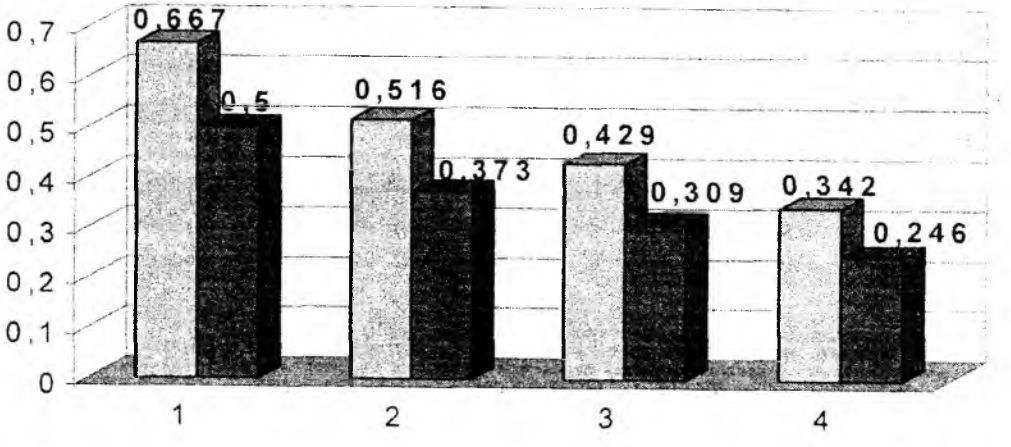


Рис. 2

При двійковій передачі $E_c = E_M$ та $\alpha_c = \alpha_M = 1$. З ростом числа сигналів в ансамблі M значення коефіцієнтів α_c та α_M поступово загасає, але при цьому збільшується питома швидкість:

$$\gamma_C = \gamma_{0\,max} = \max H(S)/N \approx \log M/N.$$

Питома швидкість є характеристикою ансамблю сигналів. Вона визначає продуктивність джерела рівноймовірних сигналів, що виражена в бітах на один відлік. На основі викладеного коефіцієнти завадостійкості для M = 16, 32, 64, 128 наведені в таблиці.

Коефіцієнт завадостійкості	M=16	M=32	M=64	M=128
Коефіцієнт завадостійкості α_c	0,667	0,516	0,429	0,342
Коефіцієнт завадостійкості α_M	0,500	0,373	0,309	0,246

Таким чином, використання багатопозиційних сигналів з фазорізницевою модуляцією високої кратності та високих порядків забезпечить швидкість передавання інформації, наближену до пропускної спроможності каналу зв'язку. Це важливо для сучасних систем доступу на базі LTE, які вимагають здійснення великих швидкостей передачі інформації в порівнянні з іншими технологіями.

Список літератури: 1. *Окунев Ю.Б.* Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами. М.: Радио и связь, 1991. 295 с.; 2. *Стеклов В.К., Беркман Л.Н.* Оценка объема управляющей информации в информационных сетях // Электросвязь. 2000. №6. С. 40-46. 3. *Стеклов В. К., Беркман Л. Н.* Проектування телекомунікаційних мереж. К.: Техніка, 2002. 792 с. 4. *Стеклов В.К., Беркман Л.Н., Чумак О.І.* Особливості вибору методу обробки сигналів управління мережами зв'язку // Зв'язок. 2002. №2(34). С. 16 - 20.

Державний університет
інформаційно-комунікаційних технологій, м. Київ

Надійшла до редколегії 08.10.2009

УДК 621.396

И.С. ШОСТКО, канд. техн. наук, Т. АЛМАКАДМА

АНАЛИЗ ЗАВИСИМОСТИ МЕЖДУ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ИЗЛУЧЕНИЯ И КОНСТРУКТИВНЫМИ ОСОБЕННОСТЯМИ ПЕРЕДАЮЩЕЙ АНТЕННЫ ПРИ РАБОТЕ С СШП СИГНАЛАМИ

В последние десятилетия наблюдается постоянно возрастающий интерес к исследованию и использованию в задачах радиотехники сверхширокополосных сигналов (СШП). В телекоммуникационных системах этот интерес в первую очередь связан с возможностью увеличения скорости передачи информации. При разработке приёмо-передающих СШП устройств необходимо учитывать существенное изменение формы сигнала в процессе его излучения, распространения в пространстве и приёма. Так как процессы возбуждения антенны и излучения сигнала происходят при условии $L_a > c\tau_u$ (такое возбуждение и излучение в литературе называют нестационарным).

Рассмотрим простейшую модель излучателя СШП-сигнала на примере линейной антенны (провод). Разделим вибратор длиной L_a на элементарные излучатели, имеющие размер $\ell << c\tau_u$. Импульс тока $i(t)$ подается в начало и распространяется вдоль антенны, последовательно возбуждая элементарные излучатели. Будем считать, что первая производная от величины питающего тока по времени на участке существования возбуждающего перепада постоянна по всей длине антенны:

$$\left.\frac{di(t,z)}{dt}\right|_{z=0}^{z=L_a} = const\ .$$

Представим j-й элементарный излучатель в виде электрического диполя Герца. Направление и длина диполя заданы вектором $\bar{\ell}$. Момент времени, когда через диполь протекает фронт импульса $i(t)$, обозначим $t_{sj} = t - \frac{\ell_j}{V_a} - \frac{r - \ell_j Cos\theta}{c}$, где V_a – скорость распространения электромагнитного поля вдоль диполя; r – расстояние до точки наблюдения; c – скорость света; θ – угол между направлением на точку наблюдения и плоскостью излучателя; $\frac{r - \ell_j Cos\theta}{c}$ – время прохождения сигнала от j-го элемента антенны передатчика до точки в пространстве M; $\frac{\ell_j}{V_a}$ – запаздывание сигнала в антенне.

Напряжённость электрического поля в дальней зоне, создаваемая элементом излучателя [1]:

$$\bar{E}_j = \frac{\ell}{4\pi\varepsilon_0 rc^2}\left[\frac{di(t_{sj})}{dt}\right] sin\theta, \qquad (1)$$

где ε_0 – диэлектрическая постоянная.

Перемещаясь вдоль провода, импульс тока будет поочередно возбуждать следующие элементарные излучатели.

В общем случае для n диполей Герца

$$\bar{E} = \frac{\ell}{4\pi\varepsilon_0 rc^2}\left[\sum_{k=1}^{n}\frac{di_k}{dt}\right] sin\theta\frac{\bar{r}}{r}. \qquad (2)$$

Перейдем от дискретного представления антенны к непрерывному, для чего устремим длину элементарного излучателя к нулю $\ell \to 0$, а число излучателей – к бесконечности $n \to \infty$. Тогда в (2) суммирование перейдет в интегрирование:

$$E_{\Sigma}(t,\theta) = \frac{sin\theta}{4\pi\varepsilon_0 rc^2} \int_0^{L_a} \frac{d}{dt} i\left(t - \frac{z}{c} - \frac{r - zCos\theta}{c}\right) dz \ . \qquad (3)$$

Выражение (3) описывает электрическую составляющую электромагнитного поля в дальней зоне для протяженной антенны, возбуждаемой с одного конца током произвольного вида.

Если в формулу (3) подставить функцию $i(t_s)$, изменяющуюся во времени по гармоническому закону, то получим широко известные выражения, описывающие поле осциллятора [2]. Поскольку интеграл и производная по времени от гармонической функции также является гармонической функцией с тем же периодом, форма наблюдаемых сигналов электрического диполя не отличается от формы возбуждаемого сигнала.

При возбуждении диполя током несинусоидальной формы поле на различных расстояниях от диполя будет существенно изменяться. Из (3) следует вывод: поле электрического диполя в дальней зоне пропорционально первой производной по времени от тока, возбужденного в диполе. Поэтому для того, чтобы в дальней зоне получить сигнал требуемого вида, например $f(t)$, следует возбуждать диполь током, пропорциональным $f(t)dt$.

Для гармонических колебаний учет затухания электромагнитных волн проводится путем введения в выражение для напряженности поля $E_{\Sigma}(t,\theta)$ множителя e^{-jkr}; для сигналов произвольной формы этого сделать нельзя, т.к. понятие волнового числа k среды определено только для синусоидальных сигналов. Поэтому следует воспользоваться импульсной характеристикой среды $h_s(r,\xi)$. Для учета затухания электрической составляющая поля при распространении возбуждающего тока вдоль антенны, введем импульсную характеристику $h_a(z,u)$. Для сигнала произвольной формы

$$E_{\Sigma}(t,\theta) = \frac{sin\theta}{4\pi\varepsilon_0 rc^2} \int_{-\infty}^{\infty} [h_s(r,\xi)] d\xi \int_0^{L_a} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{d}{dt} i\left(t - \frac{z}{V_a} - \frac{r - zCos\theta}{c} - u\right) h_a(z,u)\right] du dz \ . \qquad (4)$$

При возбуждении антенны идеальным перепадом тока $1(t_s)$ выражение (4) можно упростить:

$$E_{\Sigma}(t,\theta) = \frac{sin\theta}{4\pi\varepsilon_0 rc^2} \int_0^{\infty} [h_s(r,\xi)] d\xi \int_0^{L_a} [h_a(z,u)] dz \ . \qquad (5)$$

В силу того, что зависимость коэффициента затухания от частоты носит линейный характер, импульсная характеристика имеет простой вид, что значительно облегчает вычисление интегралов в выражение (5). Из сказанного выше можно сделать однозначный вывод. Форма излучаемого сигнала зависит от импульсной характеристики передающей антенны. Так как существуют способы изменения характеристик антенн, то можно получить сигнал необходимой формы. Наибольшее распространение в настоящее время получили способы, заключающиеся во включении в антенну резистивных и индуктивных нагрузок, что позволяет уменьшить переотражение в антенне.

Для получения относительно простой физической картины процессов, происходящих в антенне, введем некоторые упрощения, которые не изменят конечного результата, совпадающего с выводами строгой теории. Пренебрежем потерями в проводе антенны, а также будем считать, что в проводе нет замедления и $V_a = c$. Положим также, что импульсы тока не отражаются от конца антенны, а переходят (излучаются) полностью в окружающее пространство. Такой излучатель будем называть согласованным.

Поле, определяемое выражением (3), формируется с учетом запаздывания импульса то... в проводе и импульса поля в пространстве. В круглых скобках показано текущее время ... учетом этого запаздывания. Взяв производную этого времени по dz, получим возможност... произвести в (3) замену переменных [3]:

$$dt = \frac{Cos\theta - 1}{c} dz .$$

В результате получаем интеграл от производной функции по одной и той же перем... ной, который равен самой функции. Тогда

$$E_\Sigma(t,\theta) = \frac{sin\theta}{4\pi\varepsilon_0 rc}\frac{1}{Cos\theta - 1}\left[i\left(t - \frac{z}{c} - \frac{r - zCos\theta}{c} \right) \right]_0^{L_a} =$$

$$= \frac{sin\theta}{4\pi\varepsilon_0 rc}\frac{1}{Cos\theta - 1}\left[i\left(t - \frac{L_a}{c} - \frac{r - L_a Cos\theta}{c} \right) - i\left(t - \frac{r}{c} \right) \right].$$

Из этого выражения видно, что в общем случае поле антенны состоит из двух частей - положительной и отрицательной, имеющих разное время запаздывания. Форма каждой части этого поля повторяет форму возбуждающего импульса тока.

Рассмотрим на конкретном примере, как будет выглядеть форма суммарного поля антенны. Примем возбуждающий импульс тока в виде обобщенной гауссовой кривой с единичной амплитудой (рис. 1, кривая 1):

$$i(t) = \frac{1}{1-\alpha}\left(\exp\left(-\pi\left[\frac{t}{\tau_u} \right]^2 \right) \right) - \alpha \exp\left(-\pi\left[\frac{\alpha t}{\tau_u} \right]^2 \right), \qquad (5)$$

где τ_u – длительность импульса по уровню 0.5.

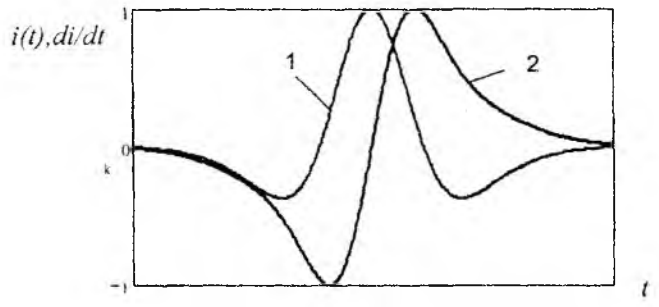


Рис. 1

Производная этого импульса представляет собой симметричный двуполярный импульс (рис. 1, кривая 2). Подставив (5) в (4), получим

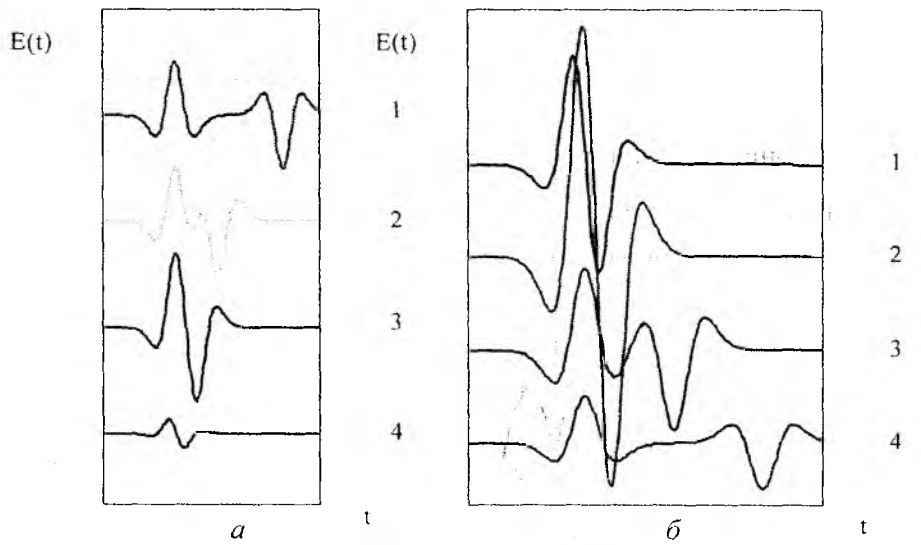
$$E_\Sigma(t,\theta) = \frac{sin\theta}{4\pi\varepsilon_0 rc}\frac{1}{(Cos\theta - 1)}\frac{1}{(1-\alpha)}\left[\exp\left(-\pi\left[\frac{t - \frac{L_a}{c} - \frac{r - L_a Cos\theta}{c}}{\tau_u} \right]^2 \right) - \right.$$

$$\left. - \alpha \exp\left(-\pi\left[\frac{\alpha\left(t - \frac{L_a}{c} - \frac{r - L_a Cos\theta}{c} \right)}{\tau_u} \right]^2 \right) - \exp\left(-\pi\left[\frac{t - \frac{r}{c}}{\tau_u} \right]^2 \right) + \alpha \exp\left(-\pi\left[\frac{\alpha\left(t - \frac{r}{c} \right)}{\tau_u} \right]^2 \right) \right]. \qquad (6)$$

Из (6) видно, что форма суммарного поля зависит от соотношения между длиной антенны и пространственной длительностью возбуждающего импульса $c\tau_u$. Эта форма будет также зависеть от угла наблюдения θ.

Импульс тока при его движении по антенне приходит в элементарные излучатели с запаздыванием. Поэтому поля, возбуждаемые этими излучателями в точке M, будут иметь сдвиг во времени. Эти поля для угла наблюдения $\theta = 90^\circ$ показаны на рис. 2. *а* : при $L_a = 5c\tau_u$ (1), $L_a = 2c\tau_u$ (2), $L_a = c\tau_u$ (3), $L_a = 0.1c\tau_u$ (4). Поля имеют положительные и отрицательные полуволны, площади которых равны. Поэтому при суммировании они будут частично компенсироваться. Степень этой компенсации зависит от соотношения длины антенны L_a и длительности импульса $c\tau_u$. При $c\tau_u << L_a$ единое поле излучателя $E_\Sigma(t, \tau_u, \theta)$ разделяется на два отдельных поля, одно из которых излучается в момент входа импульса тока в точку возбуждения антенны, а другое – в момент достижения этим импульсом конца антенны. Этот процесс иногда трактуют как излучение из точки возбуждения и из конца антенны. При $c\tau_u \geq L_a$ компенсация практически прекращается и разделившиеся поля сливаются (рис. 2, *а*, линия – 3, 4). Излучает вся апертура одновременно, а форма суммарного поля приближается к форме производной импульса тока, возбуждающего антенну.

На рис. 2, *б* для случая $L_a = 5c\tau_u$ показаны суммарные поля антенны $E_\Sigma(t, \theta)$ для разных углов наблюдения: $\theta = 10^\circ$ (1), $\theta = 30^\circ$ (2), $\theta = 60^\circ$ (3), $\theta = 90^\circ$ (4). Из рисунка видно, что при изменении угла наблюдения форма суммарного импульса поля изменяется, поскольку изменяется размер проекции антенны, наблюдаемый под данным углом.



а *б*

Рис. 2

Рассмотренные изменения формы сигнала при излучении одним плечом диполя носят общий характер. В зависимости от типа и конструкции антенны эти изменения могут проявляться по-разному. Чем сложнее антенна, тем сложнее форма поля излученных СШП-сигналов. Если, например, перейти от одного плеча диполя к полному диполю и учесть отражения сигнала от его концов, то картина излучаемого поля становится заметно более сложной.

Применение симметричной антенны приводит к удвоению амплитуды излучаемого сигнала. Однако в этом случае следует учитывать эффект, возникающий из-за различного пути пробега волн при расположении точки наблюдения в стороне от экваториальной плоскости антенны. Наиболее предпочтительным следует считать положение приемной и передающей антенн, при котором они размещаются перпендикулярно линии, соединяющей их центры.

Изменение формы импульса поля при изменении угла наблюдения θ (см. рис. 2, *б*) приводит к нестационарности во времени диаграммы направленности (ДН) по полю. Поле

$E_\Sigma(t,\theta)$ зависит от времени, углового направления, формы возбуждающего сигнала и длины антенны.

Эта нестационарность ДН по полю делает ее непригодной для расчета параметров радиотехнической системы, поскольку не позволяет определить такие параметры антенны, как коэффициент направленного действия, ширину луча и т.п. Поэтому для практического использования удобна энергетическая ДН.

Пространственная энергетическая ДН $W_t(\theta,\varphi)$ получается путем усреднения мощности, излучаемой в каждом угловом направлении, за время пробега импульса тока по антенне и описывает распределение плотности излучаемого потока энергии в пространстве в зависимости от углов θ и φ [4, 5].

$$W_t(\theta,\varphi)=\frac{1}{Z_0}\int_{-\infty}^{\infty}E_\Sigma{}^2(t,\theta,\varphi)dt\,.$$

Бесконечные пределы интегрирования по времени позволяют использовать это выражение для импульсов тока любой формы и антенн любой длины.

При сравнении характеристик антенн удобно пользоваться нормированной энергетической ДН:

$$W_{tn}=\frac{W_t(\theta,\varphi)}{W_{t\max}},$$

где значение ДН в направлении максимального излучения рассчитывается по формуле

$$W_{t\max}=\frac{1}{Z_0}\left[\int_{-\infty}^{\infty}E_\Sigma{}^2(t,\theta,\varphi)dt\right]_{\max}.$$

На рис. 3. приведены нормированные энергетические ДН для рассмотренного ранее примера при различных значениях отношения $L_a/c\tau_u$ при $L_a=5c\tau_u$ (1), $L_a=2c\tau_u$ (2), $L_a=c\tau_u$ (3), $L_a=0.1c\tau_u$ (4).

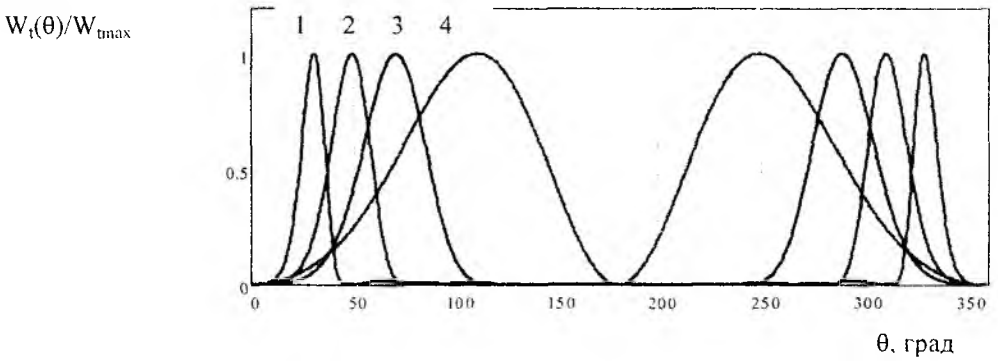


Рис. 3

При $c\tau_u > L_a$ энергетическая ДН совпадает с ДН полуволнового вибратора. При увеличении отношения $L_a/c\tau_u$ максимум ДН отклоняется от нормали. При этом максимальное значение ДН растет, а ее ширина уменьшается.

Коэффициент направленного действия (КНД) антенны, излучающей СШП-сигнал, находится как отношение плотности потока энергии исследуемой антенны в направлении макси-

мального излучения $W_{t\max}$ к плотности потока энергии эквивалентной изотропной антенны W_{t0} при одинаковой энергии, подводимой к изотропной и исследуемой антеннам:

$$D_t(\theta,\varphi) = 4\pi \frac{\left[\int_{-\infty}^{\infty} E_\Sigma{}^2(t,\theta,\varphi)dt\right]_{\max}}{\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi}\int_{-\infty}^{\infty} E_\Sigma{}^2(t,\theta,\varphi)Sin\theta dt d\varphi d\theta}.$$

Коэффициент полезного действия (КПД) излучателя, определяется как отношение излученной антенной энергии $Э_t$ к энергии возбуждающего антенну импульса $Э_в$:

$$\eta = \frac{Э_t(\theta,\varphi)}{Э_в} = \frac{\oint\int_{St} E_\Sigma{}^2(t)dtdS}{Z_0 \int a_{нав}{}^2(t)dt},$$

где $a_в(t)$ – амплитуда возбуждающей антенну волны (нормированная к волновому сопротивлению излучателя), S – замкнутая поверхность в дальней зоне излучателя.

Форма отраженного сигнала существенно зависит от волнового сопротивления и соотношения $L_a/c\tau_u$. При малых $L_a/c\tau_u$ антенна обладает низким значением КПД, это вызвано тем, что основная доля спектральной плотности мощности импульса сосредоточена на низких частотах, где излучатель обладает плохим уровнем согласования. Увеличение $L_a/c\tau_u$ приводит к росту КПД вследствие увеличения доли энергии, попадающей в рабочую полосу частот.

Энергетический коэффициент усиления (КУ) определяет энергетическую эффективность импульсной антенны. Для импульсных излучателей он вводится по аналогии с антеннами, работающими в синусоидальном режиме, как произведение КПД на энергетический КНД.

Поляризационные свойства излучателя оцениваются по коэффициенту поляризационных потерь (КПП):

$$КПП = \frac{Э_{кросс}}{Э_{изл}} = \frac{\oint\int_{St} E_\Sigma{}^2(t,\varphi)dtdS}{\oint\int_{St}(E_\Sigma{}^2(t,\varphi) + E_\Sigma{}^2(t,\theta))dtdS},$$

где $Э_{кросс}$ – энергия кроссполяризационного излучения антенны, $Э_{изл}$ – полная излученная энергия, $E_\Sigma(t,\varphi)$, $E_\Sigma(t,\theta)$ – напряженность угломестной и азимутальной составляющих электрического поля соответственно.

Выводы

1. Изменение формы излученных СШП сигналов определяется импульсной характеристикой антенны. Импульсная характеристика зависит от типа антенны, ее геометрических размеров, координат точки возбуждения антенны и свойств среды.

2. При $c\tau_u >> L_a$ энергетическая ДН совпадает с ДН полуволнового вибратора. При увеличении отношения $L_a/c\tau_u$ максимум ДН отклоняется от нормали. При этом максимальное значение амплитуды ДН растет, а ее ширина уменьшается. Для заданной длины L_a, из-

меняя параметры импульса τ_u или коэффициента α, можно управлять положением максимума и шириной ДН.

3. Дипольные антенны при $c\tau_u < L_a$ излучают в разных направлениях сигналы, имеющие различный профиль. Наименьшие изменения формы сигнала совпадают с максимумом диаграммы направленности. Чтобы в дальней зоне получить сигнал требуемого вида, например $f(t)$, следует возбуждать диполь током, пропорциональным $k(t)f(t)dt$, где функция $k(t)$ компенсирует влияние на сигнал импульсной характеристики радиочастотного тракта.

Список литературы: 1. *Хармут Х. Ф.* Теория секвентного анализа: Пер. с англ. М.: Мир,1980. 574с. 2. *Марков Г.Т.* Антенны. Л.: Гоэнергоиздат, 1960. 535с. 3. *Самсонов А.В.* Пространственно-временные преобразования электромагнитных сигналов. М.: МЭИ, 1997. 4. *Иммореев И.Я.* Сверхширокополосные радары. Особенности и возможности // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54, №1. С. 5-31. 5. *Malek G. M. Hussain, Matthew J. Yedlin*, "Active Array Bearnforming for Ultra-Wideband Impulse Radar" // IEEE International Radar Conference RADAR 2000, Alexandria, USA, May 8-12, 2000.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.10.2009

УДК 621.391.268

С.А. ЕПИШКИН, канд. техн. наук, И.В.ТЕРЕЩЕНКО, канд. техн. наук

К ВОПРОСУ О ЧАСТОТНОЙ СЕЛЕКЦИИ ИСТОЧНИКОВ СТОХАСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Анализ известных методов синтеза и алгоритмов обработки сигналов различных типов (детерминированных, квазидетерминированных, стохастических) на фоне помех показывает, что область их применения часто ограничена. Это связано с тем, что при синтезе обнаружителей (измерителей) либо неполностью учитываются факторы, имеющие место в реальных системах, либо затруднено строгое математическое решение поставленной задачи. Одним из таких факторов является различие сигнальных и помеховых колебаний в пунктах приема (ПП) многопозиционных систем (МПС).

Тем не менее, независимо от конкретного типа полезного сигнала, алгоритмы обработки включают и ряд общих процедур, связанных с необходимостью компенсации мешающих сигналов [1]. Для анализа названных операций рассмотрим задачу измерения угловой координаты движущегося источника излучения в двухпозиционной пассивной системе (ДПС) на фоне действующей по главному лепестку диаграммы направленности (ДН) активной шумовой помехи (АШП), создаваемой движущимся источником. Полагаем, что в ДПС возможна амплитудная пеленгация с суммарно-разностной обработкой [2], поэтому антенна центрального пункта (ЦП) ДПС формирует ДН двух типов.

Модель подлежащих дальнейшей обработке колебаний на выходе антенны ПП описывается следующим образом:

$$\dot{Y}_i(t) = g_{Ci}\cdot\sqrt{P_{Ci}}\cdot\dot{y}_o(t-t_{3Ci})\cdot e^{j\cdot[(\omega_o+\Omega_{Ci})\cdot(t-t_{3Ci})-\varphi_{Ci}]}+ g_{\Pi i}\cdot\sqrt{P_{\Pi i}}\cdot\dot{n}_o(t-t_{3\Pi i})\cdot e^{j\cdot[(\omega_o+\Omega_{\Pi i})\cdot(t-t_{3\Pi i})-\varphi_{\Pi i}]}+\dot{\eta}_i(t),\ i=\overline{1,3}, \quad (1)$$

где $g_{C(\Pi)i}$ – значение ДН i-го измерительного канала (1 – разностного (Δ), 2 – суммарного (Σ), 3 – вынесенного пункта приема (ВП) в направлении на пеленгуемый источник (с) или мешающий (помеху – п)); $P_{C(\Pi)i}$ – мощность пеленгуемого (мешающего) источников в i-м канале; $\dot{y}_o(t)(\dot{n}_o(t))$ – нормированная комплексная огибающая сигнала (помехи) без учета амплитудного множителя ДН; $t_{3C(\Pi)i}$ – запаздывание сигнала (помехи) в i-м канале; ω_o – центральная частота энергетического спектра; $\Omega_{C(\Pi)i}$ – абсолютный допплеровский сдвиг частоты энергетического спектра сигнала (помехи) в i-ом канале; $\varphi_{C(\Pi)i}$ – начальная фаза сигнала (помехи); $\dot{\eta}_i$ – внутренний шум в i-м канале.

В (1) в качестве полезного выступает стохастический сигнал движущегося источника АШП, аналогичный по структуре мешающему (помехе), причем оба источника расположены в области пересечения главных лепестков ДН ПП (ЦП и ВП) и разрешаются по допплеровской частоте. Полезный сигнал, помеха и внутренние шумы считаем независимыми между собой (а $\dot{\eta}_i$ – и между каналами) гауссовыми процессами с нулевым средним. В дальнейшем полагаем, что антенна ВП – слабонаправлена, т.е. $q_{C(\Pi)3}=1{,}0$.

Модель (1) можно рассматривать как описание совокупности сигналов в системе из трех ПП при условии, что между двумя из них (в данном случае – суммарным и разностным измерительными каналами) отсутствуют различия по времени запаздывания – $t_{3C(\Pi)}$, допплеровской частоте – $\Omega_{C(\Pi)}$ и фазе – $\varphi_{C(\Pi)}$. При непрерывном наблюдении на интервале $(0,T)$ функционал правдоподобия совокупности процессов на выходе антенн ПП имеет вид [1, 3]:

$$W = K_1 \cdot \exp\left\{ -\frac{1}{2} \sum_{i=1}^{3} \sum_{k=1}^{3} \int_0^T \int_0^T \dot{Y}_i^*(t_1) \cdot \dot{Y}_k(t_2) \cdot B_{ik}^{СП\,Ш}(t_1, t_2) \cdot dt_1 \cdot dt_2 \right\}, \quad (2)$$

где K_1 – коэффициент не зависящий от принятых в ПП реализаций [1,3]; * – знак комплексного сопряжения. В (2) $B_{ik}^{СП\,Ш}(t_1, t_2)$ – функция, определяемая системой интегральных уравнений [1, 3]:

$$\sum_{k=1}^{3} \int_0^T R_{ik}(\alpha, t) \cdot B_{kl}(t, \beta) \cdot dt = \delta_{il} \cdot \delta(\alpha - \beta), \quad (3)$$

$$0 \le \alpha, \beta \le T, i, l = \overline{1,3} .$$

где δ_{il} – дельта Кронекера; $\delta(\alpha - \beta)$ – дельта-функция Дирака; $R_{ik}(t_1, t_2)$ – комплексная взаимная корреляционная функция процессов $\dot{Y}_i(t)$, принятых в ПП.

Известно, что для избежания трудностей математического характера в процессе синтеза измерителей на основе метода максимума правдоподобия при обработке непрерывных реализаций, целесообразно пользоваться функционалом отношения правдоподобия [3], который может быть получен из (2). Используя в качестве достаточной статистики измерения логарифм названного функционала L, можем получить:

$$L = C + \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^{3} \sum_{k=1}^{3} \int_0^T \int_0^T \dot{Y}_i^*(t_1) \cdot \dot{Y}_k(t_2) \cdot \left[B_{ik}^{ПШ}(t_1, t_2) - B_{ik}^{СПШ}(t_1, t_2) \right] dt_1 dt_2 , \quad (4)$$

где $C = const$ не зависящая от принятых реализаций.

Верхние индексы у функций $B_{ik}^{СП\,Ш}(t_1, t_2)$ и $B_{ik}^{ПШ}(t_1, t_2)$ в (2) и (4) означают, что решение уравнения (3) должно быть получено при наличии соответственно полезного стохастического сигнала, помехи и шумов или только помехи и шумов.

Уравнение правдоподобия, позволяющее отыскать оптимальную оценку угловой координаты Q_C, запишется следующим образом:

$$\frac{\partial}{\partial Q_C} \left\{ \begin{array}{l} \sum_{i=1}^{3} \sum_{k=1}^{3} \int_0^T \int_0^T \dot{Y}_i^*(t_1) \cdot \dot{Y}_k(t_2) \cdot \left[B_{ik}^{ПШ}(t_1, t_2) - B_{ik}^{СПШ}(t_1, t_2) \right] dt_1 dt_2 - \\ - \sum_{i=1}^{3} \sum_{k=1}^{3} \int_0^T \int_0^T 2 \cdot \frac{\partial R_{ik}^{*(СПШ)}(t_1, t_2)}{\partial Q_C} \cdot B_{ik}^{СПШ}(t_1, t_2) dt_1 dt_2 \end{array} \right\} = 0 . \quad (5)$$

Заметим, что в (5) слагаемые с положительным знаком определяют характер операций, выполняемых над процессами $\dot{Y}_i(t)$, а независящие от принятых реализаций отрицательные слагаемые позволяют устранить возможное смещение получаемой оценки [1]. Поэтому для анализа основных процедур, выполняемых при компенсации АШП, достаточно ограничиться исследованием выражения, стоящего под знаком производной в первом слагаемом (5) и представляющего собой достаточную статистику обнаружения. Анализ удобнее проводить в спектральной форме. Для этого из (4) можно получить

$$L_o = \sum_{i=1}^{3} \sum_{k=1}^{3} \frac{1}{4\pi^2} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}_i^*(\omega_1) \cdot \dot{Y}_k(\omega_2) \cdot \left[\Psi_{ik}^{ПШ}(\omega_1, \omega_2) - \Psi_{ik}^{СП\,Ш}(\omega_1, \omega_2) \right] d\omega_1 d\omega_2 , \quad (6)$$

где $\dot{Y}_i(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}_i(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt$ – трансформанты Фурье существующих на интервале $(0,T)$ принимаемых реализаций,

$$\Psi_{ik}(\omega_1,\omega_2)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}B_{ik}(t_1,t_2)\cdot e^{-j(\omega_1 t_1-\omega_2 t_2)}dt_1 dt_2 .$$

Для нахождения $\Psi_{ik}^{СП\,Ш}(\omega_1,\omega_2)$ и $\Psi_{ik}^{ПШ}(\omega_1,\omega_2)$ необходимо задаться видом матрицы мгновенных энергетических спектров $\Phi(\omega,t)$ суммы полезного стохастического сигнала, помехи и внутренних шумов либо только помехи и шумов.

Для решения (3) допустим, что интервалы наблюдения $(0,T)$ намного больше интервала корреляции $\tau_к$ полезного случайного сигнала и помехи, а внутренние шумы $\dot{\eta}_i$ – δ-коррелированы по времени. Кроме того, полагаем, что процессы $\dot{Y}_i(t)$ можно считать стационарными на $(0,T)$ (но не стационарно связанными между измерительными каналами) и интенсивность внутреннего шума в основном определяется частью приемного тракта после суммарно-разностного преобразования. В этом случае, используя (1), элемент $R_{ik}^{СПШ}(t_1,t_2)$ в предположении идентичности приемных каналов можно записать:

$$R_{ik}^{СПШ}(t_1,t_2)=R_{ik}^{Ш}(t_1,t_2)+R_{ik}^{П}(t_1,t_2)+R_{ik}^{С}(t_1,t_2)=\frac{1}{2}\left\langle \dot{Y}_i(t_1)\dot{Y}_k^*(t_2)\right\rangle=\sigma_{Ш}^2\cdot\delta_{ik}\cdot\delta(t_1-t_2)+$$

$$+g_{Пi}g_{Пk}\sqrt{P_{Пi}P_{Пk}}\cdot\rho_{П}(t_1-t_2+t_{3Пik})\exp\{j[(\omega_o+\Omega_{Пi})(t_1-t_2+t_{3Пik})+\Delta\varphi_{Пik}+\Delta\Omega_{Пik}(t_{3Пk}-t_2)]\}+, \quad (7)$$

$$+g_{Ci}g_{Ck}\sqrt{P_{Ci}P_{Ck}}\cdot\rho_{C}(t_1-t_2+t_{3Cik})\exp\{j[(\omega_o+\Omega_{Ci})(t_1-t_2+t_{3Cik})+\Delta\varphi_{Cik}+\Delta\Omega_{Cik}(t_{3Ck}-t_2)]\}$$

где $\langle\cdot\rangle$ – знак математического ожидания, $\rho_C(t_1-t_2)=\frac{1}{2}\left\langle \dot{y}_o(t_1)\dot{y}_o^*(t_2)\right\rangle$, $\rho_П(t_1-t_2)=\frac{1}{2}\left\langle \dot{n}_o(t_1)\dot{n}_o^*(t_2)\right\rangle$ – корреляционные функции нормированных комплексных огибающих сигнала (помехи); $\Delta\Omega_{C(П)ik}=\Omega_{C(П)k}-\Omega_{C(П)i}$ – разность допплеровских частот одноименных колебаний в ПП; $t_{3C(П)ik}=t_{3C(П)k}-t_{3C(П)i}$; $\Delta\varphi_{C(П)ik}=\varphi_{C(П)k}-\varphi_{C(П)i}$; $\sigma_{Ш}^2$ – дисперсия внутренних шумов, одинаковая во всех каналах. Заметим, что для суммарного и разностного каналов $(i,k=1,2)$ $\Delta\Omega_{C(П)ik}$, $t_{3C(П)ik}$, $\Delta\varphi_{C(П)ik}$ равны нулю, $P_{C(П)1}=P_{C(П)2}$.

Выражения для корреляционной функции $R_{ik}^{ПШ}(t_1,t_2)$ получаются из (7) подстановкой $P_{Ci}=0$. Элементы матриц мгновенных энергетических спектров $\Phi_{ik}^{СПШ}(\omega,t)$ и $\Phi_{ik}^{ПШ}(\omega,t)$ определяются преобразованием Фурье от $R_{ik}^{СПШ}(t_1,t_2)$ и $R_{ik}^{ПШ}(t_1,t_2)$:

$$\Phi_{ik}^{СПШ}(\omega,t)=N_o\left\{\begin{matrix}\delta_{ik}+q_{Пi}q_{Пk}\Xi_{П}(\omega-\omega_o-\Omega_{Пk})\cdot e^{j(\Delta\varphi_{Пik}+\Delta\Omega_{Пik}(t_{3Пk}-t)+(\omega-\Delta\Omega_{Пik})t_{3Пik})}+\\ +q_{Ci}q_{Ck}\Xi_{C}(\omega-\omega_o-\Omega_{Ck})e^{j(\Delta\varphi_{Cik}+\Delta\Omega_{Cik}(t_{3Ck}-t)+(\omega-\Delta\Omega_{Cik})t_{3Cik})}\end{matrix}\right\}, \quad (8)$$

$$\Phi_{ik}^{ПШ}(\omega,t)=N_o\left\{\delta_{ik}+q_{Пi}q_{Пk}\Xi_{П}(\omega-\omega_o-\Omega_{Пk})\cdot e^{j(\Delta\varphi_{Пik}+\Delta\Omega_{Пik}(t_{3Пk}-t)+(\omega-\Delta\Omega_{Пik})t_{3Пik})}\right\}, \quad (9)$$

где $N_o=\sigma_{Ш}^2/\Delta f$ – односторонняя спектральная плотность мощности собственных шумов в каналах; $\Xi_{C(П)}(\omega)$ – безразмерный нормированный энергетический спектр комплексной огибающей сигнала (помехи); $\Delta f_{C(П)}$ – ширина спектра колебаний – в дальнейшем одинаковая у полезного и мешающего сигналов; $q_{C(П)i}=g_{C(П)i}\sqrt{\frac{P_{C(П)i}}{\Delta f N_o}}=g_{C(П)i}\sqrt{\frac{P_{C(П)i}}{\sigma_{Ш}^2}}$ – отношение сигнал (помеха)/шум в соответствующем измерительном канале.

При сделанных ранее допущениях пределы интегрирования и области определения функций в системе уравнений (3) можно расширить до бесконечности и применить трансформацию Фурье [1], в результате систему (3) можно представить в виде

$$\sum_{k=1}^{3} N_o e^{j\omega t}\left\{\begin{array}{l}\left[\delta_{ik}+q_{\Pi i}q_{\Pi k}\Xi_{\Pi}(\omega-\omega_o-\Omega_{\Pi i})\cdot e^{j(\Delta\varphi_{\Pi ik}+\Delta\Omega_{\Pi ik}t_{3\Pi k}+\omega t_{3\Pi ik})}\right]\times\\ \times F_{kl}^{СПШ}(\omega+\Delta\Omega_{\Pi ik},t)+q_{Ci}q_{Ck}\Xi_C(\omega-\omega_o-\Omega_{Ci})e^{j(\Delta\varphi_{Cik}+\Delta\Omega_{Cik}t_{3Ck}+\omega t_{3Cik})}\times\\ \times F_{kl}^{СПШ}(\omega+\Delta\Omega_{Cik},t)\end{array}\right\}=\delta_{il}. \quad (10)$$

$$\sum_{k=1}^{3} N_o e^{j\omega t}\left\{\delta_{ik}+q_{\Pi i}q_{\Pi k}\Xi_{\Pi}(\omega-\omega_o-\Omega_{\Pi i})\cdot e^{j(\Delta\varphi_{\Pi ik}+\Delta\Omega_{\Pi ik}t_{3\Pi k}+\omega t_{3\Pi ik})}\right\}F_{kl}^{ПШ}(\omega+\Delta\Omega_{\Pi ik},t)=\delta_{il}, \quad (11)$$

где $F_{kl}(\omega+\Delta\Omega_{C(\Pi)},t)=\int_{-\infty}^{\infty}B_{kl}(t_1,t)e^{-j\omega t_1}dt_1$.

Решение системы уравнений (11), независимо от значения $\Delta\Omega_{\Pi ik}$ трудностей не вызывает и может быть представлено в виде

$$F_{ik}^{ПШ}(\omega,t)=\frac{e^{-j(\omega+\Delta\Omega_{\Pi ik})t}}{N_o}\cdot\left\{\delta_{ik}-\frac{q_{\Pi i}q_{\Pi k}\Xi_{\Pi}(\omega-\omega_o-\Omega_{\Pi i})}{1+\sum_{j=1}^{3}q_{\Pi j}^2\Xi_{\Pi}(\omega-\omega_o-\Omega_{\Pi j})}e^{j(\Delta\varphi_{\Pi ik}+\Delta\Omega_{\Pi ik}t_{3\Pi k}+\omega t_{3\Pi ik})}\right\}. \quad (12)$$

Относительно системы (10) необходимо отметить следующее. Решение в общем случае произвольного числа ПП и нестационарных помех с различными значениями $\Delta\Omega_{ik}$ получить не удается. В явной форме указанное решение получается лишь в ситуации, когда полезные и мешающие колебания имеют одинаковую разностную доплеровскую частоту $\Delta\Omega_{ik}$.

Допустим, что $\Delta\Omega_{Cik}=\Delta\Omega_{\Pi ik}=\Delta\Omega_{ik}$. Данное условие, однако, не означает равенства абсолютных значений доплеровских частот, т.е. $\Omega_{Cik}\neq\Omega_{\Pi ik}$. Решение системы уравнений (10) в этом случае может быть представлено в виде:

$$F_{ik}^{СПШ}(\omega,t)=\frac{e^{-j(\omega+\Delta\Omega_{ik})t}}{N_o G(\Omega_i)}\left\{\begin{array}{l}\delta_{ik}\left[1+\sum_{j=1}^{3}q_{\Pi j}^2\Xi_{\Pi}(\omega-\omega_o-\Omega_{\Pi i})+\sum_{j=1}^{3}q_{Cj}^2\Xi_C(\omega-\omega_o-\Omega_{Ci})\right]-\\ -q_{\Pi i}q_{\Pi k}\Xi_{\Pi}(\omega-\omega_o-\Omega_{\Pi i})e^{j(\Delta\varphi_{\Pi ik}+\Delta\Omega_{ik}t_{3\Pi k}+\omega t_{3\Pi ik})}-\\ -q_{Ci}q_{Ck}\Xi_C(\omega-\omega_o-\Omega_{Ci})e^{j(\Delta\varphi_{Cik}+\Delta\Omega_{ik}t_{3Ck}+\omega t_{3Cik})}+\\ +\Xi_C(\omega-\omega_o-\Omega_{Ci})\Xi_{\Pi}(\omega-\omega_o-\Omega_{\Pi i})\Delta F_{ik}\end{array}\right\}, \quad (13)$$

где

$$G(\Omega_1)=G(\Omega_2)=\left\{\begin{array}{l}1+\sum_{j=1}^{3}q_{\Pi j}^2\Xi_{\Pi}(\omega-\omega_o-\Omega_{\Pi 1})+\sum_{j=1}^{3}q_{Cj}^2\Xi_C(\omega-\omega_o-\Omega_{C1})+\\ +\Xi_C(\omega-\omega_o-\Omega_{C1})\Xi_{\Pi}(\omega-\omega_o-\Omega_{\Pi 1})\times\\ \times\sum_{l=1}^{3}\sum_{m=l+1}^{3}\left[q_{\Pi l}^2q_{Cm}^2+q_{\Pi m}^2q_{Cl}^2-2q_{\Pi l}q_{Cl}q_{\Pi m}q_{Cm}\cos(\delta\varphi_{C\Pi}+\Delta\Omega_{lm}\Delta t_{C\Pi 3}+\omega\delta\tau_{C\Pi})\right]\end{array}\right\},$$

$$G(\Omega_3)=\left\{\begin{array}{l}1+\sum_{j=1}^{3}q_{\Pi j}^2\Xi_{\Pi}(\omega-\omega_o-\Omega_{\Pi 3})+\sum_{j=1}^{3}q_{Cj}^2\Xi_C(\omega-\omega_o-\Omega_{C3})+\\ +\Xi_C(\omega-\omega_o-\Omega_{C3})\Xi_{\Pi}(\omega-\omega_o-\Omega_{\Pi 3})\times\\ \times\sum_{l=1}^{3}\sum_{m=l+1}^{3}\left[q_{\Pi l}^2q_{Cm}^2+q_{\Pi m}^2q_{Cl}^2-2q_{\Pi l}q_{Cl}q_{\Pi m}q_{Cm}\cos(\delta\varphi_{C\Pi}+\Delta\Omega_{lm}\Delta t_{C\Pi 1}+\omega\delta\tau_{C\Pi})\right]\end{array}\right\},$$

$$\delta\varphi_{C\Pi}=\Delta\varphi_{Clm}-\Delta\varphi_{\Pi lm},\ \delta\tau_{C\Pi}=t_{3Clm}-t_{3\Pi lm},\ \Delta t_{C\Pi i}=t_{3Ci}-t_{3\Pi i}.$$

$$\Delta F_{11}=\left|q_{\Pi\Sigma}q_{C3}e^{j(\Delta\varphi_C+\Delta\Omega t_{3C3}+\omega t_{3C})}-q_{\Pi3}q_{C\Sigma}e^{j(\Delta\varphi_\Pi+\Delta\Omega t_{3\Pi3}+\omega t_{3\Pi})}\right|^2;$$

$$\Delta F_{12}=\left|q_{\Pi\Delta}q_{C3}e^{j(\Delta\varphi_\Pi+\Delta\Omega t_{3\Pi3}+\omega t_{3\Pi})}-q_{\Pi3}q_{C\Delta}e^{j(\Delta\varphi_C+\Delta\Omega t_{3C3}+\omega t_{3C})}\right|\times$$
$$\times\left|q_{\Pi3}q_{C\Sigma}e^{-j(\Delta\varphi_C+\Delta\Omega t_{3C3}+\omega t_{3C})}-q_{\Pi\Sigma}q_{C3}e^{-j(\Delta\varphi_\Pi+\Delta\Omega t_{3\Pi3}+\omega t_{3\Pi})}\right|;$$

$$\Delta F_{13}=\left(q_{\Pi\Delta}q_{C\Sigma}-q_{\Pi\Sigma}q_{C\Delta}\right)\left|q_{\Pi\Sigma}q_{C\Sigma}e^{j(\Delta\varphi_C+\Delta\Omega t_{3C3}+\omega t_{3C})}-q_{\Pi3}q_{C\Sigma}e^{j(\Delta\varphi_\Pi+\Delta\Omega t_{3\Pi3}+\omega t_{3\Pi})}\right|;$$

$$\Delta F_{21}=\left|q_{\Pi\Delta}q_{C3}e^{-j(\Delta\varphi_\Pi+\Delta\Omega t_{3\Pi3}+\omega t_{3\Pi})}-q_{\Pi3}q_{C\Delta}e^{-j(\Delta\varphi_C+\Delta\Omega t_{3C3}+\omega t_{3C})}\right|\times$$
$$\times\left|q_{\Pi3}q_{C\Sigma}e^{j(\Delta\varphi_C+\Delta\Omega t_{3C3}+\omega t_{3C})}-q_{\Pi\Sigma}q_{C3}e^{j(\Delta\varphi_\Pi+\Delta\Omega t_{3\Pi3}+\omega t_{3\Pi})}\right|;$$

$$\Delta F_{22}=\left|q_{\Pi\Delta}q_{C3}e^{j(\Delta\varphi_C+\Delta\Omega t_{3C3}+\omega t_{3C})}-q_{\Pi3}q_{C\Delta}e^{j(\Delta\varphi_\Pi+\Delta\Omega t_{3\Pi3}+\omega t_{3\Pi})}\right|^2;$$

$$\Delta F_{23}=\left(q_{\Pi\Sigma}q_{C\Delta}-q_{\Pi\Delta}q_{C\Sigma}\right)\left|q_{\Pi\Delta}q_{C3}e^{j(\Delta\varphi_C+\Delta\Omega t_{3C3}+\omega t_{3C})}-q_{\Pi3}q_{C\Delta}e^{j(\Delta\varphi_\Pi+\Delta\Omega_\Pi t_{3\Pi3}+\omega t_{3\Pi})}\right|;$$

$$\Delta F_{31}=\left(q_{\Pi\Delta}q_{C\Sigma}-q_{\Pi\Sigma}q_{C\Delta}\right)\left[\begin{array}{l}q_{\Pi\Sigma}q_{C3}e^{-j(\Delta\varphi_C+\Delta\Omega t_{3C1}+\omega t_{3C})}-\\-q_{\Pi3}q_{C\Sigma}e^{-j(\Delta\varphi_\Pi+\Delta\Omega_\Pi t_{3\Pi1}+\omega t_{3\Pi})}\end{array}\right];$$

$$\Delta F_{32}=\left(q_{\Pi\Sigma}q_{C\Delta}-q_{\Pi\Delta}q_{C\Sigma}\right)\left[\begin{array}{l}q_{\Pi\Delta}q_{C3}e^{-j(\Delta\varphi_C+\Delta\Omega t_{3C1}+\omega t_{3C})}-\\-q_{\Pi3}q_{C\Delta}e^{-j(\Delta\varphi_\Pi+\Delta\Omega_\Pi t_{3\Pi1}+\omega t_{3\Pi})}\end{array}\right];$$

$$\Delta F_{33}=\left(q_{\Pi\Delta}q_{C\Sigma}-q_{\Pi\Sigma}q_{C\Delta}\right)^2.$$

Для большей наглядности введены обозначения:

$t_{3C(\Pi)}=t_{3C(\Pi)3}-t_{3C(\Pi)1(2)}$; $\Delta\varphi_{C(\Pi)}=\varphi_{C(\Pi)3}-\varphi_{C(\Pi)1(2)}$, $\Delta\Omega=\Omega_{C(\Pi)3}-\Omega_{C(\Pi)1(2)}$,

$q_{C(\Pi)1}=q_{C(\Pi)\Delta}$, $q_{C(\Pi)2}=q_{C(\Pi)\Sigma}$.

Учитывая, что в общем случае

$$\Psi_{ik}(\omega_1,\omega_2)=\int_{-\infty}^{\infty}F_{ik}(\omega_1,t)\cdot e^{j(\omega_2 t)}dt\,, \qquad (14)$$

и подставляя (10) и (11) в (14) получим

$$\Psi_{ik}^{\Pi\Pi}(\omega_1,\omega_2)=\frac{2\pi}{N_o}\left\{\delta_{ik}-\frac{q_{\Pi i}q_{\Pi\kappa}\Xi_\Pi(\omega_1-\omega_o-\Omega_{\Pi i})e^{j(\Delta\varphi_{\Pi ik}+\Delta\Omega_{\Pi ik}t_{3\Pi k}+\omega_1 t_{3\Pi ik})}}{1+\sum\limits_{j=1}^{3}q_{\Pi j}^2\Xi_\Pi(\omega_1-\omega_o-\Omega_{\Pi i})}\right\}\delta(\omega_2-\omega_1-\Delta\Omega_{\Pi ik}), \qquad (15)$$

$$\Psi_{ik}^{C\Pi\Pi}(\omega_1,\omega_2)=\frac{2\pi}{N_oG(\Omega_i)}\left\{\begin{array}{l}\delta_{ik}\left[1+\sum\limits_{j=1}^{3}q_{\Pi j}^2\Xi_\Pi(\omega_1-\omega_o-\Omega_{\Pi i})+\sum\limits_{j=1}^{3}q_{Cj}^2\Xi_C(\omega_1-\omega_o-\Omega_{Ci})\right]-\\-q_{\Pi i}q_{\Pi k}\Xi_\Pi(\omega_1-\omega_o-\Omega_{\Pi i})e^{j(\Delta\varphi_{\Pi ik}+\Delta\Omega_{ik}t_{3\Pi k}+\omega_1 t_{3\Pi ik})}-\\-q_{Ci}q_{Ck}\Xi_C(\omega_1-\omega_o-\Omega_{Ci})e^{j(\Delta\varphi_{Cik}+\Delta\Omega_{ik}t_{3Ck}+\omega_1 t_{3Cik})}+\\+\Xi_C(\omega_1-\omega_o-\Omega_{Ci})\Xi_\Pi(\omega_1-\omega_o-\Omega_{\Pi i})\Delta F_{ik}\end{array}\right\}\times \qquad (16)$$

$$\times\,\delta(\omega_2-\omega_1-\Delta\Omega_{\Pi ik})$$

Подставляя (15) и (16) в (6), можно определить операции, выполняемые над входными реализациями при формировании достаточной статистики, которая принимает вид

$$L_o = \frac{1}{2\pi \cdot N_o} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{3} \dot{Y}_i^*(\omega) \left| H_C(\omega, \Omega_i) \right|^2 \left\{ \begin{array}{l} D_o(\omega, \Omega_i) \dot{Y}_i(\omega) + q_{Ci} \left[1 + \sum\limits_{j=1}^{3} q_{\Pi j}^2 \Xi_{\Pi}(\omega - \omega_o - \Omega_{\Pi i}) \right] \times \\ \times \sum\limits_{k=1}^{3} q_{Ck} \dot{Y}_k(\omega + \Delta\Omega_{ik}) e^{j(\omega t_{3Cik} + \Delta\Omega_{ik} t_{3Cik} + \Delta\varphi_{Cik})} - \\ - q_{\Pi i} D_{\Pi}(\omega, \Omega_i) \times \\ \times \sum\limits_{k=1}^{3} q_{\Pi k} \dot{Y}_k(\omega + \Delta\Omega_{ik}) e^{j(\omega t_{3\Pi ik} + \Delta\Omega_{ik} t_{3\Pi k} + \Delta\varphi_{\Pi ik})} - \\ - \Xi_{\Pi}(\omega - \omega_o - \Omega_{\Pi i}) \left[1 + \sum\limits_{j=1}^{3} q_{\Pi j}^2 \Xi_{\Pi}(\omega - \omega_o - \Omega_{\Pi i}) \right] \times \\ \times \sum\limits_{k=1}^{3} \Delta F_{ik} \dot{Y}_k(\omega + \Delta\Omega_{ik}) \end{array} \right\} d\omega, \quad (17)$$

где

$$\left| H_C(\omega_1, \Omega_i) \right|^2 = \frac{\Xi_C(\omega_1 - \omega_o - \Omega_{Ci})}{G(\Omega_i) \left[1 + \sum\limits_{j=1}^{3} q_{\Pi j}^2 \Xi_{\Pi}(\omega_1 - \omega_o - \Omega_{\Pi i}) \right]},$$

$$D_o(\omega_1, \Omega_i) = \Xi_{\Pi}(\omega - \omega_o - \Omega_{\Pi i}) \left[1 + \sum_{j=1}^{3} q_{\Pi j}^2 \Xi_{\Pi}(\omega - \omega_o - \Omega_{\Pi i}) \right] \times$$

$$\times \{ \sum_{l=1}^{3} \sum_{m=l+1}^{3} \left[q_{\Pi l}^2 q_{Cm}^2 + q_{\Pi m}^2 q_{Cl}^2 - 2 q_{\Pi l} q_{Cl} q_{\Pi m} q_{Cm} \cos(\delta\varphi_{C\Pi} + \Delta\Omega_{lm} \Delta t_{C\Pi 1(3)} + \omega \delta\tau_{C\Pi}) \right]$$

$$D_{\Pi}(\omega_1, \Omega_i) = \Xi_{\Pi}(\omega - \omega_o - \Omega_{\Pi i}) \left\{ \begin{array}{l} \sum\limits_{j=1}^{3} q_{Cj}^2 + \\ + \Xi_{\Pi}(\omega - \omega_o - \Omega_{\Pi i}) \sum\limits_{l=1}^{3} \sum\limits_{m=l+1}^{3} \left[\begin{array}{l} q_{\Pi l}^2 q_{Cm}^2 + q_{\Pi m}^2 q_{Cl}^2 - 2 q_{\Pi l} q_{Cl} q_{\Pi m} q_{Cm} \times \\ \times \cos(\delta\varphi_{C\Pi} + \Delta\Omega_{lm} \Delta t_{C\Pi 1(3)} + \omega \delta\tau_{C\Pi}) \end{array} \right] \end{array} \right\}.$$

Статистика (17) допускает несколько вариантов технической реализации. Однако в любом случае до измерения суммарной мощности из реализации, принятой i-м каналом $\dot{y}_i(\omega)$, осуществляется когерентное вычитание отфильтрованных и выровненных по запаздыванию, фазе и частоте помеховых составляющих, принятых во всех каналах. Весовой множитель (частотная характеристика) в этом случае определяется спектральными параметрами помехи и пространственным положением источников полезного и мешающего колебаний. Предварительная компенсация разности хода огибающих и разностной доплеровской частоты помеховых колебаний позволяет использовать для реализации вычитания автокомпенсаторы с корреляционной обратной связью. В ряде работ высказывалось интуитивное предположение о том, что выявленные при равных значениях $\Delta\Omega_{\Pi ik} = \Delta\Omega_{Cik}$ операции обработки реализаций $\dot{y}_i(\omega)$ сохраняются и при отличии полезного и мешающего колебаний по разностной доплеровской частоте. В этом случае вычитание помехи должно осуществляться с учетом конкретного значения $\Delta\Omega_{\Pi ik}$. Тем не менее, задача строгого математического синтеза алгоритмов обработки стохастического сигнала, излучаемого движущимся источником, на фоне аналогичного ему мешающего, отличающегося $\Delta\Omega_{ik}$, остается открытой.

Список литературы: 1. *Черняк В.С.* Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. 416 с. 2. *Леонов А.И., Фомичёв К.И.* Моноимпульсная радиолокация. М.: Радио и связь, 1984. 312 с. 3. *Куликов Е.И., Трифонов А. П.* Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио, 1978. 296 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.09.2009

УДК 658.52; 681.3120

О.К. ЮДІН, д-р техн. наук, А.В. ЧУНАРЬОВА

СПЕКТРАЛЬНІ МЕТОДИ ВИЗНАЧЕННЯ ІНФОРМАТИВНИХ СКЛАДОВИХ В ПРОЦЕДУРАХ УСУНЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНОЇ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ

Вступ

В інформаційно-комунікаційних системах та мережах важливе місце посідають методи достовірного відновлення кодових конструкцій інформаційних потоків. При вирішенні даних задач повинні виконуватись кількісні обмеження на час обробки і передачу даних, забезпечення вірогідності та достовірності інформаційних обсягів тощо. Сучасні методи спрямовані на використання статистичних вирішальних правил при декодуванні даних за умов накопичення мінімально достатньої кількості інформації. Процедури прийняття рішення повинні забезпечувати задану ймовірність ідентифікації повної кодової конструкції на основі збільшення вірогідності та достовірності переданих даних. Однак збільшення ймовірності відновлення повної кодової конструкції (при скороченні часу на обробку інформаційного потоку та його декодування) можливе при організації процедури визначення та подальшому використанні найбільш інформативних параметрів переданого сигналу.

Постановка задачі

Даний підхід дає можливість не тільки відновити повну кодову послідовність при зазначених обмеженнях, а також сформувати послідовні правила для прийняття остаточного твердого рішення.

Метою даної статті є розробка нового методу визначення інформативних складових сигналу при введенні заданої функції невизначеності за умов побудови послідовного правила прийняття рішення. На основі проведених досліджень потрібно визначити можливість зупинки процесу декодування у разі відповідності отриманих результатів встановленим порогам прийняття рішення на основі накопичення найбільш інформативних складових.

На базі математичного моделювання розробленого статистичного методу в ході роботи сформуємо графічні залежності апостеріорної ймовірності правильної ідентифікації повної кодової конструкції від зростаючої міри кількості інформації при вирішенні багатоальтернативних задач. Покажемо, яку міру кількості інформації вносить кожна інформативна складова спектру. Для оцінки якості побудованої процедури прийняття рішення на базі використання інформативних частот сформуємо залежність правильної ідентифікації кодової конструкції від співвідношення сигнал/шум.

Розробка процедури прийняття рішення на базі визначених інформативних частот

В теорії ідентифікації при побудові статичних правил на базі достатньої міри кількості інформації широко використовуються методи, що вводять в процедуру формування правила функцію невизначеності $f(x)$. За умов відсутності апріорної інформації про вхідний сигнал функція невизначеності повинна узагальнити процедуру та безпосередньо саме правило при зменшенні, або повному усуненні інформаційної невизначеності [1]. Потрібно відзначити, що в теорії ідентифікації існують різні типи $f(x)$. В якості основних типів функцій невизначеності в сучасній теорії прийняття рішень виступають: квадратична $f(x)=ax^2+bx+c$ (a, b, c – постійні коефіцієнти, $x\in[0,1]$) та експоненціальна функції $f(x)=xe^{\alpha x+\beta}$ ($\alpha\le 0$), які за відповідних умов беруть участь при побудові мір невизначеності $\Psi(x)=\varphi(f(x)/x)$ та узагальнених мір кількості інформації $I_k(x)=1-\Psi(x)$ Котельникова, Шеннона, Кульбака, Байеса та Фішера. Розрахунок узагальненої міри кількості інформації зводиться до трансформації апріорного розподілення $p_k(x)$ в

апостеріорне $q_k(x)$. Процес отримання інформації $I_k(x)$, повинен вести до зменшення або повного зняття невинності $\Psi(x)$. Кількість інформації можна визначити як невизначеність, яку можна зняти при трансформації апріорного розподілення. Тоді, якщо узагальнену міру невизначеності по апріорним ймовірностям ввести таким чином, що $\Psi(p_k)=\varphi(f(p_k)/p_k)$, а по апостеріорним ймовірностям згідно виразу $\Psi(q_k)=\varphi(f(q_k)/q_k)$, то в якості міри кількості інформації використовують наступний вираз: $I_k(x)=1-\Psi(q_k)$ [1].

З наведеного видно, що задача визначення міри кількості інформації зводиться до знаходження міри невизначеності $\Psi(x)$, котра в свою чергу визначається вибором функції невизначеності $f(x)$. Функція невизначеності бере участь при побудові математичної моделі процедури прийняття рішення. Питання зводиться до визначення умов, які накладаються на неї, а саме: вона повинна монотонно збільшуватись по мірі збільшення кількості задіяних у процедурі можливих станів, а точніше – повинна збільшуватись апостеріорна ймовірність правильної ідентифікації за умов послідовного накопичення ітерацій обробки інформативних параметрів сигнальної функції.

При розробці статистичної процедури прийняття рішення в задачах відновлення кодової конструкції (кодове слово у вигляді сформованої пачки послідовності радіоімпульсів), необхідно ввести функцію невизначеності $f(x)$, котра задовольняє умовам забезпечення накопичення достатньої міри кількості інформації $I_k(x)=1-\Psi(q_k)$ при досягненні заданої ймовірності правильної ідентифікації. Дана задача є багатоальтернативною та набуває найбільший інтерес при появі в просторі слабо відмінних кодових слів. Слабо відмінними альтернативними гіпотезами є гіпотези, що мають слабо відмінні параметри кодових конструкцій, тобто відрізняються на нуль, одну, дві чи три Хемінгові відстані (співпадаючи або на 1–3 біта різниці) [2]. Під кодовими конструкціями будемо розуміти інформаційні сигнали, представлені кодовим словом, сформованим на базі методів завадостійкого канального кодування у вигляді послідовності радіо- або відеоімпульсів. Частіше всього цифрові сигнали представляються як 32-64 бітові архітектури, а кількість гіпотез при цьому зростає до $N \to 2048$. Під інформативними параметрами прийнятого сигналу будемо розуміти спектральне представлення послідовності кодових слів. Даний вид представлення параметрів сигналу є найбільш інформативним для формування порогів прийняття рішення на базі мінімально достатньої кількості інформації. Для спектрального представлення сигналів використовуємо пряме перетворення Фур'є, тобто даний сигнал буде представлятися у вигляді суми гармонічних коливань з різними частотами.

Отже, далі покажемо залежність міри кількості інформації від вибраного типу функції невизначеності. На основі проведених досліджень доведемо наступне: використання інформативних частот спектру буде достатньо для побудови послідовної процедури прийняття рішення на основі мінімально достатньої кількості інформації та розрахунку апостеріорної ймовірності правильної ідентифікації.

Наша задача стоїть в тому, щоб визначити функцію невизначеності та розрахувати на її основі узагальнену міру кількості інформації для вирішення задач ідентифікації слабо відмінної бітової архітектури. Введемо як функцію невизначеності $f(x)$ для вирішення задачі ідентифікації слабо відмінних гіпотез відповідне спектральне представлення прийнятого інформаційного сигналу $S_i(\omega_j)$. Проаналізуємо та покажемо, що використання спектрального представлення кодового слова, як функції невизначеності $f(x) \Leftrightarrow S_i(\omega_j)$, буде найкращим для побудови математичної процедури прийняття рішення за умов збільшення узагальненої міри кількості інформації. Введена функція невизначеності покликана зменшити інформаційну невизначеність та забезпечити достатню міру кількості інформації. Дана функція надалі буде використовуватися при побудові математичної процедури прийняття рішення, а саме

– розрахунку міри невизначеності, міри кількості інформації та апостеріорної ймовірності правильної ідентифікації кодової конструкції.

Запишемо функцію невизначеності як функцію відповідного амплітудно-частотного спектру пачки відео імпульсів (1):

$$f(x) \Leftrightarrow S_i(\omega_j) = A_m \tau \left| \frac{\sin\left[\left(\omega_j \pm \frac{2}{l \cdot T}\right) \cdot l \cdot \frac{T}{2}\right]}{\sin\left[\left(\omega_j \pm \frac{2}{l \cdot T}\right) \cdot \frac{T}{2}\right]} \right| \cdot \left| \frac{\sin\left[\left(\omega_j \pm \frac{2}{l \cdot T}\right) \cdot \frac{\tau}{2}\right]}{\left[\left(\omega_j \pm \frac{2}{l \cdot T}\right) \cdot \frac{\tau}{2}\right]} \right| = S(l, \omega_j) \cdot B(l, \omega_j), \qquad (1)$$

де T – період, τ – тривалість імпульсів, ω_j – основна частота дискретного спектру пачки ($j = 1...N$ – поточний номер спектральних складових), $S(l, \omega_j)$ – функція амплітудно-частотного спектру одиночного імпульсу в пачці, l – кількість імпульсів в пачці, $B(l, \omega_j)$ – функція частоти, яка не залежить від форми імпульсу та визначається лише їх числом та періодом слідування [3].

Після проведеного аналізу визначимо методи знаходження інформативних частот (складових) спектру. Для побудови послідовної процедури прийняття рішення введемо поняття ширини «частотних вікон» Δf_i в задачах ідентифікації слабо відмінних кодових слів. Під *«частотним вікном»* будемо розуміти ефективну ширину спектру сигналу за умов енергетичного або інформаційного вкладу його гармонійних складових в розрахунок апостеріорної ймовірності правильної ідентифікації.

Тоді сумарне значення вікон, які беруть участь при ідентифікації, $\Delta F = \sum_{i=0}^{n} \Delta f_i$. Проведемо графічний та аналітичний аналіз процедури формування *«частотного вікна»* та визначимо інформативні складові спектру частот для $l = 32$-бітної кодової конструкції з слабо відмінними параметрами (рис.1)

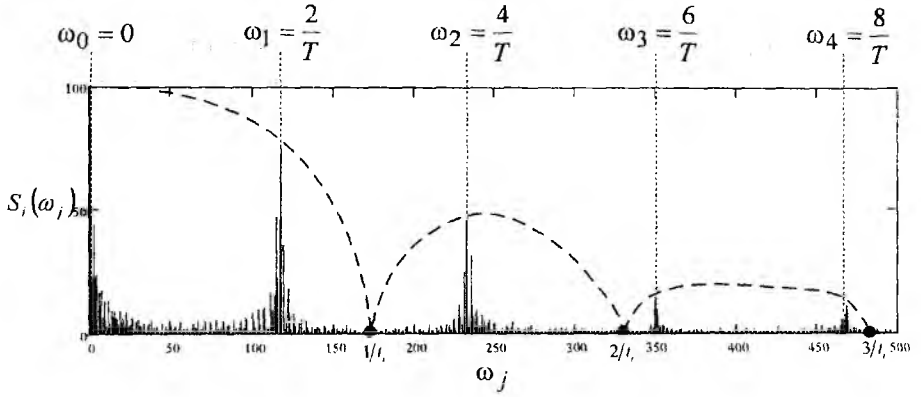


Рис. 1

На основі викладеного визначимо, що інформативними частотами є спектральні складові, що формуються біля основних частот дискретного спектру кодових конструкцій $\Delta\omega_j = \frac{j}{T}$. Дані частоти є центрами «частотних вікон» $\Delta\omega_j = \frac{j}{T}$, $j = 0,2,4...n$. Ефективну ширину «частотного вікна» запишемо як $\Delta f_i = \omega_j \pm \frac{2}{l \cdot T} = \frac{j}{T} \pm \frac{2}{l \cdot T} = \frac{j \cdot l \pm 2}{l \cdot T}$.

Надалі будемо розглядати тільки три «частотних вікна», які концентрують основну енергію сигналу. Тоді ефективна ширина «вікна», де знаходиться основна частота дискретизації $\Delta\omega_i$, може графічно бути відображена згідно з рис. 2.

Тоді, використовуючи введену функцію невизначеності (1), побудуємо узагальнену міру невизначеності, на основі якої розрахуємо мінімально достатню кількість інформації $I_k(x)$, яка використовується при формуванні статистичного правила прийняття рішення та розраховується для кожної гіпотези $\{H_k\}$:

$$I_k\left[P\left(H_k/S_i(\omega_i)\right)\right] = 1 - \Psi\left[P\left(H_k/S_i(\omega_j)\right)\right] = 1 - \varphi\left(\frac{f\left[P\left(H_k/S(l,\omega_j)\cdot B(l,\omega_j)\right)\right]}{P\left(H_k/S(l,\omega_j)\cdot B(l,\omega_j)\right)}\right). \quad (2)$$

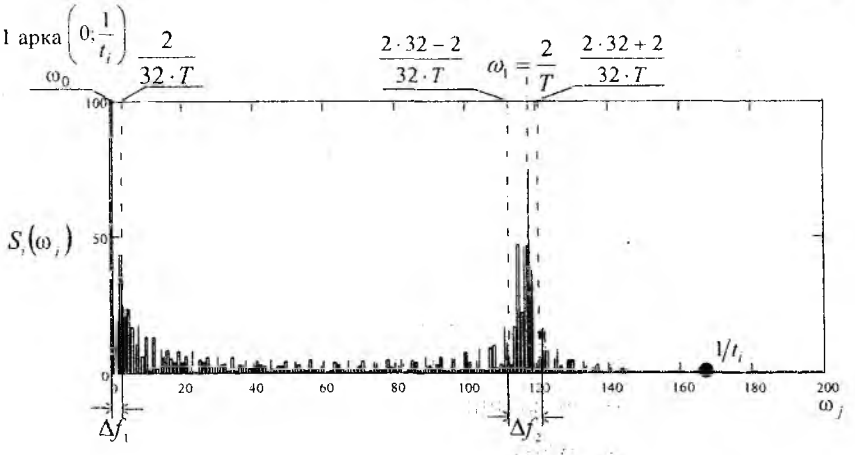


Рис. 2

Знаходження умовної щільності розподілу прийме вид

$$W\left[S_i(\omega_j)/H_k\right] = \prod_{j=1}^{N}\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_k}}e^{-\frac{\left(H_k/S(l,\omega_j)\cdot B(l,\omega_j)-m_{ij}\right)^2}{2\sigma_k^2}}. \quad (3)$$

Тоді загальний, байесовський вираз знаходження апостеріорної ймовірності правильної ідентифікації інформаційного сигналу за умови введення нової функції невизначеності прийме вид

$$P\left[H_k/S_i(\omega_j)\right] = \frac{\prod_{j=1}^{N}\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_k}}e^{-\frac{\left(S(l,\omega_j)B(l,\omega_j)-m_{ij}\right)^2}{2\sigma_k^2}}}{\sum_{i=1}^{N}\prod_{j=1}^{N}\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_i}}\cdot e^{-\frac{\left(S(l,\omega_j)B(l,\omega_j)-m_{ij}\right)^2}{2\sigma_i^2}}}. \quad (4)$$

Авторами запропоновано метод визначення інформативних частот спектру на базі введення зазначеної функції невизначеності у розрахунок міри кількості інформації, з урахуванням присутності в кодових послідовностях N «слабо відмінних» кодових слів.

На основі проведених досліджень побудуємо графік росту ймовірності правильної ідентифікації в залежності від кількості використаних інформативних спектральних складових при багатоальтернативних задачах [2] (рис. 3). Зрозуміло, що кожна спектральна складова вносить певну міру кількості інформації $I_k\left[P\left(H_k/S_i(\omega_j)\right)\right]$, таким чином відповідно збільшує апостеріорну ймовірність правильної ідентифікації $P\left(H_k/S_i(\omega_j)\right)$ кодової конструкції.

$$I_k\left\{\frac{\prod_{j=1}^{N}\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_k}}e^{\frac{\left(A_m\tau\left|\frac{\sin\left[\left(\omega_j\pm\frac{2}{l\cdot T}\right)\cdot l\cdot\frac{T}{2}\right]}{\sin\left[\left(\omega_j\pm\frac{2}{l\cdot T}\right)\cdot\frac{T}{2}\right]}\right|\left|\frac{\sin\left[\left(\omega_j\pm\frac{2}{l\cdot T}\right)\cdot\frac{\tau}{2}\right]}{\left[\left(\omega_j\pm\frac{2}{l\cdot T}\right)\cdot\frac{\tau}{2}\right]}\right|-m_{ij}\right)^2}{2\sigma_k^2}}}{\sum_{i=1}^{N}\prod_{j=1}^{N}\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_i}}e^{\frac{\left(A_m\tau\left|\frac{\sin\left[\left(\omega_j\pm\frac{2}{l\cdot T}\right)\cdot l\cdot\frac{T}{2}\right]}{\sin\left[\left(\omega_j\pm\frac{2}{l\cdot T}\right)\cdot\frac{T}{2}\right]}\right|\left|\frac{\sin\left[\left(\omega_j\pm\frac{2}{l\cdot T}\right)\cdot\frac{\tau}{2}\right]}{\left[\left(\omega_j\pm\frac{2}{l\cdot T}\right)\cdot\frac{\tau}{2}\right]}\right|-m_{ij}\right)^2}{2\sigma_i^2}}}\right\} > V_{min}. \qquad (5)$$

З отриманих результатів можна констатувати, що використання 20 гармонічних складових вносять таку саму міру кількості інформації, як і використання всієї вибірки з 2049 гармонічних складових. Апостеріорна ймовірність правильної ідентифікації при використанні всієї вибірки приймає значення $P^{(2049)}\left(H_k/S_i\left(\omega_j\right)\right)=0.39$, а при використанні інформативних складових трьох спектральних «вікон»: $P^{(20)}\left(H_k/S_i\left(\omega_j\right)\right)=0.37$.

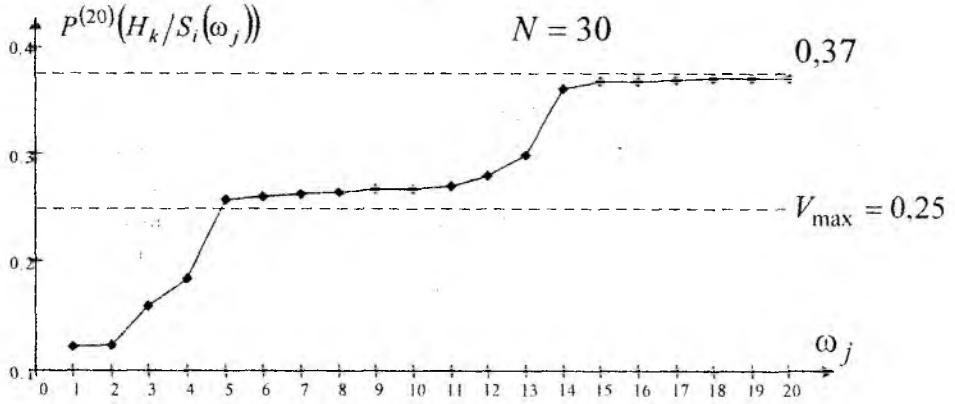


Рис. 3

Невелика, але достатня ймовірність порогів правильної ідентифікації відповідає встановленим умовам відновлення слабо відмінних кодових слів. При вирішенні стандартної задачі декодування інформаційного потоку даних, пороги будуть приймати стандартні значення на рівні рішень Котельникова, Шеннона, Кульбака, Байеса та Фішера [2]. На основі отриманих виразів (3)–(5) побудуємо графічну залежність ймовірності правильної ідентифікації від зростаючої міри кількості інформації при використання 20 гармонічних складових (рис. 4).

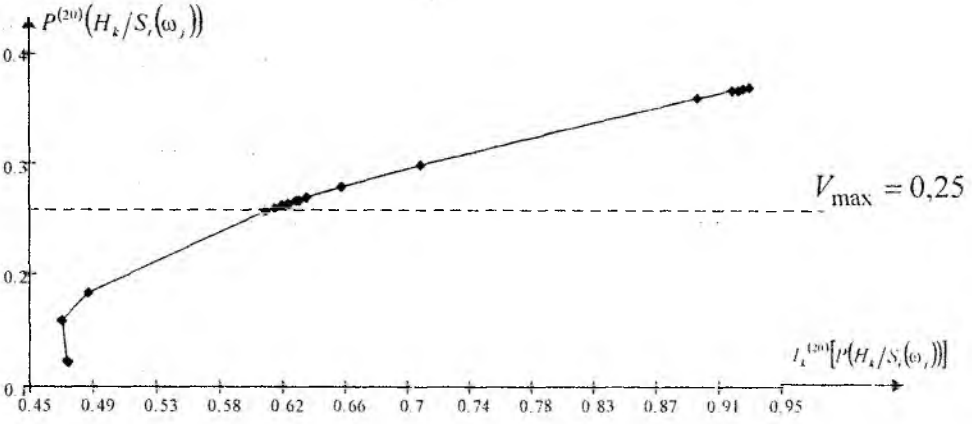


Рис. 4

Для оцінки якості нововведеного методу побудуємо графіки ймовірності правильної ідентифікації від співвідношення сигнал/шум $b = \sigma_s / \sigma_n$. Порівняємо ймовірності правильної ідентифікації при використанні в процедурі всіх складових спектру та трьох частотних «вікон» з 20 інформативними частотами. Графіки побудовані за умов ідентифікації *30 гіпотез* (кодових слів) при використанні 20 найбільш інформативних складових частотного спектру (рис. 5).

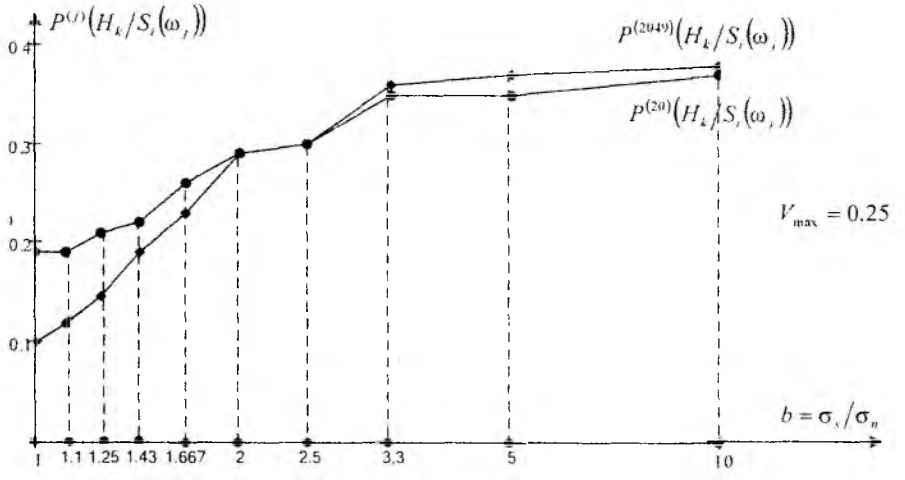


Рис. 5

Ґрунтуючись на проведених дослідженнях, можна зробити висновок: трьох «частотних вікон» достатньо для побудови ефективної процедури прийняття рішення на базі накопичення достатньої кількості інформації. На основі цього визначимо можливість зупинки послідовної процедури декодування на основі забезпечення достатньої кількості інформації. Тобто, відбувається підвищення швидкості ідентифікації повної кодової конструкції при заданій достовірності. В результаті використання визначеного методу зменшується час на аналіз і обробку всього спектру, підвищується ефективність та результативність розробленої послідовної процедури прийняття рішення за рахунок використання тільки інформативних складових частотного спектру.

Висновки

Розроблено новий метод визначення інформативних складових сигналу при введенні заданої функції невизначеності за умов побудови послідовного правила прийняття рішення.

На основі проведених досліджень визначено можливість зупинки процесу декодування у разі відповідності отриманих результатів встановленим порогам прийняття рішення на основі використання найбільш інформативних складових спектру кодової конструкції.

На базі математичного моделювання розробленого статистичного методу побудовані графічні залежності апостеріорної ймовірності правильної ідентифікації повної кодової конструкції від зростаючої міри кількості інформації. Визначено оцінку ефективності викладеної процедури прийняття рішення на базі використання інформативних частот в залежності від співвідношення сигнал/шум.

Список літератури: 1. *Косенко Г.Г.* Критерии информативности при различении сигналов. М.: Радио и связь, 1982. 216 с. 2. *Юдін О.К., Чунарьова А.В.* Математичні аспекти використання багато альтернативних правил в задачах канального кодування інформаційних потоків // Проблеми інформатизації та управління: Зб. наук. праць. Вип. 1. К.: НАУ, 2009. С.2-77. 3. *Карташов Р.П.* Спектральный метод описания сигналов и их прохождение через линейные цепи. Киев, 1976.

Національний авіаційний університет, Київ

Надійшла до редколегії 15.09.2009

УДК 621.391.677

Н.Д. ПЛОТНИКОВ, канд. техн. наук, Б.С.ТУР

ОСОБЕННОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СЕРВИСОВ GSM В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ И УПРАВЛЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЕЙ «УМНЫЙ ДОМ» С ПОМОЩЬЮ GSM-СЕТИ

Современные распределенные технологические системы все более широко используют GSM-сети для передачи данных, что находит поддержку у GSM-операторов, во многом исчерпавших возможность увеличения абонентской базы голосовых услуг. Использование GSM-модемов в технологических ситемах существенно отличается от их применения для выхода в Интернет с персонального компьютера.

В быту мы часто сталкиваемся с территориально распределенными технологическими системами, к которым можно отнести: автоматизированные системы контроля и учета энергоресурсов, осуществляющие коммерческий и технический учет электроэнергии, газа, воды, пара и тепла; системы безналичных расчетов и приема платежей, торговые автоматы; охранно-пожарные сигнализации, системы мониторинга транспортных средств, обеспечивающие контроль местоположения транспорта, его загрузку, охрану, учет расхода топлива и т.п.

Среда передачи в различных системах может варьироваться от ручного считывания до использования оптоволоконных и спутниковых каналов связи. Критериями выбора являются: стоимость начальных вложений и эксплуатации, надежность и безопасность, пропускная способность и допустимое время задержки передачи данных, обеспечение оперативного доступа к удаленному терминалу (Remote Terminal Unit-RTU), возможность быстрого развертывания, совместимость с серийно выпускаемыми терминалами RTU и программным обеспечением диспетчерских пунктов (Master Terminal Unit – MTU), наличие встроенных возможностей для подключения датчиков охранно-пожарной сигнализации и т.п.

В современных системах в качестве среды передачи широко используются GSM-сети, характеризующиеся развитой во всех регионах инфраструктурой, высокой надежностью, невысокими стоимостными характеристиками, наличием связи между стационарными и движущимися объектами [1]. GSM-сети 2G и 2,5G предоставляют для подобных применений несколько видов сервиса (GPRS/EDGE, CSD/HSCSD и SMS), их характеристики приведены в таблице.

В будущем удаленный контроль посредством GSM-сети за распределенными технологическими системами не будет единственным применением ранее развитой инфраструктуры GSM. Можно применить GSM-сеть для дистанционного управления «Умным Домом»(Smart Home) [2, 3].Интеллектуальный или "умный" дом – это то, что обеспечивает комфорт в домашней среде. Целый ряд решений для домашней автоматизации нашли отражение в разработках ряда зарубежных и отечественных компаний[2, 3].

Под домашней автоматизацией понимают всю систему интеграции и управления электронными изделиями и системами в доме, включая: энергоснабжение, климат-контроль, отопление, вентиляцию, освещение, системы безопасности, слаботочные линии, спутниковое и эфирное телевидение и различные виды домашних развлечений, в том числе и домашний кинотеатр.

Главной частью системы является центральный процессор, который получает сигналы от различных устройств или специальных датчиков, реагирующих на какие-то события, например восход солнца или наступление вечернего времени. Центральный процессор может напрямую управляться из любого помещения дома. Для удобства и информативности пользования могут быть установлены специальные панели управления, такие как настенные клавиатуры, сенсорные экраны, аварийные кнопки, ручные пульты. Различные устройства управления передают сигналы при помощи кабельных сетей, по радио частоте или в инфракрасном диапазоне командам.

	SMS	CSD/HSCSD	GPRS/EDGE
Описание	Сервис передачи текстовых сообщений (до 180 символов) По управляющему каналу	Сервис с коммутацией каналов, скорость до 9,6/14,4 *кбит/с*. Данные передаются в канале, выделенном при установлении соединения.	Сервис с пакетной передачей данных, скорость до 171/473 *кбит/с*, постоянное соединение с сетью (не надо дозваниваться до абонента)
Применение	Охранно-пожарные и простые информационные системы.	Системы, использующие периодический опрос RTU и не требующие постоянного подключения RTU к MTU. Системы критичны ко времени доставки данных.	Большие системы мониторинга и управления, в которых все RTU подключены к MTU и доступны для взаимодействия. Системы с жесткими требованиями к минимизации стоимости доставки данных без постоянного подключения RTU к MTU.
Недостатки	Только текстовые данные ограниченного объема. Относительно высокая стоимость. нет гарантированной доставки данных.	Повременная оплата. Сложность использования в системах с большим количеством объектов, требующих постоянного опроса или быстрой реакции на события. Невозможность одновременного соединения MTU с несколькими RTU. Инициатор обмена, как правило MTU.	Существенное время доставки данных и его нестабильность (от единиц до десятков секунд), временные разрывы пакетов данных. Необходимость специальных знаний по настройке оборудования для обеспечения устойчивой автономной работы системы.
Преимущества	Простота применения	Время установления соединения протоколаV.110 менее 0,5 *с*. Схема применения хорошо отработана на проводной коммутируемой сети.	Тарификация объема передаваемых данных. выход в Интернет с поддержкой TCP/IP и UDP. Возможность использования выделенного APN-сервера и VPN-туннеля до локальной корпоративной сети. Поддерживаются схемы одновременного и постоянного подключения большого количества RTU к MTU. Инициатором установления соединения и обмена данными может быть как MTU, так и RTU.

Достоинства домашней автоматизации:

1) наличие единого пульта для всего (этим пультом может быть мобильный телефон стандарта GSM). На этом пульте все, что необходимо для управления освещением по всему дому, климат-контролем, системой охраны и т.д;

2) разные подсистемы начинают работать согласованно. Например, при отключении централизованного электроснабжения дом автоматически переходит на аварийное электропитание, включая внутренний дизель-генератор для электросети;

3) инженерное оборудование дома начинает работать самостоятельно. Радиаторы, теплые полы, кондиционеры сами устанавливаются на необходимую ранее запрограммированную мощность для поддержания оптимальной температуры в различных видах помещений.

Электронные устройства, управляемые автоматикой, обеспечат комфортное пребывание в доме каждого члена семьи в соответствии с его индивидуальными пожеланиями.

В соответствии с перечисленным можно определить основной состав системы интеграции и управления:

1) управление освещением;

2) экономия энергии;

3) улучшение интерьера;
4) системы видеонаблюдения.

Удобство – это одно из ключевых преимуществ. Автоматическая система управления берет под контроль каждый источник света в жилых и подсобных помещениях. Вместе с локальным и ручным управлением (при помощи установленного на стене выключателя) появляется возможность включать/выключать, регулировать яркость, изменять световые сцены в различных помещениях, особенно это актуально для домашнего кинозала и гостиной.

Практически из любого места (в том числе и находясь далеко от дома) можно управлять освещением в квартире, во дворе коттеджа, на спортплощадке, в гараже. При помощи мобильного телефона можно заранее при подъезде к дому отключить охранную сигнализацию и включить наружное освещение. Если никого нет дома, система может имитировать присутствие хозяев. Программа вечером периодически включает свет в разных помещениях дома, меняет яркость освещения. С наступлением ночи (причем в разные дни в различное время) выключает свет по всему дому, оставляя дежурное освещение, а утром, пока темно, снова его включает. Помимо дистанционного управления можно запрограммировать световую автоматику в зависимости от присутствия в помещении человека, времени суток, погодных условий и освещенности.

Экономия энергии:

Если осветительные приборы включаются и выключаются автоматически, это, несомненно, экономит электроэнергию, а значит, и деньги. Домашнее освещение и электроприборы вместе дают почти четверть потребляемой электроэнергии. Есть несколько элементов управления светом, экономящих потребление электроэнергии: датчик объема – популярное устройство для подсобных помещений, гаражей, коридоров и лестниц в доме; фотоэлемент – устройство, отключающее внутреннее и внешнее освещение, если достаточно солнечного света; встроенный таймер системы управления светом – включает и выключает любое количество электроприборов в зависимости от времени дня или когда члены вашей семьи обычно уходят на работу или в школу.

Улучшение интерьера:

Система управления светом может улучшить внешний вид дома благодаря значительному снижению изобилия переключателей и кнопок на стенах дома. Система управления светом сводит все световые переключатели в несколько элегантных клавишных панелей, причем можно подобрать внешний вид панелей в зависимости от интерьера помещения.

Системы видеонаблюдения:

Комплексные системы охранного видеонаблюдения состоят из набора централизованно управляемых компонентов, которые могут быть гибко адаптированы к потребностям различных объектов. Оригинальные разработки современных изделий в области видеодетекции движения, передачи видео на большие расстояния, цифровой записи обеспечивают решение специальных задач и интеграцию охранного видеонаблюдения с комплексом систем безопасности здания, квартиры или отдельного помещения. Все компоненты комплекса могут функционировать самостоятельно или работать под управлением сетевых компьютерных станций.

Далее указаны различия в использовании сервисов в частном и квартирном секторах.

В частном секторе:

В частном либо загородном доме устанавливаются видеодомофон, а также частичный контроль территории внутри и снаружи забора при помощи специальных камер видеонаблюдения открытого или скрытого типа. Если есть необходимость контроля всей прилегающей территории, включая внутренний двор здания, автостоянку, гараж и площади вокруг загородного дома, необходимо устанавливать множество камер, иногда различного типа, а также многозонные цифровые видеорегистраторы с возможностью записи и просмотра информа-

ции на специальных мониторах в помещении охраны или в доме на обычном современном телевизоре.

В квартирном секторе:

Устанавливается видеодомофон или камера видеонаблюдения на лестничной площадке, имеется возможность не только наблюдать за происходящим снаружи, не подходя и не открывая внешнюю дверь, но и вести диалог. Возможна также запись на цифровой видеорегистратор всех посетителей. Просмотр записи можно проводить не только на специальных мониторах, но и на любом современном телевизоре.

Выводы

Повсеместное внедрение концепции цифрового дома будет неоценимым шагом на пути совместного использования технологий. Удобство управления почти всеми процессами в доме можно почувствовать, используя мобильный телефон стандарта GSM, который включает в себя некоторые дополнительные функции (GPRS/EDGE, CSD/HSCSD).

Список литературы: 1. *Дьяконов В.М.* Перспективы использования GSM для управления распределенными технологическими системами // Вестник связи. 2009. № 10. 2. *"Smart Home Extensions"*/ by *Carles Broto* Links International, 240 p. 3. *"Inside the Smart Home"*/ Richard Harper Published by Springer-Verlag UK, July 2003. Paperback, 255 p.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 04.10.2009

УДК.621.396.677

С.А. САБУРОВА, М.С. ЛУЧКА

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЙ ДОМ В ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОМ ГОРОДЕ

Введение

Интернет (web-сервисы, е-торговля, е-медицина, е-обучение, е-управление) – основная движущая сила информатизации е-общества вообще и обустройства города, особенно мегаполиса, и жилища как среды обитания людей в частности. Таким образом, в е-обществе человек готов потратить на сеть существенно больше времени, чем в индустриальном.

Поэтому любой стране необходима программа развития широкополосных сетей связи в качестве транспортной среды на уровне развитой телекоммуникационной инфраструктуры: городской, национальной и глобальной сетей связи общего пользования.

SmartHouse – это основной термин, которым обозначают европейскую концепцию «умного дома» (синонимы: интеллектуальный дом, цифровой дом и т.п). Термин введен нормирующим документом по благоустройству жилых домов под названием «SmartHouse.

Основные методы развития концепции «умного дома» в «умном городе»

На рис. I показан пример домовой сети на базе сети с технологией Ethernet (или ее беспроводного аналога W-LAN). Вверху расположены скоростные информационные устройства; телевизор (подключаемый через блок STP), компьютер и мобильные терминалы (показаны два способа подключения: через модуль Bluetooth и через базовую станцию).

Снизу указаны бытовые приборы, требующие низкоскоростных каналов, подключаемые к сети через IP-модули, а далее по-разному: стиральной машиной удобнее управлять по электрическим проводам (powerline), отопление и освещение может контролироваться по витой паре TP или по радио. Третий элемент в нижней части – это датчики задымления и счетчики воды, их тоже можно контролировать по-разному.

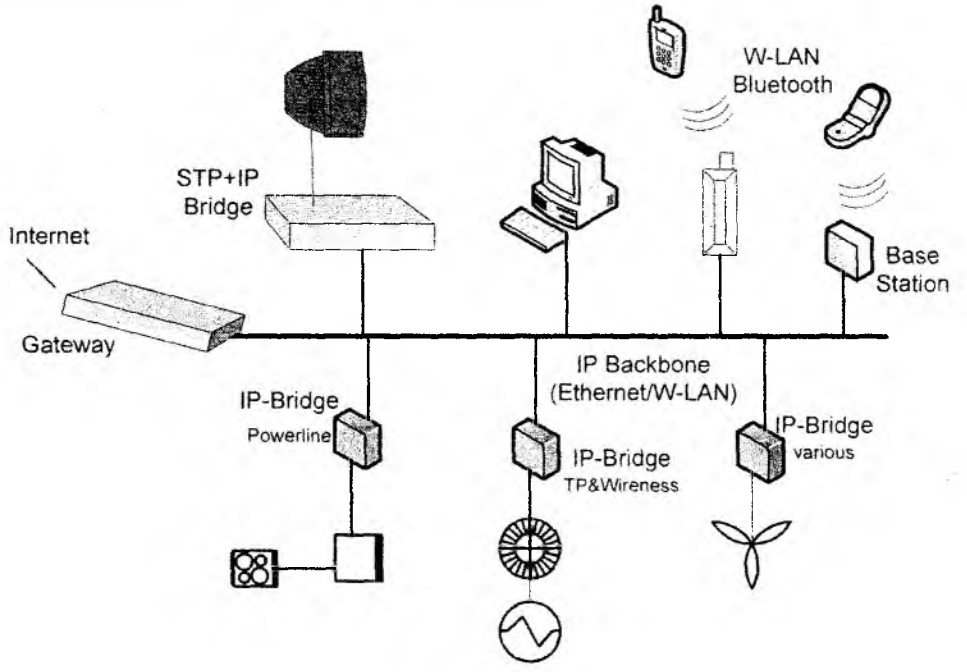


Рис. 1

Исследуем более подробно концепцию SmartHouse и ее архитектуру. Рассмотрим подходы к построению домового шлюза (Residential Gateway), что является сегодня проблемой для мировых производителей компьютеров и средств связи.

Европейская концепция SmartHouse

В Европейском стандарте «SmartHouse» прежде всего отражены потребности пользователей (consumers), домовые устройства и интерфейсы к ним (рис. 2).

Основу архитектуры «умного дома» составляют:

- домовые шлюзы – к ним подключаются домовые сети;
- сети операторов и сервис-провайдеров.

Выделены вопросы по безопасности дома и разработки монтажной документации.

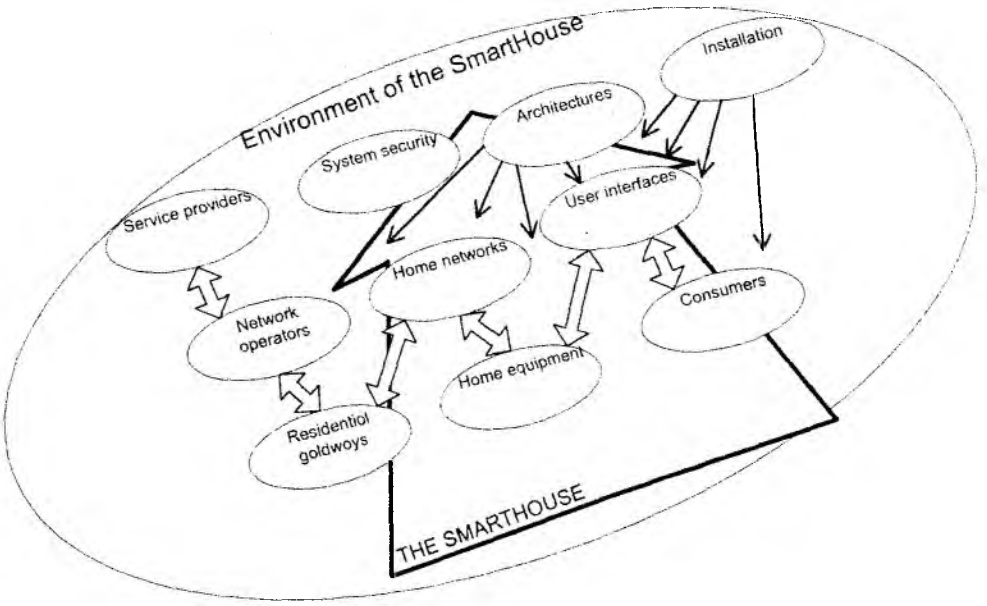


Рис. 2

Сервисы пользователей «умного дома» разделены на две группы: сервисы существующие и потенциально новые.

Существующие сервисы, в свою очередь, разбиты на восемь групп:

- распределение контента (видео по требованию, видеотрансляция, музыка);
- услуги связи (телефон, факс, электронная почта и т. д.);
- развлечения (игры в режиме онлайн);
- услуги Интернета (web-сервисы, е-торговля, е-медицина, е-обучение, е-управление);
- коммунальные услуги: распределение электричества, воды, газа, работа лифта и т. д.;
- охранные системы: автоматизация дома, медицинская помощь и служба спасения, удаленное наблюдение за домом, гаражом и т. п.;
- аварийная сигнализация по техническому обслуживанию устройств;
- пожарная сигнализация (физическая сохранность дома).

Вторую группу составляют потенциально новые сервисы, внедрению которых будут способствовать рекомендации по «умному дому»:

- удаленный надзор за оборудованием квартиры;
- автоматический контроль ее оборудования;
- управление потреблением энергии и других ресурсов;
- удаленная диагностика устройств квартиры через ее вычислительную сеть;
- телемедицина и наблюдение за лицами со специальными потребностями;
- менеджмент доступности сервис-провайдеров к потребителям, и наоборот.

Упрощенная архитектура SmartHouse представлена на рис. 3. Внутри дома выделены три подсети:

• инфокоммуникационная (ICT —Information/Communications);
• развлекательная (Entertainment/ Multimedia);
• автоматизация дома (Home Automation).

Эти подсети пользуются общей инфраструктурой передачи информации, которая может быть кабельной, по электрическим проводам или по радио.

Через сеть доступа (Access Networks) домовой шлюз (Residential Gateway) общается с другими домами, сетями операторов и сервис-провайдерами.

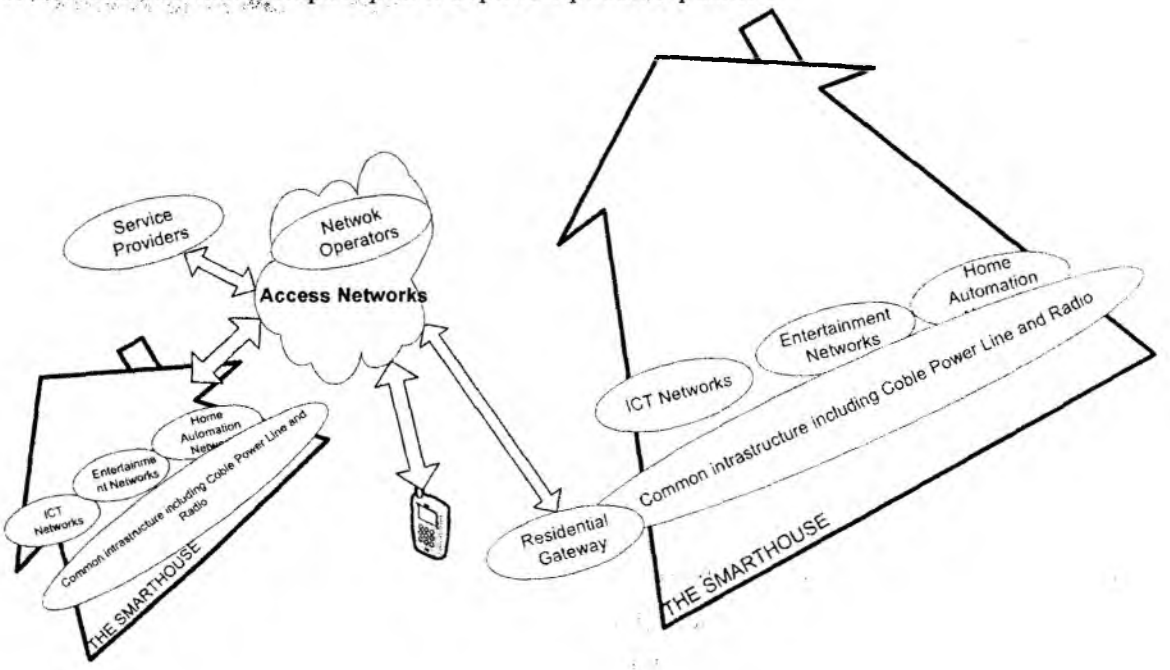


Рис. 3

Более подробная архитектура «умного дома» представлена на рис. 4. Домовой сетью (Home Network) управляет домовой шлюз (Residential Gateway), ему доступны внешние сети, включая сателлитную сеть. Домовой шлюз отвечает за доведение сервисов до пользователя, а внешней средой управляет узел управления (Facilities Management).

Слева на рисунке перечислены сервис-провайдеры, которые борются за клиента (сверху вниз):

• коммунальные услуги (utilities);
• телекоммуникационные услуги;
• правительственные;
• общественные, корпоративные (например, работа на дому);
• развлекательные, вещание.

Кроме того, следует обратить внимание на важную роль агрегаторов сервисов и приложений и на контент-провайдеров, которые взаимодействуют, с одной стороны, с перечисленными выше сервис-провайдерами, а с другой – работают с клиентами (жильцами дома).

Важно также указать на развитие множества технологий связи для доступа к домовому шлюзу. Это телефонные провода (технология xDSL), коаксиальный и оптический кабели, беспроводный доступ. Одним словом, концепция «умного дома» – это новое направление развития телекоммуникаций и индустрии сервис-провайдеров.

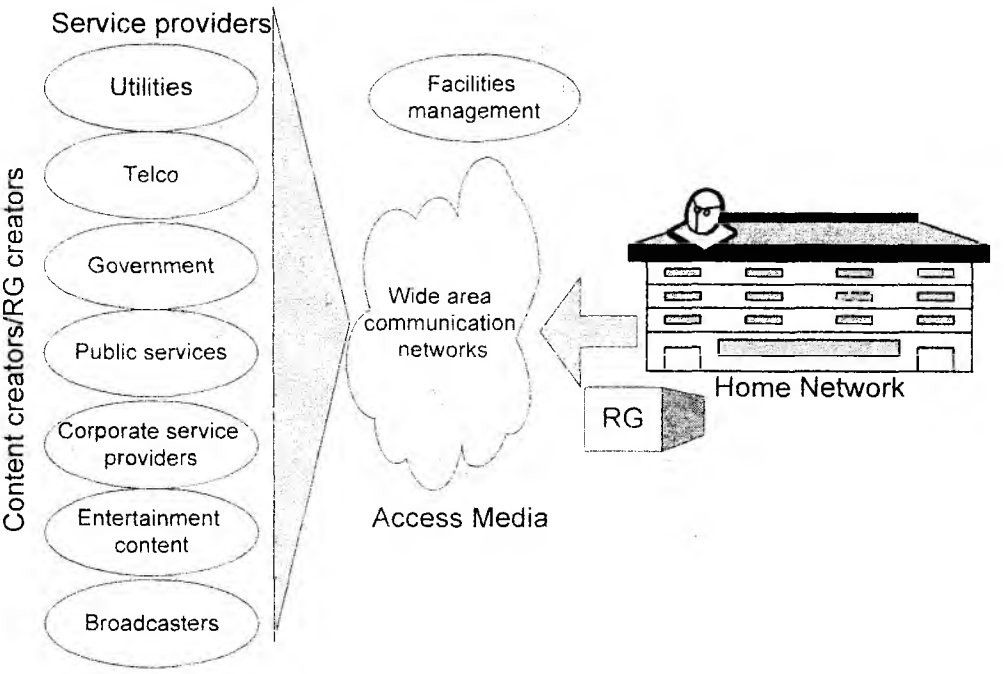


Рис. 4

Домовой шлюз – ключевой элемент «умного дома»

Разработка домового шлюза (Residential Gateway) сегодня являет собой поле острой борьбы мировых производителей компьютеров и средств связи. Стандартизацией домового шлюза занимаются многие. И, похоже, организации, объединившиеся вокруг Microsoft, возьмут вверх. Конкуренцию же им составляют компании, ориентированные на использование открытого кода (Open Source).

Международная организация по домовым шлюзам HGI. Развитие широкополосных услуг triple-play (телефон, ТВ и Интернет) и множественная услуга (multiple-play) потребовало разработки новых требований к домовым шлюзам – прежде всего, единых требований по управлению домовыми шлюзами и единого понимания качества домовых услуг.

Разработка таких требований велась продолжительное время несколькими разрозненными группами, но оказалась малоэффективной. Поэтому для разработки единых требований домового шлюза еще в 2004 г. девять телефонных операторов (позднее к ним присоединился Microsoft) основали новую организацию – Home Gateway Initiative (HGI). Целью было вовлечение производителей оборудования, микросхем, программного обеспечения, систем передачи и других участников рынка широкополосных услуг в процесс стандартизации устройств автоматизации дома.

В настоящее время в HGI более 60 членов, в том числе такие известные в мире компании, как Alcatel-Lucent, Belgacom, British Telecom, DT, Ericsson, FT, Huawei, Intel, LG-Nortel, Philips, Portugal Telecom, Siemens, Swisscom, Telecom Italia. Telefonica, Telekom Slovenije, Telenor, TeliaSonera, Telstra. В качестве стержня автоматизации дома выбран новейший подход к построению мобильных сетей третьего поколения, а именно на платформе IMS (IP Multimedia Subsystem).

На рис. 5 приведена базовая архитектура HGI.

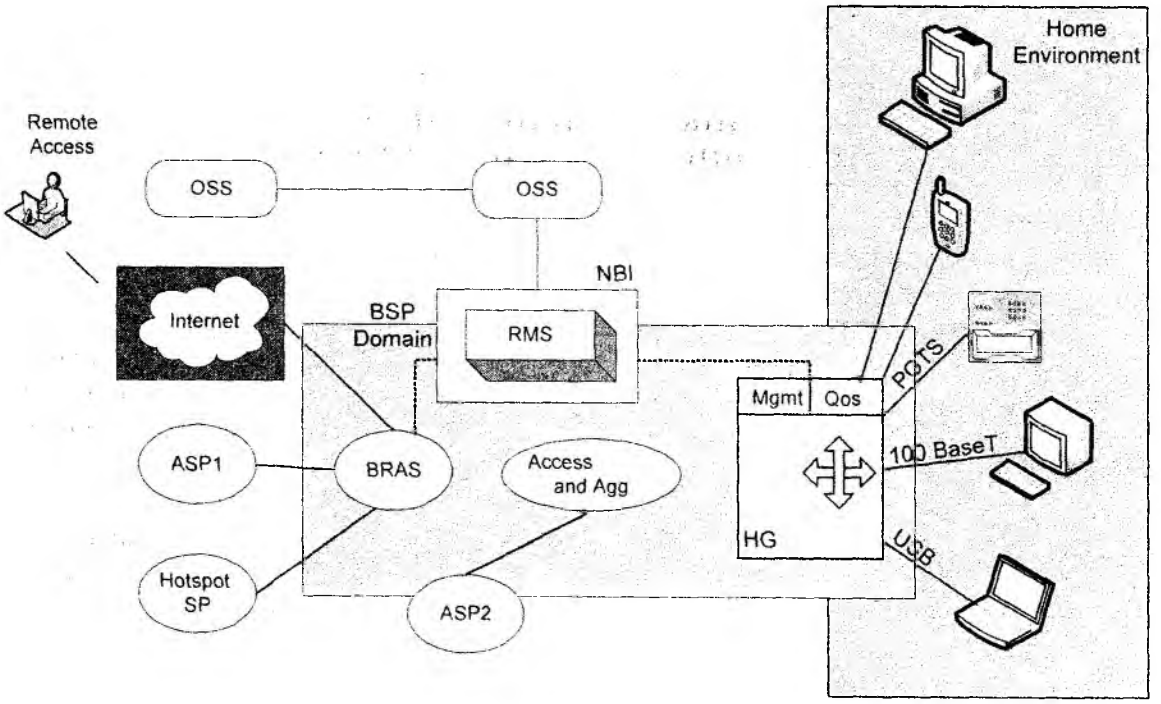


Рис. 5

Выводы

Мечта многих ученых – создание жилищ, в которых все бытовые приборы будут подключены к Интернету. Сегодня это еще слишком дорого, но красиво, и именно в этом направлении продвигаются мировые производители оборудования, этой тенденции следуют проектные организации, к этому стремятся те, кто хочет жить и работать в интеллектуальном городе и доме.

Домовой шлюз и устройства по учету энергоресурсов сравнительно простые, массовые изделия. Поэтому их производство в Украине позволит не только экономить энергоресурсы, но и будет способствовать дальнейшему распространению Интернета и информатизации е-общества в целом.

Внедрение технологий «умного дома» и в перспективе «умного города», а также системы управления городским коммунальным хозяйством потребует подготовки новых специалистов. На кафедре телекоммуникационных систем Харьковского национального университета радиоэлектроники при поддержке Харьковского горсовета необходимо создать лабораторный комплекс Smart City (с учебными классами по стандартам KNX/EIB и BACnet, классы по LON и M-bus), ввести новые учебные курсы по технологиям «умного дома».

Список литературы: 1. *Home Gateway* Technical Requirements: Residential Profile Version, 1.0 29/04/2008 http://www.homegatewayinitiative.org/publis/HGI_2. *V1.01_Residential.pdf.* http://www.osgi. org/About/Whatls OSGi. 3. *ISO 9004-2.* Quality management and quality system elements. Part 2: Guidelines for services, 1996. 4. *Куликова Т.А., Федорова Н.В., Блинова Р.Д.* Нормативная база качества услуг связи // Век качества. 2006. № 1. 2001. С. 40-42. 5.*Рабовский СВ, Федорова Н.В.* На пути к конкурентному рынку // Век качества. 2007. №3. С. 44-47.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.10.2009

УДК 621.39

В.С. КРИКУН, М.Ю. ОЩЕПКОВ

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА СУЩЕСТВУЮЩИХ ПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ СВЯЗИ

Постановка задачи

Проблема повышения эффективности использования существующих и вновь создаваемых линий связи актуальна для современных предприятий связи и операторов услуг. При этом необходимо иметь методический и математический аппарат для решения следующих задач: оценка качества (пригодности) абонентских линий для внедрения Triple Play Service; оценка влияния увеличения количества действующих систем xDSL на скоростной потенциал линии связи; оптимизация сценариев внедрения Triple Play Service на базе различных технологий (ADSL2, VDSL2, FTTx и др).

Реализация новых телекоммуникационных услуг имеет ряд особенностей, среди которых выделим следующие. Современные сети доступа – это совокупность аппаратных и программных средств, проводных, беспроводных и оптоволоконных каналов связи. При неоспоримых достоинствах беспроводных и оптоволоконных каналов кабели с металлическими жилами еще долго будут оставаться основной средой доставки данных до конечного пользователя на окраинах городов и за их границами.

Создание новых линий связи, как правило оптоволоконных, требует значительных финансовых затрат, и не всегда предполагается быстрый возврат вложенных средств за счет предоставляемых телекоммуникационных услуг. Однако в настоящее время этот путь совершенствования линий связи допустим при очень коротких сроках окупаемости за счет предоставления услуг и сервисов. Потребителями могут служить жители вновь создаваемых элитных жилых домов, котеджных городков и бизнес-центров.

Поэтому актуальной является задача анализа качества (пригодность) существующих проводных (медных) линий связи и выявление тех, которые могут использоваться на отдельных участках для предоставления современных коммуникационных услуг.

Необходимо также отметить проблему организации Triple Play Service по существующим сетям доступа с технологией ADSL2+. Это прежде всего связано с необходимостью увеличить скорость для передачи видеопотоков. При оценке требуемого скоростного потенциала xDSL соединения нужно учитывать параметры режима передачи видео, такие как тип кодирования, разрешение, частота кадров и т.д.

Типичная схема организации услуг с передачей видеопотоков представлена на рис. 1. Определим типичные параметры требуемого скоростного потенциала абонентских линий (АЛ) при передаче видео и аудио информации, для основных режимов. Для режима SD (Standard Definition TV) скоростные характеристики представлены при передаче изображения и звука представлены в табл. 1 и 2.

Таблица 1

Стандарт кодирования видео	Мининимальная скорость передачи, *Мбит/с* (CBR)	
	Видео	Видео по запросу
MPEG-2	2.5	3.18
MPEG-4 AVC	1.75	2.1
SMPTE VC-1	1.75	2.1

Таблица 2

Стандарт кодирования	Число каналов	Мининимальная скорость передачи, *Кбит/с*
MPEG уровень II	Моно или стерео	128
Dolby Digital (AC-3)	5.1 Левая стерео пара Правая стерео пара	384 128
AAC	Стерео	96
MP3 (MPEG-1, уровень 3)	Стерео	128

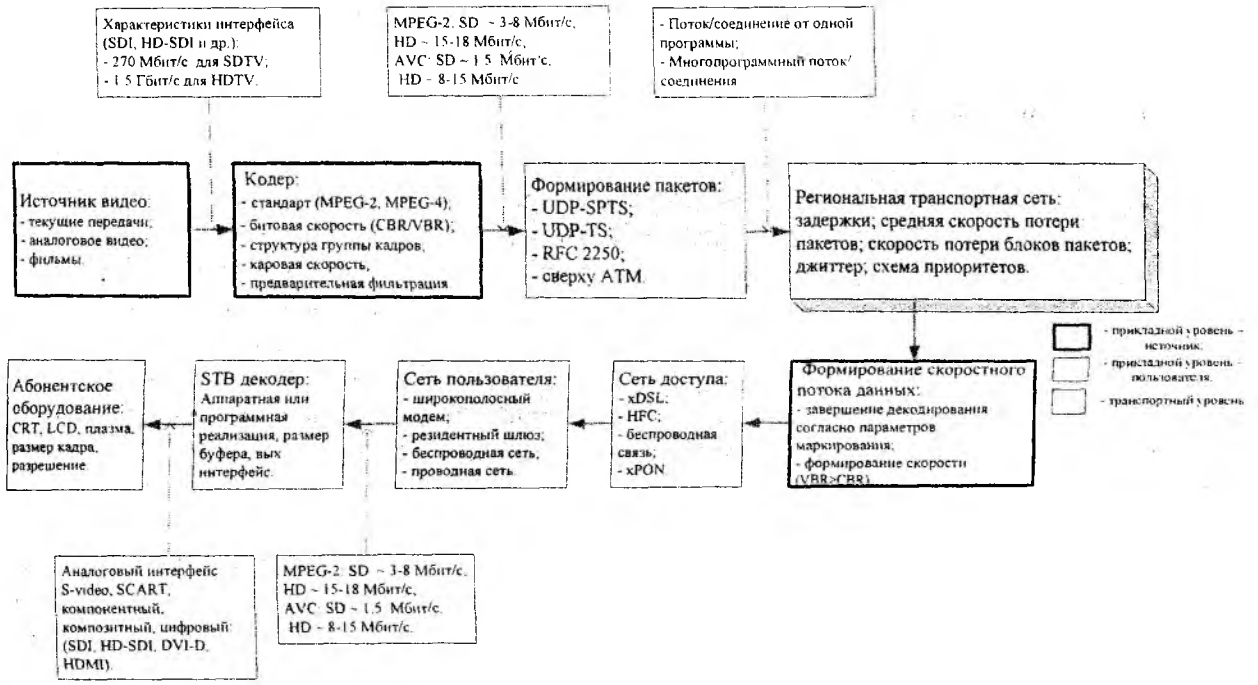


Рис. 1

Характеристики передачи видео и аудио сигналов по формату HDTV (High Definition TV) представлены в тал. 3 и 4.

Таблица 3

Стандарт кодирования видео	Мининимальная скорость передачи, *Мбит/с* (CBR)
MPEG-2	15
MPEG-4 AVC	10
SMPTE VC-1	10

Таблица 4

Стандарт кодирования аудио	Число каналов	Мининимальная скорость передачи, *Кбит/с.*
MPEG уровень II	Моно или стерео	128
Dolby Digital (AC-3)	5.1	384
	Левая/правая стерео пары	128
AAC	Стерео	96
MP3 (MPEG-1, уровень 3)	Стерео	128

Решать задачу оценки качества АЛ можно аналитическими методами, например, с помощью пакета xdslsimu [1], работающего в среде системы компьютерной математики MATLAB или методом имитационного моделирования с использованием программно-аппаратных комплексов. Пакет xdslsimu имеет средства оценки качества линий связи с заданными техническими характеристиками.

К сожалению, используемые в xdslsimu технические характеристики не соответствуют характеристикам применяемых в СНГ кабельных линий. Кроме этого, существующие проводные линии связи под воздействием окружающей среды и времени эксплуатации изменяют свои характеристики. Особое место в изменении характеристик занимают ремонтно-восстановительные работы кабельных систем, после «вандального воздействия хищников» цветных металлов.

В связи с этим в статье рассматривается актуальная задача разработки и тестирования методики оценки качества существующих проводных (медных) линий.

Содержание методики

Использованию существующих абонентских линий способствует наличие огромного числа таких кабелей в существующих телефонных сетях и прогресс способов и средств высокоскоростной передачи данных. Совокупность пары с металлическими жилами в многопарном кабеле и оконечного цифрового оборудования называют цифровой абонентской линией (xDSL – Digital Subscriber Line: букву "x" добавляют для того, чтобы подчеркнуть множественность технологий построения цифровых абонентских линий).

Эффективная ширина полосы частот, используемой для создания цифровой линии, зависит от топологии участка абонентской сети и качества его элементов. Допустимые топологии линий связи (наличие определенного числа неоднородных участков, тип используемого кабеля на каждом из участков и длины этих участков) регламентируются соответствующими стандартами [2 – 4].

Для того чтобы определить «пригодность» конкретной пары для организации цифровой линии, нужно знать: топологию этой линии; определение общей длины линии; наличие неоднородных вставок; «замокание» кабеля, «разбитость» пары и наличие отводов; пропускную способность рассматриваемой пары и т.д.

Для решения задачи оценки «пригодности» конкретной пары для организации цифровой линии могут использоваться: аналитические методы; математическое моделирование; экспериментальные исследования; комбинированный метод, включающий указанные методы в определенном соответствии.

Обобщив результаты исследований, можно получить методику решения рассматриваемой задачи. Структурная схема методики представлена на рис. 2. Дадим краткую характеристику отдельных элементов этой методики.

Информационную основу методики составляет база данных, в которой хранятся и накапливаются характеристики используемых кабельных систем (абонентских линий). Заполнение базы данных осуществляется в процессе проведения измерений с помощью современных измерительных систем, например, с помощью платформы SunSet MTT с модулями тестирования абонентских линий (АЛ) xDSL в составе 25-го модуля (controller) и 26-го (responder). Схема подключения оборудования SunSet MTT приведена на рис. 3.

Измерения дают возможность получить для выбранного участка АЛ: амплитудно-частотную характеристику (АЧХ); оценку переходных помех на ближнем (NEXT) и дальнем (FEXT) концах; длительности и интенсивности импульсных помех.

На основе данной информации возможно провести оценку скоростного потенциала АЛ с различными системами xDSL. Например, для систем ADSL и VDSL с методами модуляции DMT общая модель детектирования для достижения скорости передачи данных в АЛ f_{bd} с обеспечением запаса m определяется выражением [5]:

$$f_{bd} = f_{sd} \times b = f_{sd} \times \sum_{k \in tones} load(b_k),$$

где f_{sd} – символьная скорость данных в линии при передаче информации пользователя без учета заголовков кадра, $f_{sd} = 4000\,символов/с$; b – количество бит на символ данных, которые распределены между всеми поднесущими; k – количество поднесущих или ее порядковый номер, для ADSL $k \in [7:255]$, для ADSL2+ $k \in [7:512]$; $load$ – функция, которая определяет алгоритм загрузки бит; b_k – количество бит на поднесущую.

При отсутствии измерительной информации в базу заносятся типовые характеристики используемых кабельных систем и, в этом случае, при выборе абонентской линии возникает необходимость аналитической оценки ее характеристик с учетом времени эксплуатации. На

этом этапе целесообразно для пользователя услуг иметь несколько абонентских линий, которые будут рассматриваться при последующем анализе. Имея несколько абонентских линий и располагая требованиями к их пропускной способности в соответствии с заданной телекоммуникационной услугой, можно воспользоваться методом моделирования и оценить «пригодность» рассматриваемых линий связи.



Рис. 2

При этом можно выбрать наиболее приемлемый вариант оборудования, которое обеспечит требуемое качество предоставляемой услуги. Такой подход позволяет в последующем исключить из анализа оборудование, которое не удовлетворяет предъявляемым требованиям.

Третий этап связан с экспериментальным исследованием выбранных абонентских линий и оборудования. При этом уточняются характеристики абонентских линий, которые при необходимости заносятся в базу данных. Особое внимание при этом уделяется пропускной способности абонентской линии, которая в значительной степени определяет качество предоставляемой услуги.

Последний этап связан с уточнением качества предоставляемых услуг в различных условиях. Наиболее приемлем для этого метод моделирования, который позволяет создать требуемые условия и установить наиболее узкие места при предоставлении данной услуги.

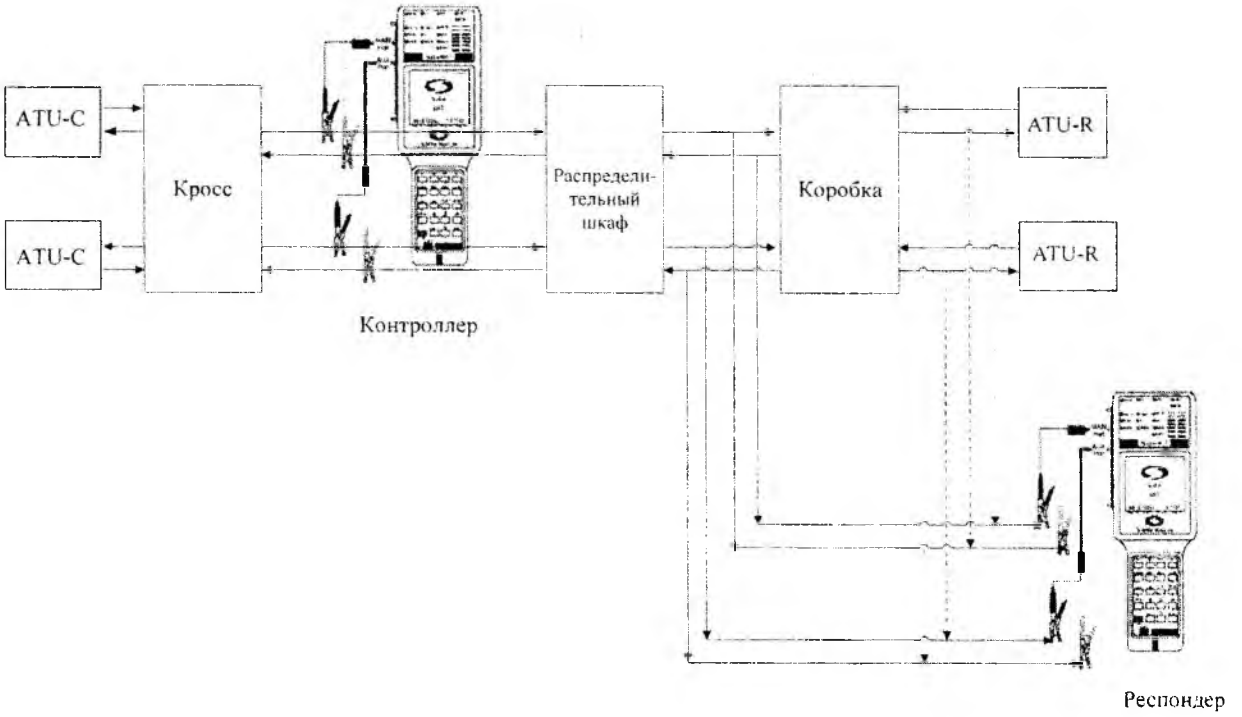


Рис. 3

Заключение

Особенностью рассмотренной методики является комплексное использование основных методов исследования линий связи. Рассмотренный подход позволяет сократить измерительные операции и, тем самым, сократить финансовые и временные затраты в процессе предоставления услуг Triple Play Service. Одновременно сочетание экспериментальных исследований и моделирования дает возможность проверить достоверность принимаемых решений.

Список литературы: 1. *http://xdsl.ftw.at/xdslsimu/index.html* 2. *ITU-T G.991.1.* High bit rate Digital Subscriber Line (HDSL) transceivers. 10/1998. 159 p. 2. *ITU-T G.991.* 3. *Single-pair* high-speed digital subscriber line (SHDSL) transceivers. 12/2003. 188 p. 4. *ITU-T G.992. 5. Asymmetric* Digital Subscriber Line (ADSL) transceivers. Extended bandwidth ADSL2 (ADSL2+). 05/2003. 81 p. 6. *Broadband Forum*, Technical Report TR-126, "Triple-play Services Quality of Experience (QoE) Requirements," 13 December 2006.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.10.2009

УДК.621.396. 677

S. SABUROVA, E. POPOVSKA, VSHUSSEIN YHI TARIS HUSSEIN

DEVELOPMENT OF SERVICES IN THE IP MULTIMEDIA SUBSYSTEM

Introduction

The IP multimedia Subsystem (IMS) is a network functional architecture that is seen as a promising solution for facilitating multimedia service creation and deployment, as well as supporting interoperability and network convergence.

IMS allows network operators to play a central role in traffic distribution, therefore being more than "bit pipes". For all these reasons, IMS has generated intense research and standardization efforts. The aim of this paper is to present the overall IMS architecture and protocols, as well as the related stakes (Fig. 1).

The Internet Protocol (IP) is ubiquitous: according to the Internet Society it is used to interconnect more than 1 billion people all over the world. More than 15% of the world population now has access to the Internet and this penetration rate has doubled between 2000 and 2008. The Internet provides interoperability at a very large scale, enabling people using different terminals to communicate.

Multimedia services in the IP multimedia subsystem

While the first generation of the Internet was mostly dedicated to the transport of non real time data, services with stringent Quality of Service (QoS) requirements are now largely adopted (*e.g.* Telephony over IP (ToIP), Video-conferencing). Moreover the share of the multimedia services in the operators revenue is expected to grow in the next few years [1].

Multi-service - multi-play

Triple-play basically implies that 3 different media (audio, video(including audio) and data) belonging to different services enter/leave the home network to dedicated devices, and the flows are handled in such a way that the QoS remains good, taking into consideration the available bandwidth on the WAN access line.

Multi-service implies basically the ability to have a number of very different services in the home for multiple users on multiple different devices. As such, **Multi-service** or **Multi-play** involves a lot more complexity:

- Multiple devices being able to handle the same media
- Multiple types of devices having different codecs and resolution for audio and video
- Multiple outgoing and incoming streams of the different and same multimedia types
- Multiple users using multiple different services at the same time
- Priority of some services over others
- Priority of some users using services over others
- Universal Plug and Play
- Inter-device control of devices and services
- Strong need for handling multicasting in an efficient way
- Storage (and later retrieval) of streaming and other information.

Note: also the terms **quadruple play** or **quad play** are getting common terminology. This means in general Triple-play + Mobile integration.

The move toward an all IP architecture for service delivery appears to be a strong trend (Fig.2). In this context, customers seem to desire an access to personalized interactive, multimedia services, on any device, and anywhere. This trend introduces new requirements for network infrastructures. The IP Multimedia Subsystem is seen as a promising solution for fulfilling these expectations.

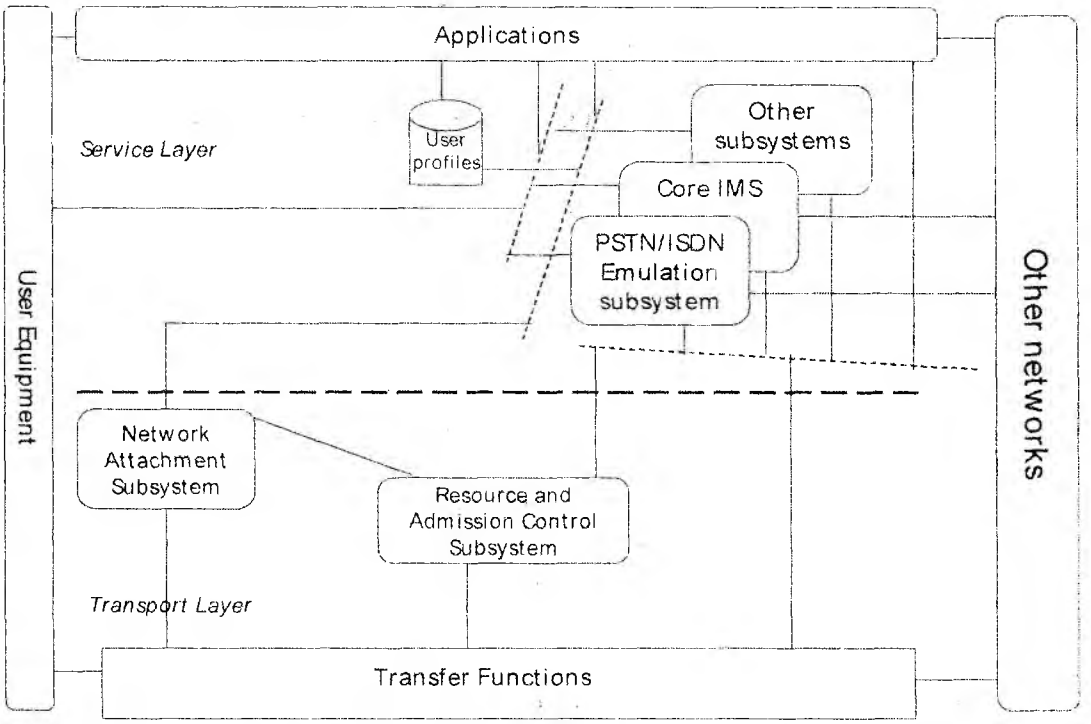


Fig. 1

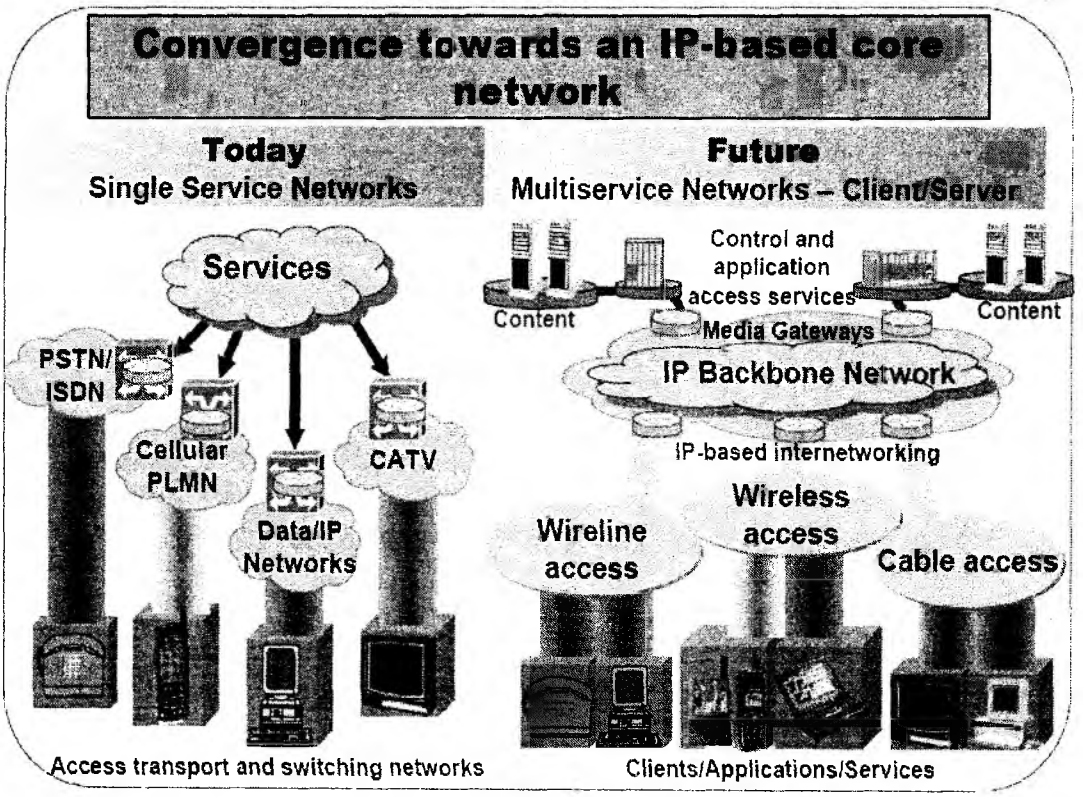


Fig. 2

Architecture for multimedia service delivery

IMS refers to a functional architecture for multimedia service delivery, based upon Internet protocols. Its aim is to merge Internet and cellular worlds, in order to enable rich multimedia communications [2, 3]. It is specified in the 3rd Generation Partnership Project (3GPP). .

IMS was introduced in UMTS release 5 (March 2003) and 6. In its first version, it focused on facilitating the development and deployment of new services in mobile networks [4]. It was later extended by the European Telecommunication Standards Institute (ETSI), in the scope of its work on Next Generation Networks (NGNs). A standardization body of ETSI, called Telecommunications and Internet converged Services and Protocols for Advanced Networking (TISPAN) standardizes IMS as a subsystem of NGNs. TISPAN has published a first release of ETSI IMS standards and is currently working on a second release. We could say that 3GPP describes the point of view of mobile operators (support of new applications), while TISPAN adds the wireline operators specifications (convergence). TISPAN makes specifications for several non IMS subsystems like Network Attachment Subsystem (NASS) and the Resource Admission Control Subsystem (RACS) (see section 3) [2]. Most of the IMS protocols are standardized by the Internet Engineering Task Force (IETF) (*e.g.* the Session Initiation Protocol (SIP)). Other standardization bodies are involved in the development of IMS. For example, the Open Mobile Alliance publishes additional service related requirements (*e.g.* Push to talk over Cellular (PoC) [6]) and leads interoperability related operations.

We should distinguish between the IMS core (TISPAN vocabulary) and IMS (3GPP vocabulary). It is to be noted that this document focuses on ETSI TISPAN standards. Therefore, in the rest of this document the term IMS architecture refers to an "IMS core" plus several non IMS subsystems such as the NASS and the RACS. Stated differently, we use the term IMS architecture to refer to a NGN architecture featuring an IMS core.

It is difficult to get a complete view of the IMS architecture, because IMS is still being defined. by several standardization bodies using different terminologies. In addition, IMSs standards describe several interfaces and functional entities having complex relationships. Moreover, among the several good papers on IMS, some are partially obsolete because of the fast evolution of

3GPP Release 7 (March 2007) provide a unified IMS supporting heterogeneous network access technologies (*e.g.* DSL, WLAN) [5]. TISPAN Release 2 is under way the standards and very few give an overview of the complete NGN/IMS architecture (including non IMS subsystems) [6]. Therefore, this paper aims at depicting the overall IMS architecture and protocols, as well as the related motivation (Fig. 3).

This paper is divided in four sections. After a short introduction to IMS, we introduce its basic principles and purposes in section 2. The IMS architecture is desyribbed in section 3. The IMS protocols are described in the subsequent section. In the last section, the mechanisms for QoS support are explained. To the best of our knowledge, no other short paper summarizes all these aspects of IMS (Fig. 2).

IMS is an end-to-end architecture that must support several kinds of equipments. In addition, IMS is intended to be "access diagnostic", which means that service delivery should be independent of the underlying access technology. Thus, the use of open Internet Protocols is specified in IMS for better interoperability. IMS supports roaming between different networks (3GPP Release 6).

The level of QoS that can be provided in IMS networks determines the services that can be deployed in such networks. QoS delivery is therefore critical in IMS networks. As a result, QoS management functionalities are integrated in the IMS architecture.

IMS is a horizontal architecture: it provides a set of common functions called *service enablers* that can be used by several services (*e.g.* group/list management, presence, provisioning, operation and management, billing...). This makes service implementation much easier and faster. Moreover, it allows a tight interaction between several services.

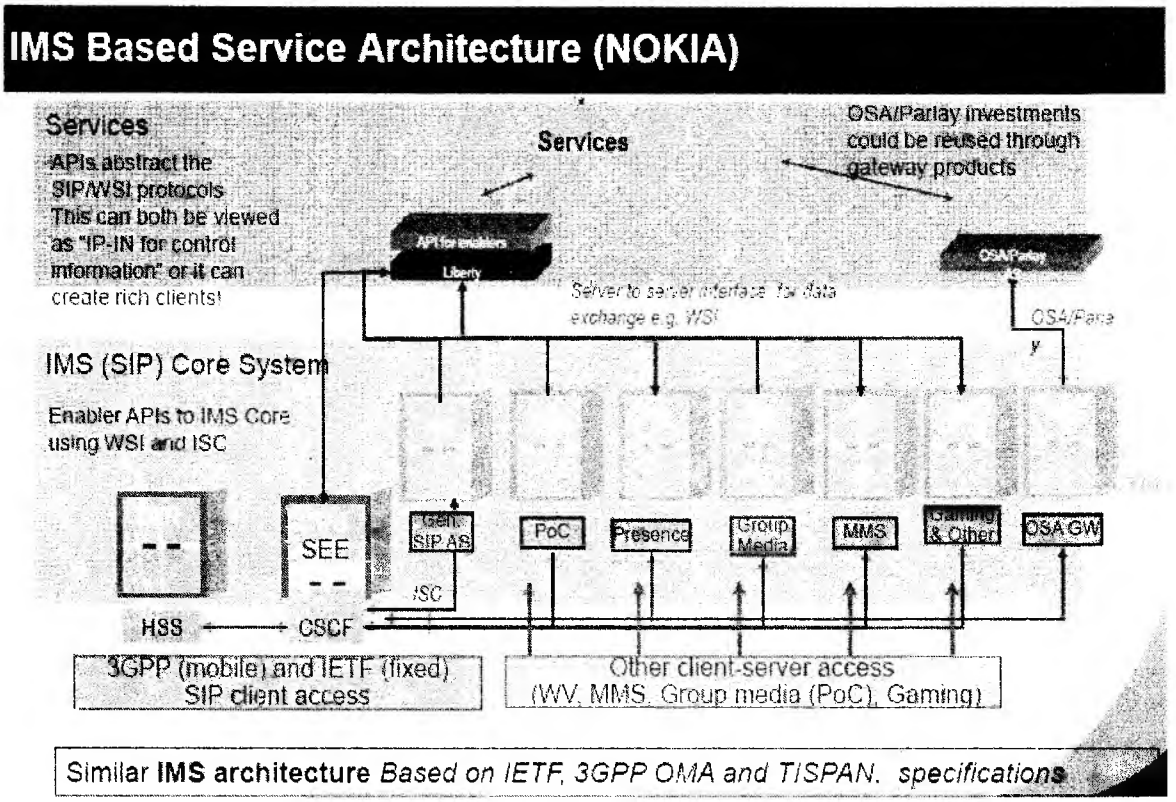


Fig. 3

This is an appreciable progress compared to most of currently used architectures, that feature vertical "stovepipe" service implementation (Fig. 4) [2].

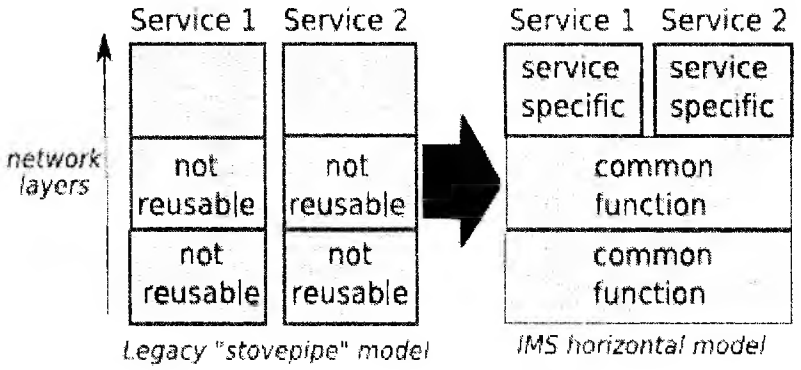


Fig. 4

Business and technical motivations

While the average revenue per user (ARPU) is decreasing for several network operators, IMS is seen by many as a solution for network operators to be "more than bit pipes", as explained in an eponymous article [6]. Indeed, it allows the network operator to play a central role in service delivery, and bundle attractive services with their basic access offer.

Moreover, IMS should support the creation and deployment of innovative services by operators or third parties and therefore create new business perspectives. The faster development of IMS services should reduce the time to market and stimulate innovation. The combination of several services in one session, the single sign on and unified billing are expected to raise customer's interest and

increase the revenue opportunities. In IMS the operator is aware of the actual services the customer is using. Therefore, appropriate billing schemes can be developed [4].

IMS is also designed to allow substantial network infrastructure and management savings, therefore improving cost effectiveness. It should decrease the investment threshold for new service deployment thanks to a uniform service delivery platform.

Future possible service on IMS networks are, for instance, Push to Talk over Cellular (PoC) [6], Instant Messaging (IM), mobile gaming or a combination of several existing services (*e.g.* combination of IM and multi-player gaming).

IMS is intended to enable the deployment of "better and richer" services. It should enable the delivery of real-time IP based communications [3]. It should make the integration of real-time, near real-time and non real time applications easier. It should enable the delivery of simultaneous conversational services in a single session. It should be access agnostic, *i.e.* allow a user to access its services by any supported media.

Postamble

Today it describes IMS to happen at the following levels:

- Converged services;
- Converged devices;
- Converged network.

IMS aims at providing multimedia services with a unified network architecture. However, IMS does not yet include several promising technologies (e.g. P2P, VPNs, SMS and IPTV). IPTV in particular is outside the IMS domain and is not yet standardized.

Additional issues are currently or need to be addressed in the standards, for example: universal service obligation, number planning, lawful intercept, number

Last but not least, there is a risk that consumers will not readily accept the privacy model related to IMS.

References: 1. *UMTS Forum*, "Ranking of top 3G services," UMTS forum, Tech. Rep., 2001.2. *G. Camarillo*, "Introduction to TISPAN NGN," Ericsson, Tech. Rep., 2005. 3. *M. Tadault, S. Soormally, and L. Thiebault*, "Network evolution towards IP multimedia subsystem," Alcatel, Tech. Rep., 2003, http://www. alcatel.com/doctypes/articlepaperlibrary/pdf/ ATR2003Q4/T0312-IP-Multimedia-EN.pdf. 4. *3GPP*, "Overview of 3GPP Release 5. Summary of all Release 5 Features, "3GPP - ETSI Mobile Competence Centre", Tech. Rep., 2003. 5. "*TS 23 228*: IP Multimedia Subsystem (IMS); Stage 2 (Release 7)," Tech. Rep., March 2007. 6. *OMA*, "Push to talk over Cellular (PoC). Architecture - V1.0," Open Mobile Alliance, Tech. Rep., 2006.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 14.10.2009

УДК 621.391

Д.В. СИМОНЕНКО, канд. техн. наук, В.А. САЕНКО, Ю.Н. ДОБРЫШКИН

ОСОБЕННОСТИ ПРОВЕДЕНИЯ НАТУРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА НА СЕТЕВОМ ОБОРУДОВАНИИ В ХОДЕ СРАВНИТЕЛЬНОГО АНАЛИЗА РАЗЛИЧНЫХ МОДЕЛЕЙ И МЕТОДОВ МАРШРУТИЗАЦИИ

Введение

Основным источником повышения эффективности решения задач маршрутизации традиционно является пересмотр математических моделей и методов, положенных в основу того или иного маршрутизирующего протокола [1, 2]. Однако, несмотря на то, что в математических пакетах предлагаемая модель (метод) может давать существенный прирост основных показателей качества обслуживания (QoS, Quality of Service) [3], на практике ситуация может оказаться противоположной ввиду особенностей протокольной реализации предлагаемых маршрутных решений. В этой связи важным моментом при исследовании вновь предложенных математических моделей и методов маршрутизации является этап проверки адекватности самой модели и оценки достоверности получаемых на ее основе результатов решения. Результат решения маршрутных задач в рамках той или иной модели, как правило, представлен множеством рассчитанных путей и порядком распределения по ним сетевого трафика.

Нередко проверка адекватности производится с использованием универсальных средств аналитического и имитационного моделирования – MatLab, MathCad, Maple, Mathematica и др.; специализированных пакетов моделирования функционирования телекоммуникационной сети (ТКС) в целом или отдельных ее процессов – NS (Network Simulator), OMNeT++, TOTEM (TOolbox for Traffic Engineering Methods), EQRS (Extended QoS-based Routing Simulator) и MaRS (Maryland Routing Simulator). Однако наиболее точные результаты исследования можно получить лишь в ходе проведения натурного эксперимента с использованием реального сетевого оборудования.

Важно отметить, что реализовать на практике результат решения задач маршрутизации, полученный в рамках той или иной модели или метода на реальном сетевом оборудовании - задача непростая ввиду сложности модификации операционной системы (IOS) маршрутизаторов сети, связанной с изменением того или иного поддерживаемого протокола маршрутизации. В этой связи в настоящей статье предложен подход к анализу математических моделей и методов маршрутизации на сетевом оборудовании путем эмуляции полученных результатов решения маршрутных задач с помощью дополнительной настройки и конфигурации реально используемого маршрутизирующего протокола.

Методика проведение эксперимента

Эксперимент проводился на базе лаборатории систем распределения информации кафедры телекоммуникационных систем (ТКС) Харьковского национального университета радиоэлектроники (ХНУРЭ). На разных стадиях разработки методики и проведения самого эксперимента участвовали сотрудники кафедры проф. Лемешко А.В., доц. Андрушко Д.В., студ. Саенко В.А., асс. Симоненко Д.В. и аспирант Андрушко Ю.В.

Основными целями проведения эксперимента были:

- эмуляции полученных результатов решения маршрутных задач с помощью дополнительной настройки и конфигурации реально используемого маршрутизирующего протокола;
- оценка сквозных показателей качества обслуживания, получаемых в рамках той или иной модели (метода, протокола) маршрутизации с целью их последующего сравнения.

Для достижения поставленных целей в ходе исследования решались *следующие задачи*:

- генерация с заданными характеристиками абонентской нагрузки на сеть;
- обоснованный выбор маршрутизирующего протокола для эмуляции решений, получаемых в рамках исследуемых моделей (методов) маршрутизации;
- снятие и анализ статистики, касающейся порядка распределения трафика в сети.

В [4, 5] приведено обоснование выбора в качестве средства нагрузочного тестирования пакета IxChariot 6.7, разработанного компанией Ixia. В рамках данного пакета заложена возможность задавать и изменять число трафиков, поступающих в сеть, их интенсивность, приоритет и т.д. Кроме того, с его помощью можно отслеживать динамику основных показателей QoS – скорости передачи пакетов, их средней задержки и джиттера, а также потерь пакетов. Кроме того, с целью контроля результатов, полученных с помощью пакета IxChariot, задействовались возможности пакета D-ITG (Distributed Internet Traffic Generator), представляющего собой платформу, способную также генерировать трафик с различными видами распределения нагрузки (экспоненциальное, равномерное, Коши, нормальное, Парето и т.д.) и оценивать значения основных показателей QoS.

Непосредственно структура исследуемой сети собиралась на базе модульных маршрутизаторов Cisco Systems C2801, кабеля стандарта V.35 для эмулирования WAN соединения, компьютеров, используемых в качестве оконечных станций, подключенных к маршрутизаторам по технологии Fast Ethernet [4]. Базовым протоколом маршрутизации для эмуляции решений, полученных в рамках той или иной модели маршрутизации, был выбран протокол EIGRP, так как именно данный протокол обладает всеми необходимыми функциональными возможностями. Протокол динамической маршрутизации EIGRP является гибридным протоколом, который вобрал в себя преимущества дистанционно-векторных протоколов и протоколов состояния канала. Требуемая балансировка нагрузки по каналам передачи, предварительно рассчитанная с помощью предложенной или сравниваемых моделей маршрутизации, была достигнута с использованием протокола EIGRP путем адаптивной подстройки метрики каналов за счет соответствующего изменения их логической пропускной способности. При настройке последовательных интерфейсов на маршрутизаторах устанавливалась частота синхронизации (clock rate), которая обеспечивала заданную физическую скорость передачи пакетов в канале.

Например, на рис. 1 представлены схемы балансировки трафика для различных моделей и протоколов маршрутизации.

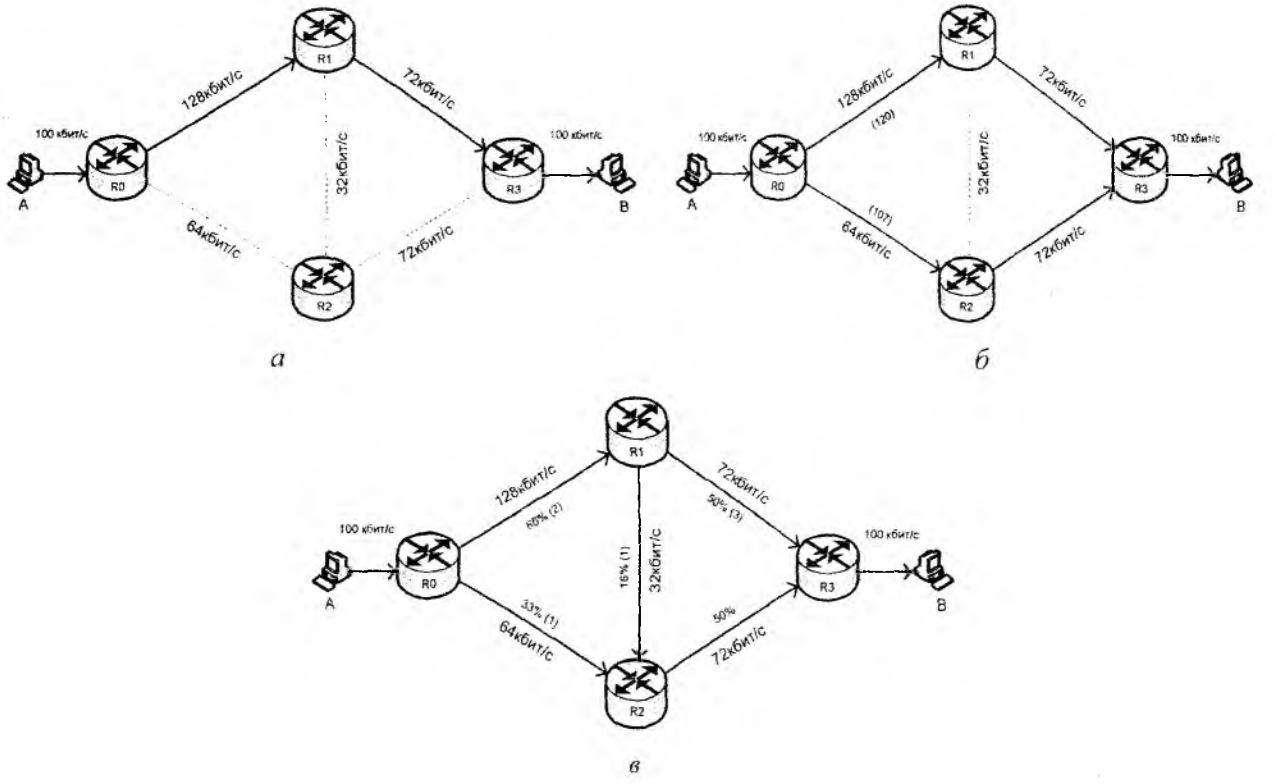


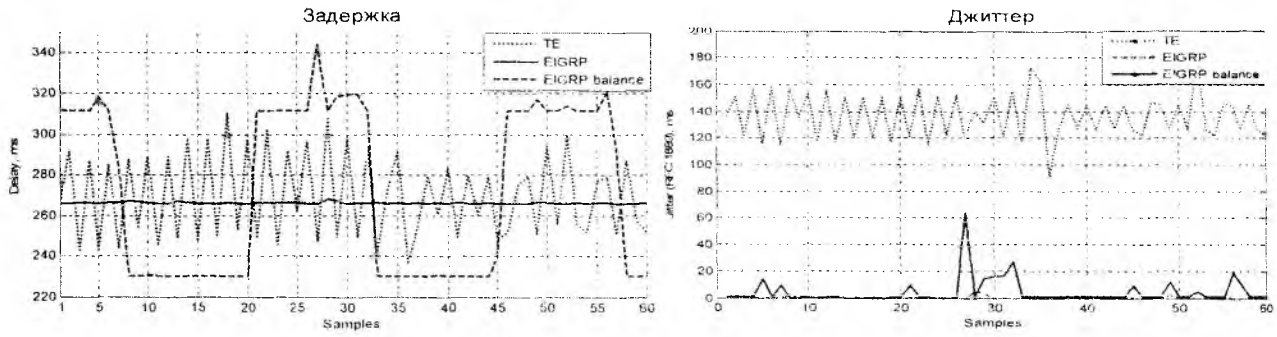
Рис. 1

Согласно рис. 1 трафик интенсивностью 100 *кбит/с* передавался меду терминалами A и B. Вдоль трактов передачи сети указаны их пропускные способности (например, 128 *кбит/с*). Так, на рис. 1, *а* представлен порядок распределения трафика при использовании протокола EIGRP без включения балансировки, основанный на использовании лишь одного пути R0-R1-R3 с наименьшей метрикой к удаленной сети, в которой находиться узел-получатель B.

На рис. 1, *б* представлен порядок распределения трафика по протоколу EIGRP с включенной балансировкой нагрузки. Для приведенных на схемах (рис. 1) пропускных способностях сети алгоритм Diffusing Update Algorithm (DUAL) определил распределение пакетов по двум путям и трактам передачи: R0-R1 – 120 пакетов, R0-R2 – 107 пакетов. В результате работы модели Traffic Engineering (TE) [5] обеспечивалась попакетная балансировка трафика средствами протокола EIGRP (рис. 1, *в*): R0-R1 – 2 пакета, R0-R2 – 1 пакет, R1-R3 – 3 пакета, R1-R2 – 1 пакет.

Результаты экспериментальных исследований и сравнительного анализа

В ходе эксперимента интенсивность трафика, поступающего в сеть, изменялась для структуры сети (рис. 1) от нуля до 120 *кбит/с*. Для каждого значения интенсивности оценивались средняя задержка, джиттер и потери пакетов. Результаты измерений для интенсивности трафика 30 *кбит/с* представлены на рис. 2. Как показал проведенный анализ, в условиях низких нагрузок однопутевая маршрутизация протокола EIGRP показывает наилучшие результаты по всем оцениваемым показателям. Это можно объяснить тем, что путь, выбранный данным протоколом, имеет достаточно пропускной способности, что способствует для низкой задержке, стабильному джиттеру и практическому отсутствию потерь пакетов.



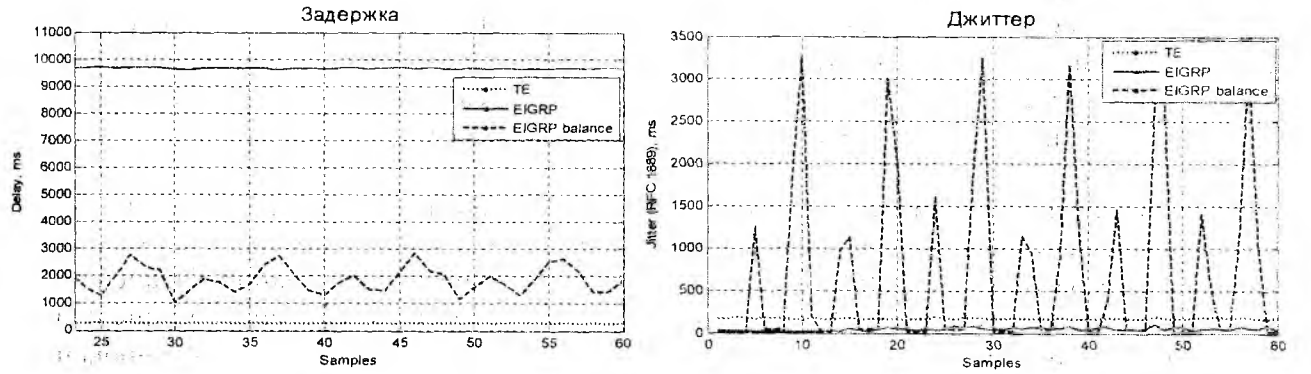
а *б*

Рис. 2

Задержки и джиттер пакетов при маршрутизации с использованием протокола EIGRP с балансировкой по путям неравной стоимости имеют пилообразную форму (рис. 2), что можно объяснить поочередным включением путей с различной пропускной способностью. Значения задержки, полученной для маршрутизации по модели TE, в области низких нагрузок несколько выше, чем для остальных схем маршрутизации, что также объясняется частым переключением путей передачи.

Результаты сравнения основных показателей QoS для интенсивности поступающего в сеть трафика представлены на рис. 3. При этой интенсивности маршрутизация с использованием протокола EIGRP, когда активен лишь один путь с максимальной пропускной способностью, наблюдается значительное повышение средней задержки и потерь пакетов, что связано с перегрузкой основного маршрута. Маршрутизация по протоколу EIGRP с использованием балансировки позволяет значительно уменьшить значение задержки, но она по-прежнему носит импульсный характер (рис. 3, *а*). Скачки джиттера происходят в моменты переключения путей (рис. 3, *б*). Использование модели TE при интенсивности 80 *кбит/с* позволяет минимизировать коэффициент загрузки трактов передачи ТКС и, как следствие, снизить среднюю задержку в сравнении с другими моделями (протоколами) маршрутизации

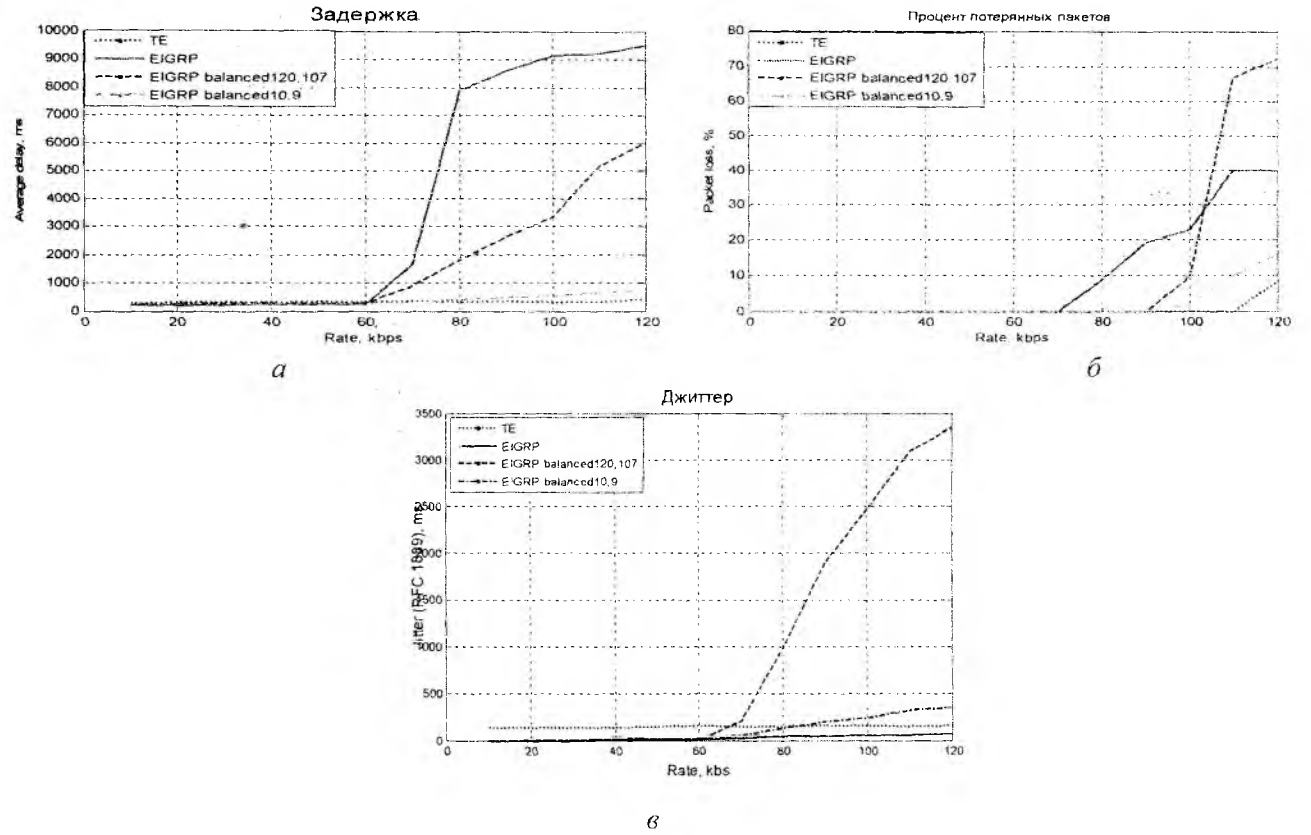
(рис. 3, *а*). Значение джиттера для данной схемы распределения нагрузки изменилось незначительно (рис. 3, *б*).



а *б*

Рис. 3

Обобщая полученные результаты (рис. 4), следует отметить, что в области низких нагрузок все сравниваемые модели (протоколы) маршрутизации показывают приблизительно одинаковые значения средней задержки. При повышении интенсивности поступающего в сеть трафика (rate) значения средней задержки (рис. 4, *а*) при использовании однопутевой маршрутизации протокола EIGRP значительно возрастают, что объясняется перегрузкой основного маршрута. Это сопровождалось также переполнением очередей на маршрутизаторах (R1-R3) и, как следствие, ростом процента потерянных пакетов (рис. 4, *б*).



а *б* *в*

Рис. 4

Схема маршрутизации EIGRP с балансировкой трафика по путям неравной стоимости позволяет снизить значения средней задержки из-за уменьшения коэффициента загруженно-

сти трактов передачи. Следует отметить, что важным параметром при попакетной балансировке нагрузки является не только соотношение между отправленными пакетами по различным трактам, а и их абсолютные значения. Так, при балансировке 120/107 первые 120 пакетов направляются в тракт R0-R1, а тракт R0-R2 при этом простаивает; последующие 107 пакетов направляются в тракт R0-R2, вызывая уже простой тракта R0-R1. Уменьшение этих значений позволяет минимизировать простой путь и, тем самым, улучшить показатели качества обслуживания. Это отчетливо видно (рис. 4) при небольшом изменении соотношения с 120/7 к 10/9.

Использование модели ТЕ позволило получить выигрыш по отношению к другим протокольным решениям по основным показателям QoS (по средней задержке на 75–80 % (по сравнению с EIGRP), на 50–60 % (в сравнении с EIGRP при использовании балансировки); по джиттеру – в среднем на 40 % (в сравнении с EIGRP при использовании балансировки); по потерям – в среднем на 50 % (в сравнении с EIGRP при использовании балансировки), на 30 – 35% (в сравнении с однопутевой маршрутизацией EIGRP)), что особенно характерно для областей средних и высоких нагрузок (60–120 *кбит/с*).

Выводы

В ходе натурного эксперимента по апробированной ранее методике был проведен сравнительный анализ существующих протокольных решений (протокола EIGRP с балансировкой и без нее) и математических моделей (модель маршрутизации Traffic Engineering). По полученным результатам можно сделать следующие выводы.

1. Наибольший выигрыш по временным показателям был получен при использовании схемы маршрутизации, которая согласуется с концепцией Traffic Engineering. Выигрыш по показателю средней задержки в области средних и высоких нагрузок по сравнению с результатами, полученными при использовании протокола EIGRP, составлял в среднем 70–75;

2. В области низких нагрузок использование тех или иных схем многопутевой маршрутизации нецелесообразно, особенно при передаче трафика реального времени (VoIP), что объясняется всплесками джиттера в моменты переключения используемых путей.

Список литературы: 1. *Остерлох Х.* Маршрутизация в IP-сетях. Принципы, протоколы, настройка. С.Пб.: BHV-С.Пб., 2002. 512 с. 2. *Хелеби С., Мак-Ферсон Д.* Принципы маршрутизации в Internet. 2-е изд.: Пер. с англ. М.: Издательский дом "Вильяме", 2001. 448 с. 3. *Симоненко Д.В., Андрушко Ю.В., Беленков А.Г.* Методика проверки адекватности моделей многопутевой и иерархической маршрутизации с использованием сетевого оборудования компании Cisco Systems // Радиотехника: 2007. Вып. 151. С. 37-43. 4. *Симоненко Д.В., Андрушко Ю.В., Тугай А.В.* Методика проверки достоверности моделей многопутевой маршрутизации с использования сетевого оборудования компании Cisco Systems // 11-й міжнар. молодіжний форум «Радіоелектроніка і молодь в XXI ст.»: Зб. матеріалів форуму. Харків: ХНУРЕ, 2007. Ч.1. 104 с. 5. *Лемешко О.В., Дробот О.А., Симоненко Д.В.* Результати порівняльного аналізу потокових моделей маршрутизації в телекомунікаційних мережах // Зб. наук. праць Харків. університету Повітряних Сил. Вип. 1(13), 2007. С. 66-69.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.10.2009

УДК 621.391

С.В. ЧЕРНЫЙ, канд. техн. наук, Я.В. ДОРОШЕНКО

ИССЛЕДОВАНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ДОСТУПА К WEB-СЕРВИСАМ ХРАНЕНИЯ ДАННЫХ ОБЩЕГО ПОЛЬЗОВАНИЯ

Введение

Современный этап развития телекоммуникационных технологий характеризуется широким использованием различных удаленных сервисов (web-сервисов). Значительный интерес для пользователей представляют сервисы удаленного хранения данных. В связи с этим актуальными являются вопросы оценки устойчивости работы сервисов и разработка способов защиты информации на сервисах общего доступа.

Постановка задачи

Целью данной работы является изучение статистических характеристик удаленных сервисов хранения данных, а также разработка способов оценки устойчивости их работы.

Основными критериями оценивания ресурсов общего пользования являются:

- выделяемое дисковое пространство;
- срок действия аккаунта;
- географическое месторасположение сервера;
- статистика отказов в обслуживании;
- характеристики времени доступа.

В табл. 1 приведены адреса серверов, предоставляющих услуги по хранению информации. Для получения статистических данных авторами использован пакет PingPlotter Pro [1]. На рис. 1 представлен интерфейс пакета на примере сканирования удаленного сервиса www.bonpoo.com.

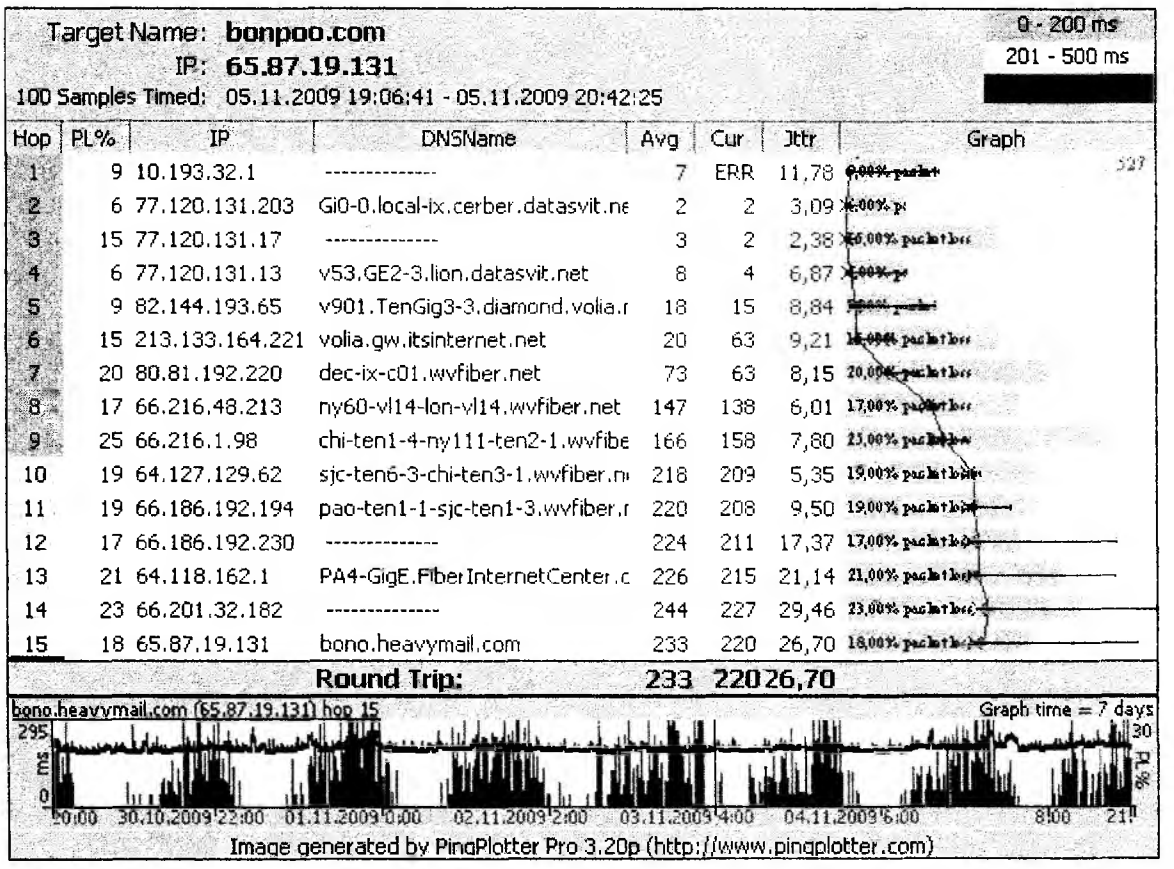


Рис. 1

Авторами поставлен эксперимент по исследованию характеристик доступа к известным web-серверам удаленного хранения данных общего пользования. Всего в эксперименте исследованы характеристики 62 серверов хранения данных. Исследование состояло в круглосуточном ping-тестировании всех серверов пакетами icmp, автоматически генерированными PingPlotter Pro на протяжении недели.

По полученным данным рассчитаны плотности вероятности распределения времени ответа каждого из исследованных серверов. Далее вычислены дисперсии и моды каждого из распределений. Плотности вероятностей сдвинуты на величину моды (рис. 2), после чего горизонтальные оси каждого из распределений нормированы (масштабированы) величинами их среднеквадратических отклонений (СКО) (рис. 3). Нормированные данные всех 62 серверов показаны на рис. 4.

Полученная таким образом средняя нормированная плотность вероятности аппроксимирована на интервале [-1;1] следующей зависимостью [2]:

$$f(x) = a_1 \cdot \exp\frac{x^2}{\sigma_1^2} + a_2 \cdot \exp\frac{(x-x_1)^2}{\sigma_2^2} + a_3 \cdot \exp\frac{(x-x_2)^2}{\sigma_3^2} + a_4 \cdot \exp\frac{(x-x_3)^2}{\sigma_4^2} \qquad (1)$$

где a_1 – амплитуда главной моды, a_2, a_3, a_4 – амплитуды дополнительных мод; $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ – СКО аппроксимированных мод в нормированных координатах; x_1, x_2 – значения дополнительных мод в нормированных координатах.

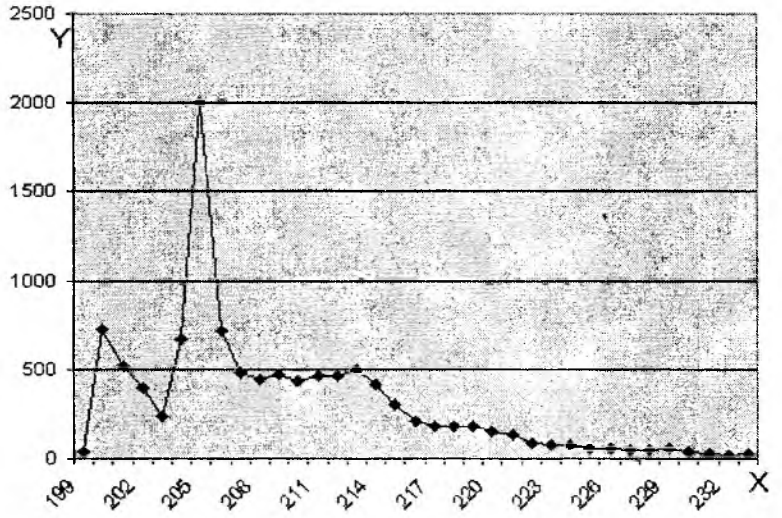


Рис. 2

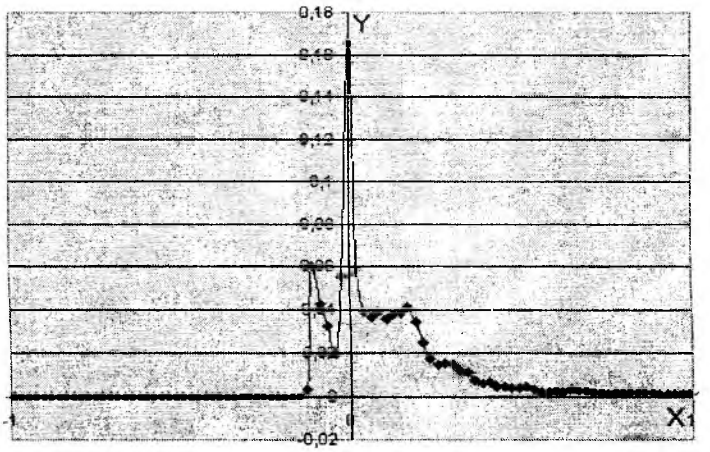


Рис. 3

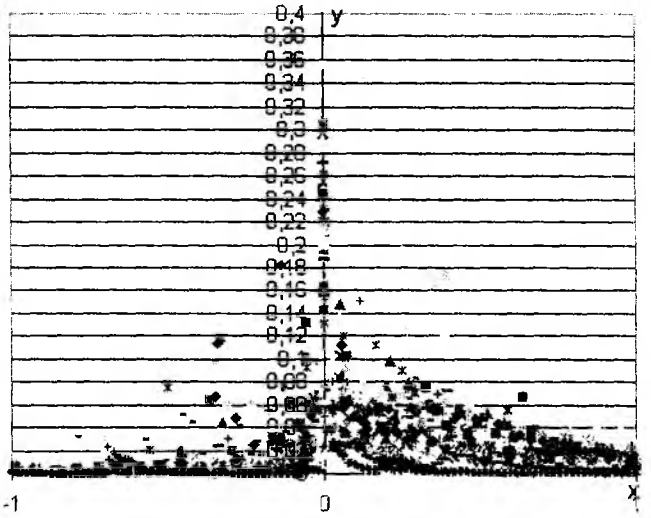


Рис. 4

Web адрес	Мода	СКО*	Web адрес	Мода	СКО*
www.bestsharing.com	168	17,579	www.uploadfile.org	46	13,62079
www.bonpoo.com	205	46,43902	www.uploading.com	51	84,36599
www.depositfiles.com	51	12,60628	www.webfile.ru	91	17,73158
www.dezigner.ru	86	12,52995	www3.bigupload.com	46	30,14696
www.divshare.com	151	17,78874	www.crucialp.com	171	16,05502
www.dump.ru	92	14,97433	www.egoshare.com	52	13,54936
www.easy-share.com	46	19,00665	www.fileden.com	153	15,91097
www.filecoast.com	57	13,90635	www.humyo.com	60	28,14526
www.filefactory.com	46	13,36577	www.ifile.it	153	16,01898
www.filehost.ro	74	53,72826	www.imageshack.us	200	22,73671
www.files.to	46	13,62079	www.liveinternet.ru	91	36,39213
www.filesanywhere.com	168	13,0713	www.mailbigfile.com	171	32,51873
www.ifolder.ru	88	12,5609	www.mediafire.com	166	15,12146
www.load.to	47	13,86351	www.megashares.com	202	22,45957
www.megaupload.com	134	12,76916	www.rapidshare.ru	62	34,41168
www.narod.yandex.ru	32	12,00743	www.send-file.com	59	26,07447
www.netload.in	52	15,02628	www.sharefile.com	142	21,6628
www.onlinedisk.ru	93	15,50175	www.simpleupload.net	48	42,93619
www.openfile.ru	80	14,96898	www.speedyshare.com	153	19,31445
www.photofile.com.ua	88	12,86237	www.storage.to	52	38,69127
www.rapidshare.com	44	12,73577	www.supload.com	45	37,90155
www.sendspace.com	160	14,35286	www.ultrashare.de	48	37,69681
www.shareua.com	46	14,73354	www.Up-file.com	45	37,90155
www.snaggys.com	45	12,25344	www.upfordown.com	207	15,15613
www.speedshare.org	46	13,79794	www.upitus.net	62	15,20413
www.spread-it.com	168	17,82383	www.webasyst.ru	130	26,91787
www.storeandserve.com	204	26,36561	www.webfilehost.com	167	34,66199
www.streamupload.com	157	17,24479	www.wyslijto.pl	52	14,26886
www.transferbigfiles.com	196	17,13245	www.yourfilelink.com	151	141,6911
www.turbouplоad.com	153	18,57879	www.zalil.ru	66	17,31616
www.ultrashare.net	205	34,92429	www.zshare.net	133	44,33415

* – среднеквадратическое отклонение

По результатам таблицы построим график зависимости СКО от величины моды. Исследования показывают, что СКО и мода являются величинами практически независимыми (рис. 5).

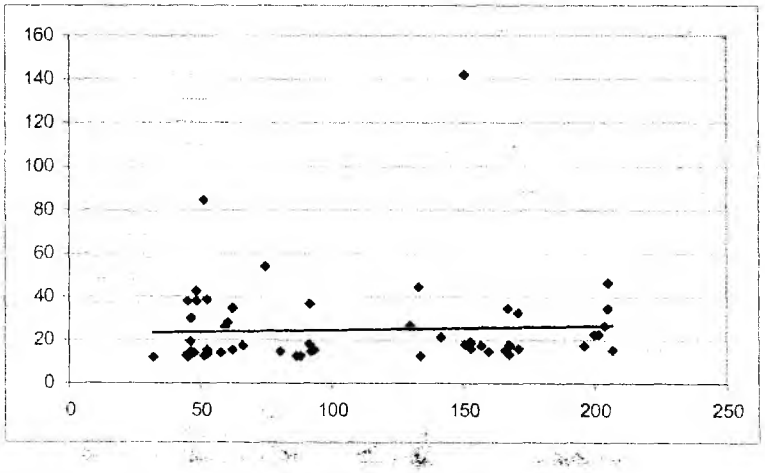


Рис. 5

На рис. 6 представлены результаты аппроксимации нормированной плотности вероятности респределения времени ответа. Соотношение (1) представляет собой среднюю нормированную плотность вероятности распределения времени ответа сервера хранения данных. В совокупности со значениями мод и дисперсий ответов каждого из серверов (см. таблицу), это соотношение характеризует потенциальную надежность обмена данными с каждым конкретным web-сервером. Предпочтение при выборе сервера по приведенным данным следует отдавать серверам с меньшими значениями моды и дисперсии.

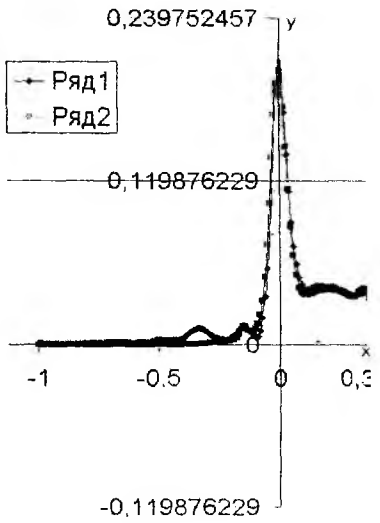


Рис. 6

Выводы

В работе исследованы статистические характеристики времени доступа к web-серверам удаленного хранения данных.

Получены соотношения, характеризующие надежность обмена информацией с конкретным сервером, позволяющие осуществлять обоснованный выбор сервисов хранения данных. Даны рекомендации по обоснованному выбору серверов хранения данных.

Список литературы: 1. *Программный пакет* PingPlotter pro, www.pingplotter.com. 2. *Месарович М., Такахара Я.* Общая теория систем. Математические основы. М.: Мир, 1978. 314с. 3. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 623 с. 4. *Методы исследований* и организация экспериментов / Под ред. проф. К.П. Власова. Х.: Изд-во «Гуманитарный Центр», 2002. 256 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.10.2009

УДК 338.984:519.6

В.М. БЕЗРУК, д-р техн. наук, Ю.В. СКОРИК

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНЫХ РЕЧЕВЫХ КОДЕКОВ ДЛЯ СЕТЕЙ IP-ТЕЛЕФОНИИ С УЧЕТОМ СОВОКУПНОСТИ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА

Введение

Начальные этапы проектирования сложных систем базируются на системном подходе, при котором учитываются всесторонние, как правило, противоречивые требования к проектируемой системе. Раньше при проектировании систем ограничивались выбором строго допустимых систем. С усложнением и увеличением стоимости проектируемых систем актуальным является нахождение оптимальных вариантов систем. Для выбора оптимальных вариантов системы следует задать критерий оптимальности – критерий предпочтения одного варианта системы над другим. Как правило, при этом необходимо учитывать совокупность показателей качества системы. Здесь возникает непростая задача «аппроксимации» функции выбора оптимальных вариантов системы, которая имеется в воображении заказчика системы (лица, принимающего решения (ЛПР)), некоторой другой функцией выбора, которую можно можно представить в виде формализованного критерия оптимальности с использованием строгих математических методов [1 – 3].

В частности, при проектировании сетей IP-телефонии возникает необходимость выбора оптимальных речевых кодеков с учетом совокупности показателей качества [4]. Поскольку технико-экономические показатели речевых кодеков связаны между собой и антагонистичны, при этом должны применяться методы многокритериальной оптимизации. Формальное решение задач многокритериальной оптимизации сводится к нахождению некоторого подмножества компромисных, то есть Парето-оптимальных вариантов системы [1, 2]. В этом случае достигается компромис, то есть согласованный по критерию Парето оптимум, введенных показателей качества системы. Такой оптимум означает, что дальнейшее улучшение каждого из показателей может быть достигнуто лишь за счет ухудшения других показателей качества системы. Так как для последующих этапов проектирования должен быть выбран единственный вариант системы, возникает необходимость формализованного сужения подмножества Парето-оптимальных решений до единственного варианта системы с привлечением дополнительной субъективной информации от эксперта – лица, принимающего решения.

В данной статье рассмотрены теоретические и практические особенности применения методов многокритериальной оптимизации, подробно изложенных в работе [3], для выбора оптимальных речевых кодеков с учетом совокупности показателей качества. Приводится пример, иллюстрирующий нахождение подмножества Парето-оптимальных вариантов речевых кодеков и последующего выбора единственного варианта кодека.

Особенности выделения подмножества Парето-оптимальных решений и его сужения до единственного проектного варианта системы

При выборе критерия оптимальности системы существуют ординалистический и кардиналистический подходы [1, 2]. Ординалистический подход аппелирует к порядку (лучше-хуже) и основан на введении некоторых бинарных отношений на множестве допустимых альтернатив $\phi \in \Phi_\partial$. Решение $\phi^{(o)} \in \Phi_\partial$ называется оптимальным по отношению строгого предпочтения $\succ$, если не существует других решений $\phi \in \Phi_\partial$, для которых справедливо бинарное отношение $\phi \succ \phi^{(o)}$. Множество всех оптимальных решений по отношению $\succ$ обозначается через $opt_{\succ}\Phi_\partial$. Кардиналистический подход к описанию предпочтений приписывает каждой альтернативе $\phi \in \Phi_\partial$ некоторое числовое значение функции $U(\bullet)$, определяющей полезность альтернативы ϕ. Каждая функция полезности определяет соответствующий по-

рядок (или предпочтение) R на множестве Φ_∂ $((\phi' R \phi''))$ тогда и только тогда, когда $U(\phi') \geq U(\phi'')$. В этом случае говорят, что функция полезности $U(\bullet)$ является индикатором предпочтения R.

В ряде случаев из-за недостаточных априорных представлений об оптимальности системы не удается в формализованном виде задать скалярный критерий оптимальности, приводящий к выбору единственного решения $\phi^{(o)} = \underset{\phi \in \Phi_\partial}{opt} [U(\phi)]$. Поэтому на начальных этапах проектирования систему $\phi \in \Phi_\partial$ характеризуют совокупностью показателей качества и связанной с ними векторной целевой функцией

$$\vec{k}(\phi) = (k_1(\phi), ..., k(\phi)). \quad (1)$$

При этом возникают задачи оптимизации проектных решений по совокупности показателей качества. Эти задачи также называются задачами многокритериальной либо векторной оптимизации [2]. В результате находится не один вариант, а некоторое подмножество компромисных (Парето-оптимальных) вариантов сети, не доминируемых по введенному отношению строгого предпочтения.

Парето-оптимальные решения могут быть найдены непосредственно на множестве $\Phi_д$ с применением введенных бинарных отношений предпочтения $\succ$. Наряду с этим подмножество Парето-оптимальных вариантов системы может быть найдено также и в пространстве оценок показателей качества (1), которое называется критериальным пространством

$$V = \vec{K}(\Phi_\partial) = (\vec{v} \in R^m | \vec{v} = (k_1(\phi), k_2(\phi), ..., k_m(\phi)), \quad \phi \in \Phi_\partial). \quad (2)$$

Следует отметить, что показатели качества (целевые функции) могут быть трех типов: нейтральными, согласованными между собой и антагонистическими (конкурировать между собой). В первых двух случаях оптимизация сети может осуществляться в отдельности по каждому из показателей качества. В третьем случае достигнуть потенциально наилучшего значения каждого из показателей в отдельности не представляется возможным. Может быть достигнут лишь согласованный оптимум целевых функций (1), который называется также оптимумом по критерию Парето. Он означает, что достигается потенциально возможное значение каждого из показателей качества, которое может быть достигнуто при фиксированных значениях других показателей качества сети. При этом дальнейшее улучшение каждого из показателей качества может быть достигнуто лишь за счет ухудшения других показателей качества.

Согласованный оптимум показателей качества определяется нахождением подмножества Парето-оптимальных оценок V^o, не доминируемых по бинарному отношению нестрогого предпочтения $\geq$ [2]

$$opt_{\geq} V = \left\{ \vec{k}(\phi^o) \in V^o \middle| \forall \vec{k}(\phi) \in V : \vec{k}(\phi) \geq \vec{k}(\phi^o) \right\}. \quad (3)$$

Правило выбора оценок, оптимальных по критерию Парето (3), означает, что оценка вектора (1) $\vec{k}(\phi^o) \in V^o$ включается в подмножество Парето в том случае, если не существует других оценок $\vec{k}(\phi)$, для которых было бы справедливо бинарное отношение $\vec{k}(\phi) \geq \vec{k}(\phi^o)$.

Потенциально достижимые значения оценок показателей качества (1) по критерию Парето представляют собой многомерные потенциальные характеристики системы. В критериальном пространстве совокупность Парето-оптимальных оценок образует Парето-оптимальную поверхность и связанные с ней многомерные потенциальные характеристики системы и соответствующие диаграммы обмена показателей качества.

Нахождение Парето-оптимальных вариантов системы может производиться либо непосредственно согласно (3) путем перебора и сравнения всех допустимых вариантов системы

Φ_∂, либо с использованием специальных методов, например весового метода, метода рабочих характеристик [1 – 3].

Как правило, для последующих этапов проектирования должен быть выбран единственный вариант сети. Поэтому возникает необходимость сужения множества Парето-оптимальных решений до единственного варианта системы с привлечением дополнительной информации от экспертов. Такая информация появляется в результате всестороннего анализа Парето-оптимальных вариантов сети, в частности их структуры, параметров, многомерных диаграмм обмена показателей качества, относительной важности введенных показателей качества и др. Полученные при этом дополнительные сведения о предпочтениях ЛПР используются для построения некоторой целевой скалярной функции, оптимизация которой приводит к выбору единственного варианта системы.

Существуют разные методы сужения подмножества Парето до единственного варианта: на основе теории размытых множеств, при использовании лексографического подхода с применением функций ценности [1, 3]. Для конкретности в статье будет применяться метод выбора единственного варианта на основе теории размытых множеств. При этом скалярная целевая функция может принимать такой вид

$$U(k_1,\ldots,k_m)=\frac{1}{m}\left\{\sum_{j=1}^{m}\left[\xi_{\tilde{k}}(k_j)\right]^{\beta}\right\}^{\frac{1}{\beta}}. \qquad (4)$$

Преимуществом такой целевой функции является то, что выбором параметра β может быть реализован широкий класс функций от линейной адитивной при условии $\beta=1$, до сугубо нелинейной при $\beta\to\infty$. При этом от эксперта должна быть получена дополнительная информация о задаваемом значении параметра β.

Практические особенности выбора оптимального речевого кодека с учетом совокупности показателей качества

Для проведения сравнительного анализа речевых кодеков и выбора оптимального варианта кодека использовались данные о 23 речевых кодеках, которые описаны совокупностью 5 технико-экономических показателей: скорость кодирования, оценка качества кодирования речи, сложность реализации, размер кадра, суммарная задержка [4]. Исходные значения показателей качества речевых кодеков приведены в табл. 1. Нетрудно видеть, что показатели качества речевых кодеков связаны между собой и имеют конкурирующий характер.

Временная задержка увеличивается с увеличением размера кадра, а также с увеличением сложности алгоритма кодирования. При передаче речи допустимая задержка в одном направлении не может быть больше 250 *мс*.

Размер кадра влияет на качество воспроизводимой речи: чем длиннее кадр, тем более эффективно кодируется речь. С другой стороны, большие кадры увеличивают влияние задержки на обработку передаваемой информации. Размер кадра кодека определяется компромиссом между этими требованиями.

Сложность алгоритма кодирования связана с необходимыми вычислениями в реальном времени. Сложность алгоритма определяет скорость обработки, измеряемую в миллионах инструкций в секунду (Millions of Instructions per second – MIPS). Сложность обработки влияет на физические размеры кодирующего, декодирующего или комбинированного устройства, а также на его стоимость и потребляемую мощность.

Оценка качества кодирования речи с использованием различных кодеков, которая производится с помощью характеристики MOS (Mean Opinion Score), это усредненное совокупное мнение по пятибалльной шкале.

Таблица I

Номер	Кодеки	Скорость кодирования, *кбит/с*	Оценка качества кодирования речи, MOS (1-5)	Сложность реализации, MIPS	Размер кадра, *мс*	Суммарная задержка, *мс*
1	G 711	64	3,83	11,95	0,125	60
2	G 721	32	4,1	7,2	0,125	30
3	G 722	48	3,83	11,95	0,125	31,5
4	G 722(a)	56	4,5	11,95	0,125	31,5
5	G 722(b)	64	4,13	11,95	0,125	31,5
6	G 723.1(a)	5,3	3,6	16,5	30	37,5
7	G 723.1	6,4	3,9	16,9	30	37,5
8	G 726	24	3,7	9,6	0,125	30
9	G 726(a)	32	4,05	9,6	0,125	30
10	G 726(b)	40	3,9	9,6	0,125	30
11	G 727	24	3,7	9,9	0,125	30
12	G 727(a)	32	4,05	9,9	0,125	30
13	G 727(b)	40	3,9	9,9	0,125	30
14	G 728	16	4	25,5	0,625	30
15	G 729	8	4,05	22,5	10	35
16	G 729a	8	3,95	10,7	10	35
17	G 729b	8	4,05	23,2	10	35
18	G 729ab	8	3,95	11,5	10	35
19	G 729e	8	4,1	30	10	35
20	G 729e(a)	11,8	4,12	30	10	35
21	G 727(c)	16	4	9,9	0,125	30
22	G 728(a)	12,8	4,1	16	0,625	30
23	G 729d	6,4	4	20	10	35

В табл. 2 приведены результаты преобразования исходных значений показателей качества.

Таблица 2

Номер	Кодеки	K_{1i}	K_{2i}	K'_{3i}	K_{4i}	K'_{5i}	Выбор Парето-оптимальных вариантов
1	G 711	1	0,851	0,604	0,004	0,515	-
2	G 721	0,5	0,911	1	0,004	1	+
3	G 722	0,75	0,851	0,604	0,004	0,969	-
4	G 722(a)	0,875	1	0,604	0,004	0,969	+
5	G 722(b)	1	0,918	0,604	0,004	0,969	+
6	G 723.1(a)	0,083	0,8	0,439	1	0,818	+
7	G 723.1	0,1	0,867	0,424	1	0,818	+
8	G 726	0,375	0,822	0,748	0,004	1	-
9	G 726(a)	0,5	0,9	0,748	0,004	1	-
10	G 726(b)	0,625	0,866	0,748	0,004	1	+
11	G 727	0,375	0,822	0,727	0,004	1	-
12	G 727(a)	0,5	0,9	0,727	0,004	1	-
13	G 727(b)	0,625	0,866	0,727	0,004	1	-
14	G 728	0,25	0,889	0,281	0,021	1	+
15	G 729	0,125	0,9	0,317	0,333	0,879	+
16	G 729a	0,125	0,878	0,669	0,333	0,879	+
17	G 729b	0,125	0,9	0,309	0,333	0,879	-
18	G 729ab	0,125	0,878	0,626	0,333	0,879	-
19	G 729e	0,125	0,911	0,237	0,333	0,879	-
20	G 729e(a)	0,184	0,915	0,237	0,333	0,879	+
21	G 727(c)	0,25	0,889	0,727	0,004	1	-
22	G 728(a)	0,2	0,911	0,453	0,021	1	+
23	G 729d	0,1	0,889	0,359	0,333	0,879	+

В частности, выполнены операции нормирования показателей к максимальным значениям $k_{iн} = k_i / k_{i\max}$. Затем показатели были преобразованы в сопоставимый вид, чтобы все показатели носили однотипный характер в зависимости от технических характеристик кодеков. А для показателей $k_{3н}$ и $k_{5н}$ выполнены преобразования $k'_{3н} = 1/k_{3н}$, $k'_{5н} = 1/k_{5н}$.

На основе полученных данных табл. 2 рассмотрены практические особенности применения описанных выше методов выделения подмножества Парето-оптимальных вариантов речевых кодеков с учетом совокупности показателей качества, а также выбора единственного проектного решения. Из исходного множества 23 вариантов речевых кодеков выделено по критерию Парето (3) подмножество Парето, которое включает 12 вариантов кодеков (отмечены в табл. 2 значком +). Единственное проектное решение выбиралось из условия экстремума скалярной целевой функции (4) при двух разных значениях коэффициента β, определяющего характер изменения этой функции. В табл. 3 приведены значения данной функции для Парето-оптимальных вариантов речевых кодеков при $\beta = 2$ и $\beta = 3$. При этом экстремальное значение целевой функции при разных значениях β достигается для одного и того же речевого кодека G 722(b). Таким образом, при заданной постановке задачи оптимальным речевым кодеком с учетом совокупности показателей качества является кодек №5 – 722(b), который имеет следующие значения показателей качества: скорость кодирования – 64 *кбит/с*, оценка качества кодирования речи – 4.13 MOS, сложность реализации – 11,95 MIPS, размер кадра – 0,125 *мс*, суммарная задержка – 31,5 *мс*.

Таблица 3

Номер	Кодеки	Значения $U(\bar{k})$ для разных β	
		$\beta = 2$	$\beta = 3$
2	G 721	0,35099	0,24688
4	G 722(a)	0,35039	0,28188
5	G 722(b)	0,35476	0,28532
6	G 723.1(a)	0,31677	0,25791
7	G 723.1	0,32312	0,26308
10	G 726(b)	0,32863	0,26445
14	G 728	0,27801	0,24056
15	G 729	0,26904	0,22785
16	G 729a	0,29103	0,23837
20	G 729e(a)	0,26912	0,22898
22	G 728(a)	0,28812	0,24582
23	G 729d	0,26927	0,22716

Выводы

1. В статье рассмотрены теоретические и практические аспекты применения методов многокритериальной оптимизации для выбора проектных решений, оптимальных по совокупности показателей качества.

2. Приведена иллюстрирация особенностей применения методов выбора оптимальных проектных решений на примере речевых кодеков серии «G» с учетом пяти показателей качества: скорости кодирования, оценки качества кодирования речи, сложности реализации, размера кадра, суммарной задержки.

3. Результаты данной работы могут быть использованы при проектировании сложных систем, в частности сетей IP-телефонии при выборе оптимальных речевых кодеков.

Список литературы: 1. *Ногин В.Д., Протодьяконов И.О., Евлампиев И.И.* Основы теории оптимизации. М.: Высш. шк., 1986. 2. *Березовский Б.А., Барышников Ю.М., Борзенко В.И., Кеппер Л.М.* Многокритериальная оптимизация. Математические аспекты. М.: Наука, 1986. 3. *Безрук В.М.* Векторна оптимізація та статистичне моделювання в автоматизованому проектуванні систем зв'язку. Харків: ХНУРЕ, 2002. 4. *Семенов Ю.В.* Проектирование сетей связи следующего поколения. СПб.: БХВ-Петербург, 2005.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.10.2009

УДК 621.3:681.34

С.С. КРИВЕНКО, М.С. ЗРЯХОВ, канд. техн. наук, В.В. ЛУКИН, д-р техн. наук, А.А. ЗЕЛЕНСКИЙ, д-р техн. наук

СЖАТИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ БЕЗ ВИЗУАЛЬНО ЗАМЕТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Введение

Современные системы дистанционного зондирования (ДЗ) аэрокосмического базирования способны оперативно предоставлять данные, полезные для разнообразных практических приложений [1]. Особо высокой информативностью характеризуются изображения, получаемые многоканальными системами ДЗ, в частности мульти- и гиперспектральными сенсорами [2]. Вместе с тем, объем получаемых данных ДЗ в таких системах оказывается, как правило, очень большим [3]. Поэтому их передача по каналам связи в наземные пункты приема и обработки космической информации с последующим оперативным извлечением полезной информации и ее доведением до конечных пользователей оказываются сложными задачами, особенно при ограниченных полосе канала и длительности сеанса связи [3, 4]. В связи с этим широко используют методы сжатия данных ДЗ [3, 5, 6].

Наилучшие из известных методов сжатия без потерь [3, 5] не способны даже для гиперспектральных данных ДЗ (для которых коэффициент сжатия удается повысить за счет использования устранения спектральной избыточности по сравнению с одноканальными изображениями) обеспечить коэффициент сжатия (КС) больше 3,5–4,0 [3, 5]. Для одноканальных изображений или при небольшом числе каналов КС оказывается примерно в два раза меньше, что во многих практических случаях явно недостаточно. В то же время существуют методы сжатия данных ДЗ с потерями, которые способны обеспечить КС порядка десятков и даже больше 100 [6 – 8]. Однако для таких КС вносимые искажения могут приводить к безвозвратной потере полезной информации [9]. Поэтому при сжатии с потерями целесообразно использовать такие КС, при которых, с одной стороны, достигаются значения КС значительно большие, чем для сжатия без потерь, а, с другой стороны, качество предоставляемых пользователям данных ДЗ является приемлемо высоким [6, 10, 11]. При этом решение о КС, который должен использоваться, должно приниматься на борту носителя системы ДЗ, желательно автоматически [4, 10].

На практике могут использоваться различные критерии качества данных ДЗ. Один из возможных подходов – вероятность правильного распознавания [10] или решения других конечных задач, например выявления аномалий [12]. Второй подход – обеспечение такого визуального качества декодированных изображений, при котором они не отличимы от исходных. Правомерность этого подхода обусловлена двумя соображениями. Во-первых, в наземных пунктах приема и обработки космической информации по-прежнему широко используется труд опытных дешифровщиков, выполняющих, как минимум, первичный анализ полученных данных ДЗ. Во-вторых, несмотря на значительные успехи в области распознавания образов и искусственного интеллекта, человеческое зрение позволяет не хуже, чем машинные алгоритмы, решать задачи обнаружения объектов и их распознавания [13]. Это позволяет предположить, что если сжатие осуществляется без внесения визуально заметных искажений, то и решение конечных задач интерпретации и распознавания данных ДЗ как дешифровщиком, так и автоматизированными методами будет выполняться с высокой эффективностью.

Недавно были разработаны автоматизированные методы сжатия оптических черно-белых 8-битных изображений без внесения визуально заметных искажений [14].

Цель работы – адаптировать эти методы к обработке одно- и многоканальных изображений ДЗ, разработать соответствующие алгоритмы и апробировать их на реальных данных.

1. Автоматизированная процедура сжатия черно-белых изображений

Кратко опишем автоматизированную процедуру сжатия оптических изображений без визуально заметных искажений, предложенную в нашей работе [14]. Известно, что при анализе методов сжатия изображений и видео с потерями качество восстановленных (декодированных) изображений чаще всего описывают среднеквадратической ошибкой (СКОш) или пиковым отношением сигнал–шум (ПССШ), рассчитываемыми относительно исходного изображения [15]. В то же время общепризнанным является и тот факт, что СКОш и ПССШ не являются метриками, адекватно отражающими визуальное качество изображений, искаженных теми или иными видами помех [16, 17]. В связи с этим все шире используются другие метрики, среди которых для изображений, искаженных разными видами помех и вследствие сжатия с потерями, наилучшими [17] являются метрики PSNR-HVS-M [18], MSSIM [19] и некоторые другие [14]. Это связано с тем, что перечисленные метрики способны учитывать такие особенности человеческого зрения как разную чувствительность к искажениям разных пространственных частот, эффекты маскирования и ряд других.

Эксперименты, проведенные в работе [14] с основными черно-белыми тестовыми оптическими изображениями, представленными 8-битными массивами целых чисел, показали, что визуально заметные искажения при сжатии с потерями еще не наблюдаются, если обеспечено сжатие со значением PSNR-HVS-$M_{тр}$ порядка 40 *дБ* или, что практически эквивалентно, $MSSIM_{тр}$, приблизительно равным 0,989. При этом в зависимости от степени сложности изображения достигаются КС от 5–8 для наиболее сложных изображений, до 15–20 – для относительно простых изображений. В любом случае такие значения КС существенно больше тех, которые имеют место при сжатии тех же изображений без потерь. Конкретные значения КС зависят также от используемого метода сжатия с потерями (кодера) и они наибольшие для таких современных кодеров, как ADCTC-M [14] и заметно меньше (примерно в полтора раза) для стандартного JPEG. Результаты для методов сжатия JPEG2000 (SPIHT) занимают промежуточное положение.

Для всех перечисленных кодеров (как и для многих других) указанные выше значения PSNR-HVS-M или MSSIM могут быть достигнуты автоматически или в автоматизированном режиме путем использования итеративной процедуры, которая предусматривает следующие основные операции. Обрабатываемое изображение на каждом k-м шаге сжимается с некоторым текущим значением $КС_i$ (которое определяется параметром bpp_k или шагом квантования QS_k), а затем декодируется, и для декодированного изображения вычисляется PSNR-HVS-M_k или $MSSIM_k$. Полученное значение PSNR-HVS-M_k сравнивается с PSNR-HVS-$M_{тр}$ (или $MSSIM_k$ сравнивается с $MSSIM_{тр}$) и принимается решение, «в какую сторону двигаться дальше», то есть каким образом [14] изменять bpp или шаг квантования QS на следующем шаге, чтобы приблизиться к PSNR-HVS-$M_{тр}$ или $MSSIM_{тр}$. Итерации завершаются, когда PSNR-HVS-$M_{тр}$ или $MSSIM_{тр}$ достигнуты с требуемой точностью (на практике обычно достаточно обеспечить PSNR-HVS-$M_{тр}$ *с точностью порядка 0,2 дБ или* $MSSIM_{тр}$ *с точностью 0,0005).*

Нами разработано программное обеспечение, реализующее описанную выше итеративную процедуру. Внешний вид основного окна представлен на рис. 1. Оператор может выбирать сжимаемое изображение, кодер, контролируемую метрику визуального качества и устанавливать ее требуемое значение и точность его обеспечения, а также некоторые параметры итеративной процедуры. Если же требуется работа алгоритма сжатия в автоматическом режиме, то кодер, вид метрики, ее значение и точность его обеспечения должны задаваться фиксированными. Как правило, достаточно несколько (до десяти) шагов итеративной процедуры, чтобы обеспечить заданную точность. Использовалась итеративная процедура, основанная на методе медианного деления интервала возможных шагов квантования. Другая возможная процедура обеспечения требуемого ПССШ при сжатии изображений с потерями более подробно описана в работе [20].

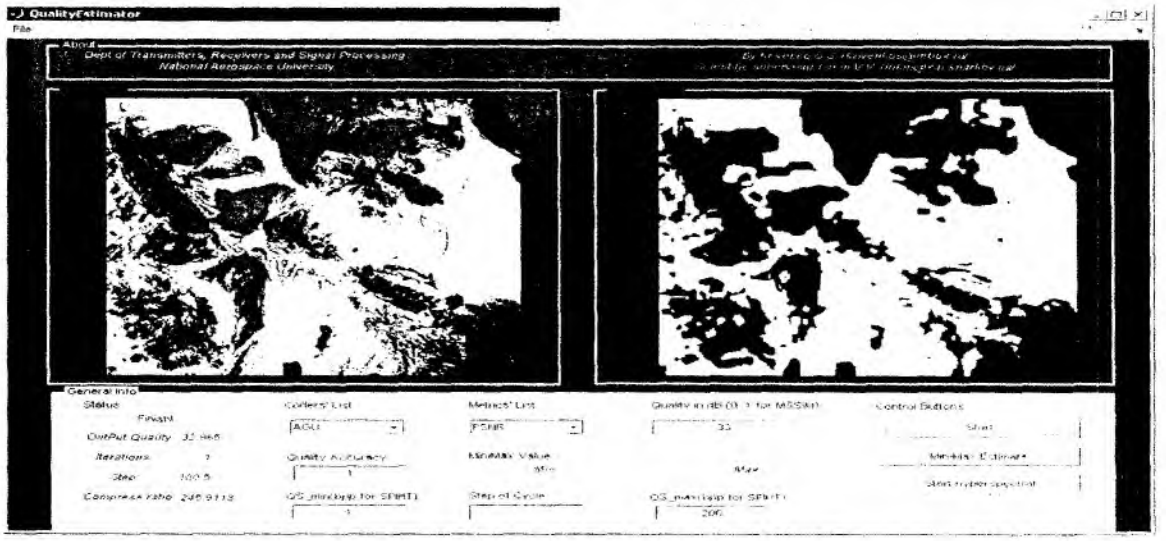


Рис. 1

2. Отличительные особенности изображений ДЗ

При сжатии аналогичными методами изображений ДЗ необходимо принимать во внимание некоторые особенности, отличающие их от черно-белых оптических изображений. Перечислим основные из них. Во-первых, в современных системах ДЗ все чаще используют 2 байта (один бит – знаковый) для представления данных в каждом отсчете одноканальных изображений или спектральных каналов (компонент) многоканальных изображений (см., http://www.sovzond.ru/satellites/436/445.html или AVIRIS Home page, http://aviris.jpl.nasa.gov/).

Такая методика способствует более высокой точности измерения параметров зондируемой поверхности и учитывает широкий динамический диапазон варьирования значений изображений в разных каналах [21]. На рис. 2 показано изменение динамического диапазона изображений (разности максимального $I_{\max}(n)$ и минимального $I_{\min}(n)$ значений в n-м компонентном изображении) в зависимости от номера канала n для изображения, сформированного системой AVIRIS (224 канала оптического и инфракрасного диапазонов). Количество спектральных каналов, для которых достаточно 8 *бит* для представления данных, очень невелико.

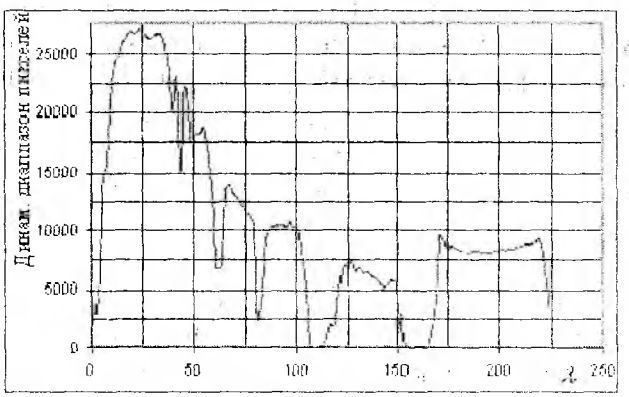


Рис. 2

Однако представление данных 2-байтными числами делает требования к степени сжатия еще более жесткими. При этом следует учитывать, что при представлении изображений 8-битными целыми числами изменения значений пикселей на несколько единиц, как правило, незаметны для человеческого зрения [22].

Во-вторых, спектральные каналы могут существенно отличаться друг от друга исходным ПССШ, зависящим от динамического диапазона и от уровня помех [21]. В работе [21] предложена следующая методика расчета ПССШ $PSNR_{\text{mod}}(n)$. На первом этапе для каждого

n-го спектрального канала получают упорядоченные по возрастанию значения пикселей $I^{(q)}(n), q = 1,..., IJ$, где IJ – размер изображения (общее количество пикселей, обычно 512x614 для стандартных изображений, сформированных системой AVIRIS самолетного базирования) и $I^{(q)}$ – q-я порядковая статистика. На следующем этапе рассчитывают

$$PSNR_{\text{mod}}(n) = 20\lg((I^{(IJ-Q)}(n) - I^{(Q+1)}(n))/\hat{\sigma}(n)), \qquad (1)$$

где Q – количество наибольших и наименьших значений, подлежащих усечению (рекомендуемое значение $Q=IJ/100$), $\hat{\sigma}(n)$ – оценка среднеквадратического отклонения помех, которая может быть получена автоматически [6, 24]. Усечение, используемое в (1), обеспечивает устойчивость оценки ПССШ к небольшому проценту очень ярких и темных точек, наблюдаемых в реальных изображениях, присутствие которых может существенно исказить качество изображений ДЗ.

Для гиперспектральных изображений есть спектральные каналы, в которых шум визуально заметен и исходные ПССШ не превышают 30 *дБ*. Таких спектральных каналов меньшинство [21, 23], что хорошо видно из анализа зависимости $PSNR_{\text{mod}}(n)$, приведенной на рис. 3 для реального изображения Lunar Lake системы AVIRIS.

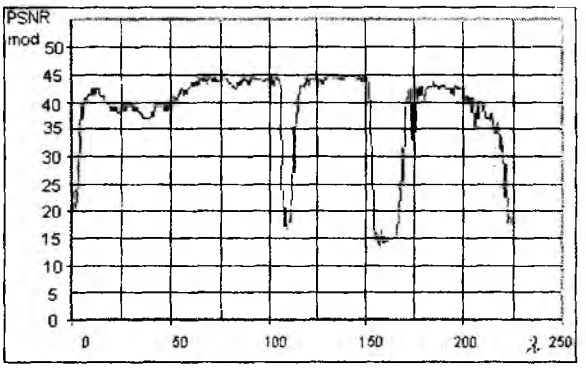


Рис. 3

Для большинства каналов уровень помех, которые обычно представляют собой сложный сигнально-зависимый шум [23], относительно невысок и исходное ПССШ имеет порядок 40 *дБ* [21]. В таких каналах помехи в визуализированных изображениях не заметны.

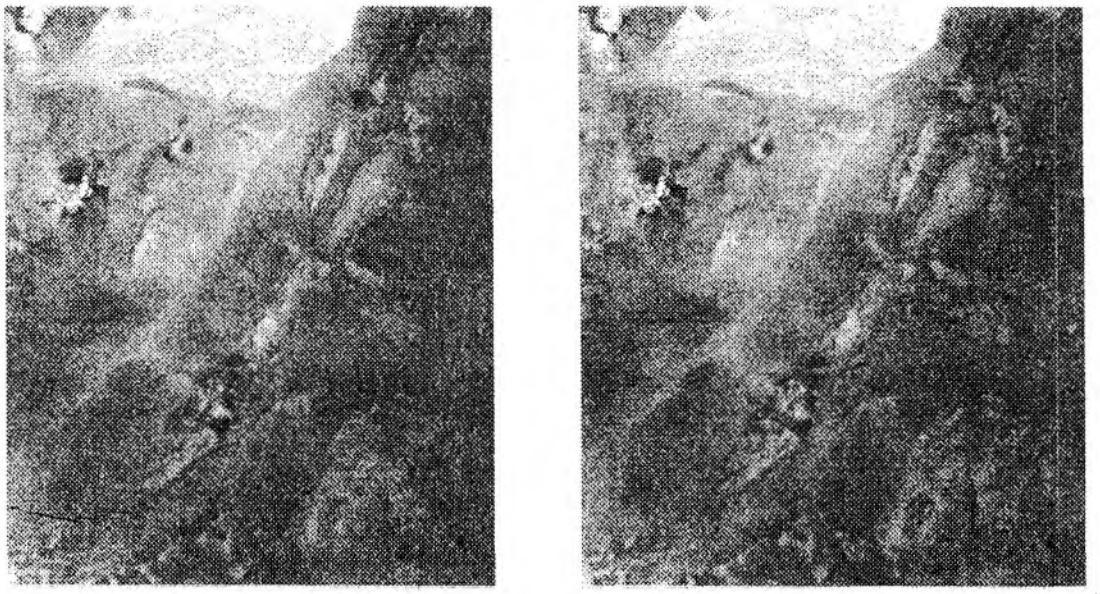
Отмеченные особенности будут использованы ниже при разработке модифицированной методики сжатия изображений без видимых искажений.

3. Модифицированная методика сжатия изображений ДЗ без внесения визуально заметных искажений

Рассмотрим сначала возможность применения описанной в п. 1 методики автоматизированного сжатия к тем компонентным изображениям гиперспектральных данных, для которых $I_{\max}(n) \le 255$. На рис. 4, *а* представлено изображение в 165-м канале многоканальных данных (МКД) системы AVIRIS, для которого выполняется это условие, и $PSNR_{\text{mod}}(n) \approx 15$ *дБ*, что свидетельствует о высоком уровне помех, которые хорошо заметны на данном изображении визуально.

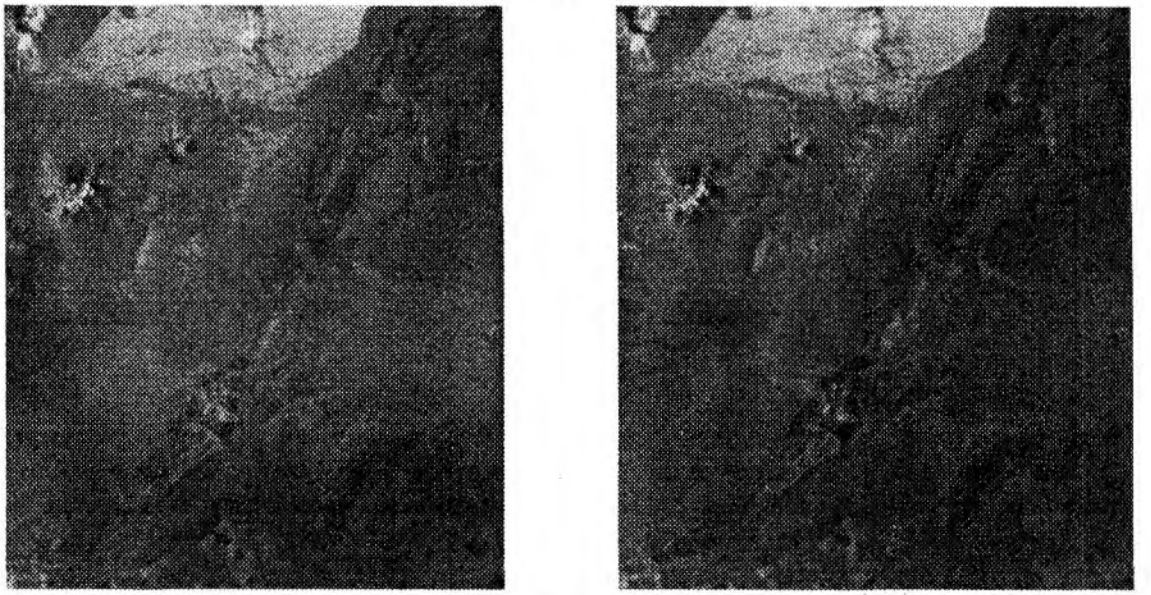
Кроме того, рассмотрим изображение в 224-м канале многоканальных данных AVIRIS (рис. 5, *а*), для которого также $I_{\max}(n) \le 255$, но значение $PSNR_{\text{mod}}(n)$ существенно выше и шум почти не заметен.

Применим к обоим изображениям, представленным 8-битными числами, кодер ADCTC-M и описанную выше методику обеспечения PSNR-HVS-$M_{\text{тр}} \approx 40$ дБ с точностью 0.2 *дБ*. Полученные изображения приведены соответственно на рис. 4, *б* и 5, *б*. Визуально они не отличаются от исходных, показанных соответственно на рис. 4, *а* и *б*. Полученные при этом коэффициенты сжатия равны 5,0 для изображения на рис. 4, *а* и 9,8 для изображения на рис. 5, *а*.



а *б*

Рис. 4



а *б*

Рис. 5

Во-первых, эти значения КС существенно, в несколько раз, выше, чем КС, обеспечиваемые методами сжатия без потерь. В частности, для изображения на рис. 4, *а* его сжатие архиватором RAR обеспечивает КС, равный 1,8, а для архиватора ZIP КС равен 1,6. Для изображения на рис. 5, *а* КС равен 2,5 для архиватора RAR и примерно 2 для архиватора ZIP. Таким образом, благодаря применению предложенной методики сжатия достигнуто повышение КС в несколько раз без ухудшения визуального качества изображений ДЗ.

Во-вторых, из сравнения результатов для изображений на рис. 4, *а* и 5, *а* видно, что меньшие значения КС имеют место при сжатии изображений с меньшим $PSNR_{\text{mod}}(n)$, то есть в большей степени искаженных помехами. Такая закономерность обусловлена тем, что вследствие выбранной цели обеспечить отсутствие визуально заметных искажений в изображении, сжатом с потерями, по сравнению с оригиналом приходится значительную часть бит «тратить на сохранение шума». Этот момент является спорным для рассматриваемого подхода к сжатию с потерями, тем более, если учесть, что сжатие с потерями обладает специфическим эф-

фектом подавления помех, который неоднократно демонстрировался нами и другими авторами [6, 10, 11, 25, 26]. Однако, поскольку для ряда приложений заказчики (пользователи) выдвигают первоочередное требование, чтобы сжатое изображение визуально не отличалось от исходного, далее продолжим анализ методов сжатия, учитывающих это требование.

В третьих, как уже отмечалось, исходные МКД, в частности изображения системы AVIRIS, часто представляются 16-битными целыми числами на один пиксель. Поэтому фактические значения КС для рассмотренных выше двух изображений вдвое больше. *Но при этом возникает вопрос, каким образом сжимать те канальные изображения, для которых* $I_{\max}(n) > 255$, вернее $I_{\max}(n) - I_{\min}(n) > 255$. При этом для многих изображений $I_{\min}(n) < 0$, то есть имеются и отрицательные значения, хотя вероятность их появления невысока и значения $|I_{\min}(n)|$ тоже невелики (не более 255 для данных ДЗ системы AVIRIS). Наконец, есть такие каналы, для которых $I_{\max}(n) - I_{\min}(n) < 128$. Для таких изображений желательно расширить динамический диапазон перед сжатием.

Напомним, что обобщенная запись PSNR-HVS-M имеет вид

$$PSNR - HVS - M(n) = 10\lg((I_{\max}(n) - I_{\min}(n))^2 / MSE_{HVS-M}(n)), \quad (2)$$

где $MSE_{HVS-M}(n)$ – среднеквадратическая ошибка, вычисляемая в области коэффициентов дискретного косинусного преобразования (ДКП) в блоках 8x8 пикселей с учетом различной чувствительности зрения к искажениям разных пространственных частот и эффектов маскирования [25] (модуль доступен на http://www.ponomarenko.info/psnrhvsm.htm).

Предположим, что исходное изображение в n-м канале $I_{ij}(n), i = 1,...,I, j = 1,...,J$ линейно преобразовано:

$$I_{ij}^{sc}(n) = (I_{ij}(n) - I_{\min}(n))/\beta(n), i = 1,...,I, j = 1,...,J, \quad (3)$$

где $\beta(n)$ – некоторый масштабный коэффициент. Этот масштабный коэффициент может быть выбран равным $[(I_{\max}(n) - I_{\min}(n))/255]^{\uparrow}$, если $(I_{\max}(n) - I_{\min}(n)) > 255$, чтобы значения изображения $I_{ij}^{sc}(n), i = 1,...,I, j = 1,...,J$ оказались лежащими в пределах от 0 до 255, где $[\cdot]^{\uparrow}$ означает округление до ближайшего целого в сторону увеличения. Если же $(I_{\max}(n) - I_{\min}(n)) < 128$, то можно рассчитать $\beta_{inv}(n)$ как $[255/(I_{\max}(n) - I_{\min}(n))]_{\downarrow}$, где $[\cdot]_{\downarrow}$ означает округление до ближайшего целого в сторону уменьшения. Таким образом, нужен флаговый бит, чтобы при декодировании знать, какой параметр – $\beta(n)$ или $\beta_{inv}(n)$ – рассчитывался и использовался перед сжатием. Максимальные значения $\beta(n)$ и $\beta_{inv}(n)$ могут быть представлены при этом семью битами при сжатии МКД системы AVIRIS. Следовательно, нужно 8 *бит* (один байт) на канал, чтобы при сжатии закодировать массив значений $\beta(n)$ и $\beta_{inv}(n)$, а также один байт на канал, чтобы закодировать значения $I_{\min}(n)$.

Отметим, что значения полученного изображения $I_{ij}^{sc}(n), i = 1,...,I, j = 1,...,J$ также могут быть округлены до ближайшего целого. Это позволяет применять описанное в п. 1 программное обеспечение для сжатия изображения $I_{ij}^{sc}(n), i = 1,...,I, j = 1,...,J$ без внесения визуально заметных искажений.

Тогда после декомпрессии нужно провести обратное масштабирование в виде

$$I_{ij}^{dec}(n) = I_{ij}^{scdec}(n)\beta(n) + I_{\min}(n), i = 1,...,I, j = 1,...,J, \quad (4)$$

где $I_{ij}^{dec}(n), i = 1,...,I, j = 1,...,J$ – декодированное изображение в n-м канале, $I_{ij}^{scdec}(n), i = 1,...,I, j = 1,...,J$ – изображение $I_{ij}^{sc}(n), i = 1,...,I, j = 1,...,J$ после сжатия и декомпрессии. Аналогично в случае, если для данного канала использовалось $\beta_{inv}(n)$. В силу линейности преобразований (3), (4) и ли-

нейности вычисления PSNR-HVS-M ее значения для $I_{ij}^{src\,dec}(n), i=1,...,I, j=1,...,J$ и $I_{ij}^{dec}(n), i=1,...,I, j=1,...,J$ будут одинаковы, а значения $\beta(n), n=1,...,N, \beta(n)=1 \; if \; I_{\max}(n) \le 255$ при сжатии многоканальных данных должны сохраняться и сжиматься в общем потоке как служебная информация (N – общее число каналов МКД ДЗ). Значения $\beta(n), n=1,...,N$ решено делать целыми (при исходном 16-битном представлении они не превышают 127), что дополнительно сокращает объем сжатых данных. В этом случае объем служебной информации в потоке сжатых данных будет минимальным.

Другой возможный подход к решению этой практической задачи состоит в разработке аналогичного варианта кодера, способного работать с 16-битными исходными изображениями. Проанализируем, насколько эффективен такой подход при сжатии реальных данных (изображения Lunar Lake AVIRIS) модифицированным кодером AGU [14]. На рис. 6 приведен график значений КС от номера канала. Полученные значения КС лежат в диапазоне от 4,3 до 62, что существенно выше, чем при сжатии без потерь. Совместный анализ зависимости КС от номера канала и зависимости $PSNR_{\text{mod}}(n)$, представленной на рис. 3, свидетельствует о том, что большие значения КС(n) наблюдаются для каналов, для которых имеют место большие отношения сигнал-шум или меньший уровень помех.

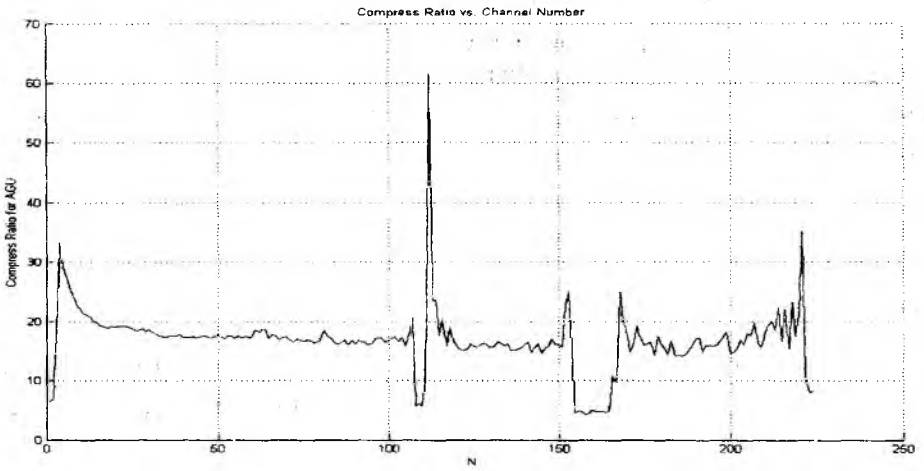


Рис. 6

Общее значение коэффициента сжатия равно 14,56. Отметим, что сжатие проводилось поканально. Значения шага квантования лежат в пределах от 14 до 17. При сжатии многоканального изображения, результаты для которого приведены на рис. 6, число итераций для разных каналов варьировалось от 5 до 8. Точность обеспечения PSNR-HVS-$M_{тр}$ – 1 *дБ*. Если задать большую точность, то общее значение коэффициента сжатия практически не изменится, пределы шага квантования также останутся теми же, но увеличится число итераций.

Предложенный подход был также апробирован для кодеров AGU-M и ADCT-M [14]. Заданная точность обеспечения PSNR-HVS-$M_{тр}$ была установлена равной 0,2 *дБ*. Число итераций возросло до 8–11 в зависимости от номера канала, а общий коэффициент сжатия благодаря большей эффективности этих кодеров и их способности обеспечивать именно высокое визуальное качество стал равен 20,32 для ADCT-M и 20,47 для AGU-M. Таким образом, предложенный автоматический метод обладает универсальностью, но в его рамках целесообразно использовать более эффективные кодеры, если обеспечение более высокого КС является приоритетным требованием.

Для того чтобы предложенный метод сжатия мог быть реализован в автоматическом режиме, необходимо следующее. Во-первых, должен быть выбран конкретный кодер. Выбор зависит от ряда аспектов, в частности средней степени сжатия при PSNR-HVS-M порядка 40 *дБ*, быстродействия, простоты аппаратурно-алгоритмической реализации. Во-вторых,

должны быть заданы параметры итеративной процедуры: контролируемая метрика и ее требуемое значение (PSNR-HVS-$M_{тр}$ или $MSSIM_{тр}$), конкретное значение точности обеспечения этой метрики, стартовые значения итеративной процедуры (bpp_1 или шаг квантования QS_1 и диапазон их варьирования).

Заключение

Таким образом, предложен метод и автоматическая процедура обеспечения сжатия одно- и многоканальных данных ДЗ с потерями, но без визуально заметных искажений. Достигаемые степени сжатия в 3–15 раз превышают значения КС при сжатии без потерь. Дальнейшее повышение КС при сжатии МКД ДЗ может быть связано с учетом межканальной коррелированности изображений и использования этого вида избыточности путем применения трехмерных кодеров вместо рассмотренного в статье поканального сжатия данных.

Список литературы: 1. *Chang Chein-I.* Hyperspectral Imaging: Techniques for Spectral Detection and Classification. N.Y.: Kluwer Academic / Plenum Publishers, 2003. 370 p. 2. *Попов М.А., Станкевич С.А.* Методы оптимизации числа спектральных каналов в задачах обработки и анализа данных дистанционного зондирования Земли // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. Вып. 3. Т. 1. М.: ИКИ РАН, 2006.- С.106-112. 3. *Kaarna A.* Compression of Spectral Images // Vision Systems: Segmentation and Pattern Recognition / Ed. By G. Ohinata and A. Dutta.. Vienna: I-Tech, 2007, P.269-298. 4. *G. Yu, T. Vladimirova, M.N.* Sweeting, Image compression systems on board satellites, Acta Astronautica, Vol. 64, 2009, pp. 988-1005. 5. *B. Aiazzi, L. Alparone, and S. Baronti.* Near-lossless compression of 3-D optical data, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 39, No 11, pp. 2547-2557, Nov 2001. 6. *Ponomarenko N.N., Lukin V.V., Zriakhov M.S., Kaarna A., Astola J.* Automatic Approaches to On-Land/On-Board Filtering and Lossy Compression of AVIRIS Images // Proceedings of IGARSS, Boston, 2008. - Vol.III. - P.254-257. 7. *G. Motta, F. Rizzo, and J.A. Storer*, Compression of hyperspectral imagery, Proceedings of Data Compression Conference, pp. 333-342, 2003. 8. *X. Tang, W.A. Pearlman*, "Three-dimensional wavelet-based compression of hyperspectral images", Book Chapter in "Hyperspectral Data Compression", Springer US, 2006. 9. *Blanes I., Zabala A., More G., Pons X., Serra-Sagrista J.*, Classification of Hyperspectral Images Compressed through 3D-JPEG2000, Proceedings of LNAI, Vol. 5179, 2009, pp. 416-423. 10. *Lukin V.* Processing of Multichannel RS data for Environment Monitoring, Proceedings of NATO Advanced Research Workshop on Geographical Information Processing and Visual Analytics for Environmental Security, Trento, Italy, Springer Netherlands, July 2009, pp. 129-138. 11. *V.V. Lukin, N.N. Ponomarenko, A.A. Zelensky, A.A. Kurekin, K. Lever*, Classification of compressed multichannel remote sensing images, Proceedings of SPIE/EUROPTO on Remote Sensing, UK, Sept 2008, SPIE 7109, 12 p. 12. *Q. Du, Chein-I. Chang.* Linear mixture analysis-based compression for hyperspectral image analysis, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 42, pp. 875-891, April 2004. 13. *C.M. Bishop*, Pattern Recognition and Macine Learning, Springer, Science+Business Media, 2006, 738 p. 14. *N. Ponomarenko, S. Krivenko, V. Lukin, K. Egiazarian.* Visual Quality of Lossy Compressed Images, Proceedings of CADSM2009, Feb. 2009, Svalyava, pp. 137-142. 15. *P. Topiwala*, ed., Wavelet Image and Video Compression. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1998. 16. *A. Bovik*, Handbook on Image and Video Processing. USA, Academic Press, 2000. 17. *K. Egiazarian, J. Astola, N. Ponomarenko, V. Lukin, F. Battisti*, "Metrics Performance Comparison for Color Image Database", CD-ROM Proceedings of the Second International Workshop on Video Processing and Quality Metrics, Scottsdale, USA, 2009, 6 p. 18. *Z. Wang, E.P. Simoncelli, A.C. Bovik*, Multi-scale structural similarity for image quality assessment, IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. 2003. 5 p. 19. *N. Ponomarenko, F. Silvestri, K. Egiazarian, M. Carli, J. Astola, V. Lukin*, On between-coefficient contrast masking of DCT basis functions, CD-ROM Proc. of the Third Int. Workshop on Video Processing and Quality Metrics, USA, 2007, 4 p. 20. *Зряхов М.С., Лукин В.В.* Обеспечение заданного качества при сжатии изображений с потерями // Радиотехника. 2005. Вып.143. С. 76-82. 21. *N. Ponomarenko, V. Lukin, M. Zriakhov, and A. Kaarna*, Preliminary automatic analysis of characteristics of hyperspectral AVIRIS images, Proceedings of MMET, Ukraine, pp. 158-160, 2006. 22. *W.K. Pratt*, Digital Image Processing. Fourth Edition. NY, USA, Wiley-Interscience, 2007. 23. *A. Barducci, D. Guzzi, P. Marcoinni, and I. Pippi*, "CHRIS-Proba performance evaluation: signal-to-noise ratio, instrument efficiency and data quality from acquisitions over San Rossore (Italy) test site", Proceedings of the 3-rd ESA CHRIS/Proba Workshop, Italy, 11 p., March 2005. 24. *Lukin V.V., Abramov S.K., Ponomarenko N.N., Vozel B., Chehdi K.*, Methods for blind evaluation of noise variance in multichannel optical and radar images, Telecommunications and Radioengineering, Vol. 65 (6), 2006, pp. 509-537. 25. *O.K. Al-Chaykh, R.M. Mersereau*, "Lossy compression of noisy images", IEEE Transactions on Image Processing, vol. 7 (12), pp. 1641-1652, Dec. 1998. 26. *N. Ponomarenko, V. Lukin, M. Zriakhov, K. Egiazarian, and J. Astola*, "Estimation of accesible quality in noisy image compression", in CD-ROM Proc. EUSIPCO, Italy, 2006, 4 p. 27. *N. Ponomarenko, F. Silvestri, K. Egiazarian, M. Carli, J. Astola, V. Lukin*, On between-coefficient contrast masking of DCT basis functions, CD-ROM Proc. of the Third Int. Workshop on Video Proc. and Quality Metrics, USA, 2007, 4 p.

НАКУ им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков

Поступила в редколлегию 15.10.2009

УДК 519.876.7

Е.А. КОПЫТОВА

АНАЛИЗ ТЕХНОЛОГИЙ ПОСТРОЕНИЯ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ

Введение

В настоящее время существует необходимость использовать распределенные управляющие системы (РУС) для эффективного управления территориально распределенной структурой. Создание такой системы позволяет организовывать сбор данных о работе сети, вести единый учет данных, использовать эту систему для оперативного принятия управляющих решений при условии большой территориальной распределенности. На сегодняшний день разработаны и внедрены ряд идей по построению РУС.

Основная часть

Существующие варианты технологий построения распределенных систем можно условно разделить на три группы:

- иерархическая;
- платформенная (COM, DCOM, CORBA, RMI, SOA и ДР.);
- агентная (МАС).

Рассмотрим эти технологии детальнее.

Одна из общеизвестных технологий построения распределенных систем – иерархическая, в которой подсистемы расположены на уровнях с различными степенями иерархичности. Подсистема на каком-либо уровне управляет или координирует подсистемы, расположенные на уровне ниже нее, и, в свою очередь, управляется или координируется подсистемой расположенной уровнем выше. Иерархическое управление в системах большой размерности имеет свои недостатки. Многоуровневость и связанная с этим многократная передача информации с уровня на уровень вызывают задержки, снижающие оперативность оценки обстановки и реализации управленческих решений, приводят к искажениям в процессе передачи информации и при ее обработке на промежуточных уровнях. Также к недостаткам иерархических систем стоит отнести жесткую структуру, которая приводит к сложности масштабирования.

Выделяются несколько различных платформенных технологий построения РУС. К ним относятся технологии RMI, CORBA и DCOM и др.

COM (англ. Component Object Model – Объектная Модель Компонентов) – это технологический стандарт от компании Microsoft, предназначенный для создания программного обеспечения на основе взаимодействующих распределенных компонентов, каждый из которых может использоваться во многих программах одновременно [1]. На основе COM была создана технология DCOM. Технология DCOM (англ. Distributed COM – распределенная COM) основана на технологии DCE/RPC (разновидности RPC). DCOM позволяет COM-компонентам взаимодействовать друг с другом по сети.

На рис. 1 представлена архитектура DCOM. Управление в сетях, основанных на технологии DCOM, производится посредством COM run-time, который предлагает клиентам и компонентам объектно-ориентированные сервисы и использует RPC и провайдер безопасности для генерации стандартных сетевых пакетов, соответствующих стандарту протокола DCOM. RPC (Remote Procedure Call) – стандарт сетевого программирования, определяющий мощную технологию для того, чтобы создавать распределенные программы клиент/сервер. RPC заглушки (stub) и библиотеки времени выполнения (run-time library) управляют большинством процессов, касающихся сетевых протоколов и связи. DCE RPC – бинарный протокол на базе различных транспортных протоколов, в том числе TCP/IP, который определяет стандарт для преобразования структур данных и параметров в сетевые пакеты.

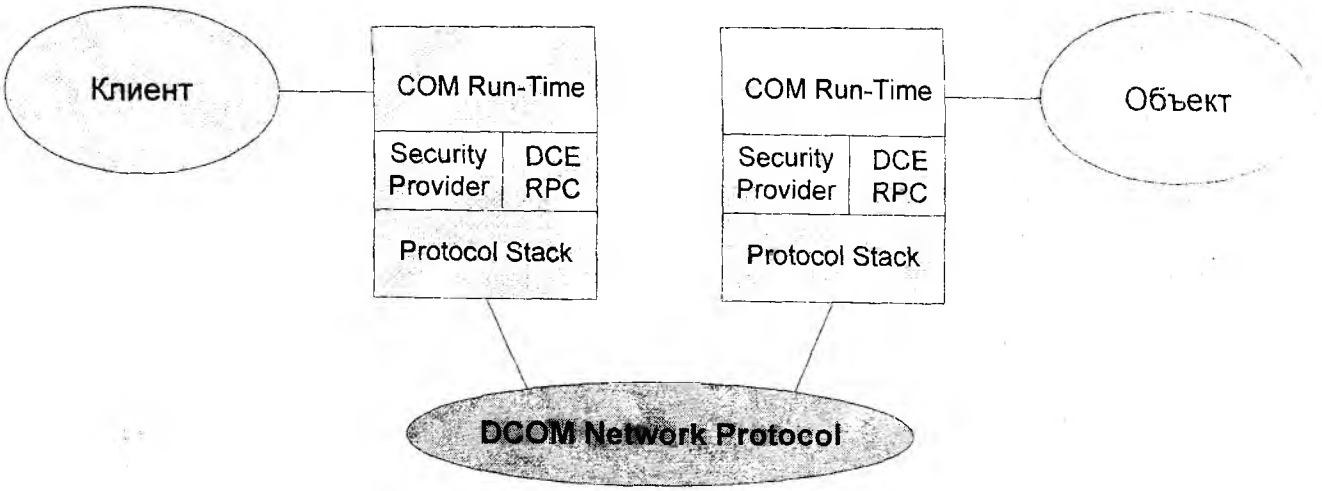


Рис. 1

Среди достоинств данной технологии стоит отметить языковую независимость, динамический/статический вызов, динамическое нахождение объектов, масштабируемость. Но при переходе от технологии COM к DCOM разработчики не устранили сложность реализации данной технологии и зависимость от платформы (каждый компонент распределенного DCOM-приложения должен обязательно выполняться под управлением операционной системы Windows, что не всегда удобно).

Главным конкурентом DCOM является другая известная распределенная технология CORBA.

CORBA (сокр. от англ. Common Object Request Broker Architecture – общая архитектура брокера объектных запросов) – это технологический стандарт написания распределенных приложений. Задача CORBA – осуществить интеграцию изолированных систем, дать возможность программам, написанным на разных языках, работающим на разных узлах сети, взаимодействовать друг с другом так же просто, как если бы они находились в адресном пространстве одного процесса.

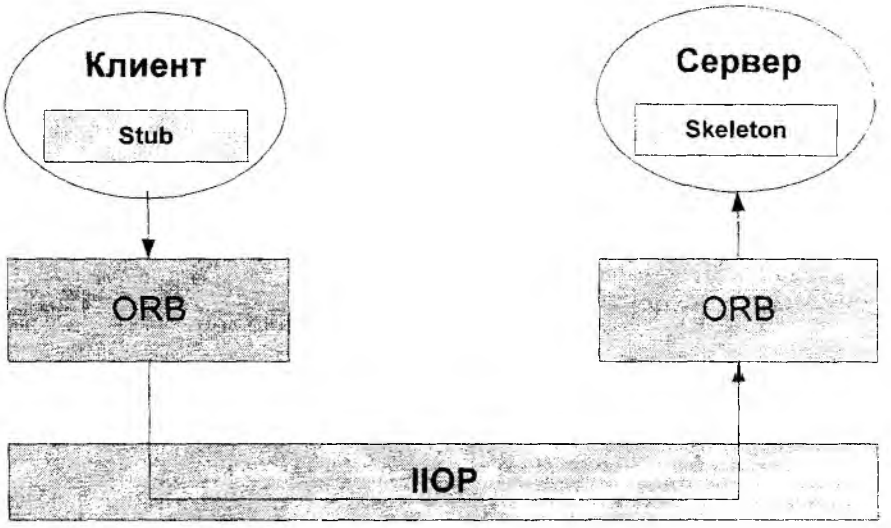


Рис. 2

Взаимодействие объектов в архитектуре CORBA представлено на рис. 2. Основу управления в CORBA составляет объектный брокер запросов (Object Request Broker). ORB управляет взаимодействием объектов в распределенной сетевой среде. IIOP (Internet Inter-ORB Protocol) – это протокол для организации взаимодействия между различными брокерами, опубликованный консорциумом OMG. IIOP используется GIOP в среде Интернет и обеспечивает отображение сообщений между GIOP и слоем TCP/IP. В адресном пространстве клиента функционирует специальный объект, называемый заглушкой (stub). Получив запрос от клиента, он упаковывает параметры запроса в специальный формат и передает его серверу, а точнее, скелету. Скелет (skeleton) – объект, работающий в адресном пространстве сервера. Получив запрос от клиента, он распаковывает его и передает серверу. Также скелет преобразует ответы сервера и передает их клиенту (заглушке).

Значительным преимуществом CORBA относительно технологии COM и DCOM является платформенная независимость и широкий круг производителей продуктов, поддерживающих данную технологию, в сравнении с аналогичным кругом для DCOM. Архитектура CORBA разработана для поддержки интеграции самых разнообразных объектных систем.

Технология RMI (Remote Method Invocation, т.е. вызов удаленного метода), реализует распределенную модель вычислений (рис. 3).

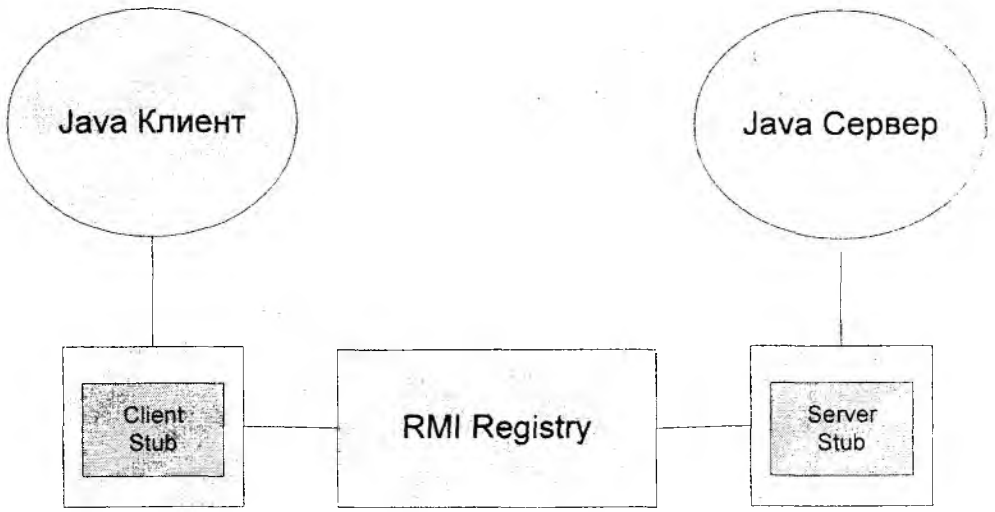


Рис. 3

Управление в RMI осуществляется посредством Client Stub (переходника для клиента) и Server Stub (переходника для сервера), которые порождены от общего интерфейса, но различие между ними в том, что client stub служит просто для подсоединения к RMI Registry, а server stub используется для связи непосредственно с функциями сервера.

Хотя RMI считается легковесной и менее мощной, чем CORBA и DCOM, тем не менее, она обладает рядом уникальных свойств, таких как распределенное, автоматическое управление объектами и возможность пересылать сами объекты от машине к машине. Существенными недостатками данной технологии является поддержка только одного языка – Java, сложность интеграции с существующими приложениями и плохая масштабируемость.

Однако технологии DCOM не хватало универсальности; даже применение CORBA зависело от реализации в продуктах разных поставщиков, появлялись новые объектные модели, не поддерживающие CORBA, интеграция по-прежнему реализовывалась на достаточно низком уровне, практически исключая возможность динамичного изменения связей между приложениями в ходе выполнения.

Все предлагаемые средства интеграции фокусировались на технологических особенностях реализации приложений и не позволяли учитывать специфику бизнес-процессов, в которых эти приложения использовались. Эти интеграционные проблемы и привели к появле-

нию идеи сервис-ориентированной архитектуры, основанной на уже существующей технологии Web-служб и протоколе SOAP.

Сервис-ориентиированная архитектура (англ. SOA, service-oriented architecture) – новый подход к созданию распределенных инфраструктур, в которых программные ресурсы рассматриваются как сервисы, предоставляемые по сети. В основе SOA лежат принципы многократного использования функциональных элементов, сервисов, которые имеют единый интерфейс и используют единый набор правил для определения того, как вызывать сервисы и как они будут взаимодействовать друг с другом. Использование стандартных интерфейсов позволяет прозрачно работать на основе разнообразных платформ и на их границах.[2]

На рис. 5 представлена общая схема управления SOA. Поставщик сервиса регистрирует свои сервисы в реестре, а потребитель обращается к реестру с запросом. Web-сервисы, которые базируются на широко распространенных и открытых протоколах (HTTP, XML, UDDI, WSDL и SOAP), занимают центральное место в SOA. Именно эти стандарты реализуют основные требования SOA – во-первых, сервис должен поддаваться динамическому обнаружению и вызову (UDDI, WSDL и SOAP), во-вторых, должен использоваться интерфейс, не зависящий от платформы (XML). HTTP обеспечивает функциональную совместимость и устанавливает отдельную TCP-сессию на каждый запрос.[3]



Рис. 5

Попытки реализовать архитектуру управления приложениями, в которой распределенные прикладные модули представлены как объекты, взаимодействующие посредством четко описанных интерфейсов, предпринимаются давно и с определенным успехом (CORBA и DCOM). Внешне они действительно похожи на SOA, но более детальный анализ показывает, что в этих ранних подходах к сервисной ориентации программных систем не выполняются или выполняются с определенными ограничениями базовые принципы SOA.

В CORBA и DCOM взаимодействующие объекты являются сильно связанными, и внесение изменений в управление компонентами, предоставляющими сервис, должно быть согласовано между собой. В DCOM взаимодействие управляющих компонентов основано на закрытых интерфейсах Microsoft. Кроме того, и CORBA, и DCOM имеют существенные ограничения по поддержке действительно распределенных систем, их протоколы взаимодействия объектов слишком сложны для организации связи сервисов, реализованных на удаленных машинах.

Основное достоинство SOA состоит в том, что такая архитектура позволяет строить слабо связанные приложения, то есть такие, в которых одну часть можно менять, не затрагивая другую. При этом SOA основывается на хорошо прописанных стандартах и сервисах.

В области распределенного искусственного интеллекта основное внимание сосредоточено на многоагентных системах (МАС), которые строятся из множества взаимодействующих агентов, совместно решающих поставленную задачу в распределенной среде. Агент – это объект, обладающий функциями приема информации из внешнего мира, воздействия на внешний мир и принятия решения о роде воздействия. Агенты предназначены для автоматического сбора, фильтрации и организации информации в РУС.

На рис. 6 приведен пример архитектуры МАС. Предполагается, что агенты расположены на разных серверах системы с интегрированными базами данных, расположенных в удаленных географических местах и взаимодействуют друг с другом при выполнении запроса, поступившего от пользователя.

В качестве агентов в данном случае выступают независимые исполняемые модули приложения, написанные на одном из языков сценариев. В серверную часть МАС входит ControlAgent, а в клиентскую часть – InterfaceAgent (Web-интерфейс). [4]

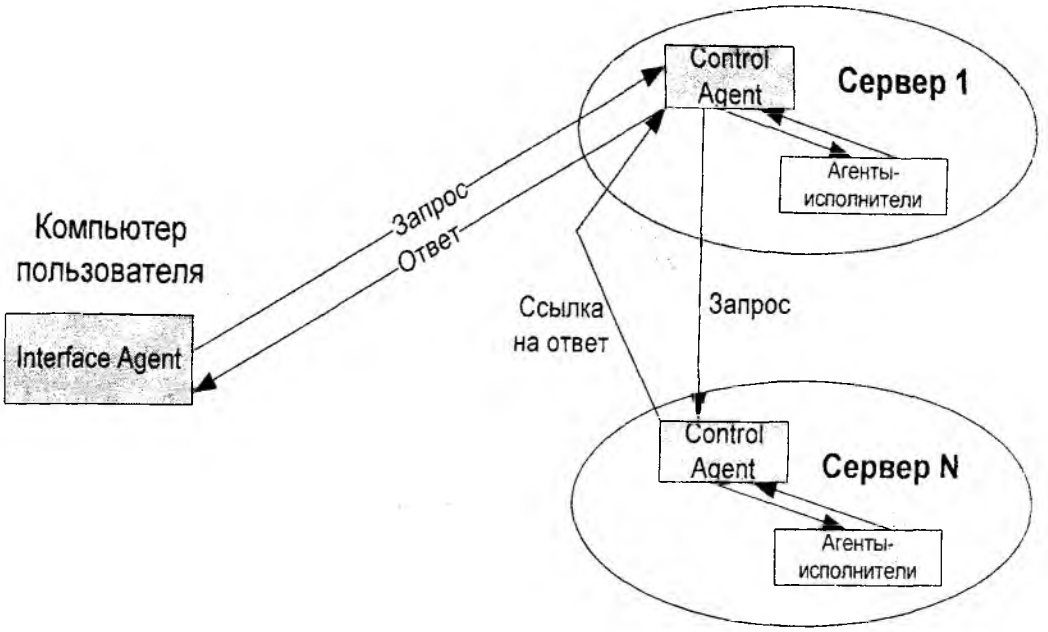


Рис. 6

Основными функциями InterfaceAgent являются: регистрация пользователя на сервере; прием от пользователя запроса на поиск данных во всех базах данных распределенной информационной системы и оказание ему помощи при формировании sql-запроса; установление связи с ControlAgent и передача ему запроса.

Основными функциями ControlAgent являются: прием от InterfaceAgent запросов на поиск данных в распределенной информационной системе; внесение запроса в очередь запросов, связь с другими серверами системы и передача им запросов.

Агент-исполнитель отбирает данные в базе данных сервера по запросу, полученному от ControlAgent; перекодирует информацию, получаемую из БД; записывает полученные данные в результирующий поток-файл; формирует общий ответ на запрос для отправки ответа пользователю.

В среде МАС общение между агентами осуществляется через Сокеты по стеку протоколов TCP/IP, а работа с базой данных осуществляется по протоколу ODBC.

Для анализа эффективности работы РУС на основе рассмотренных технологий актуальным является понятие «качество обслуживания» (Quality of Service, QoS), которое, трактуя более узко, включает только две самые важные характеристики сети – производительность и надежность.[5].

Производительность – это одно из основных свойств распределенных систем. Параметры производительности системы измеряются с помощью показателей двух типов – временных, оценивающих задержку, вносимую сетью при выполнении обмена данными, и показателей пропускной способности, отражающих количество информации, переданной сетью в единицу времени.

Важным свойством вычислительной сети также является надежность – способность правильно функционировать в течение продолжительного периода времени. Надежность формируется такими составляющими, как безотказность, долговечность, готовность, восстанавливаемость и сохраняемость.

Анализируя РУС, целесообразно выделить два уровня: передачи данных и прикладной. Уровень передачи данных рассматривает систему с точки зрения обмена данными между различными объектами.

К показателям качества уровня передачи данных относятся:

- пропускная способность;
- скорость передачи данных;
- вероятность безотказной работы;
- среднее время наработки на отказ.

В настоящее время уровень передачи данных достаточно изучен и существуют методы оценки показателей качества данного уровня.

Прикладной уровень рассматривает систему с точки зрения взаимодействия пользователя и сети, доступа приложений пользователя к сетевым службам, таким как обработчик запросов к базам данных, доступ к файлам и т.д. Также отвечает за передачу служебной информации, предоставляет приложениям информацию об ошибках и формирует запросы.

Для анализа эффективности РУС необходимо проводить оценку показателей качества обоих уровней. Результаты анализа рассмотренных выше технологий говорят о том, что основная работа с точки зрения взаимодействия сети и пользователя выполняется на прикладном уровне. Именно поэтому возникает необходимость в разработке методов оценки показателей качества данного уровня, таких как число обработанных запросов, время реакции, безопасность сети.

Список литературы: 1. *Роберт Дж. Оберг* Технология COM+. Основы и программирование Understanding and Programming COM+: A Practical Guide to Windows 2000 First Edition. М.: «Вильямс», 2000. 480с. 2. *Архитектура* SOA как она есть / Лори Маквитти. http://www.ccc.ru/magazine /depot/06_02/read.html. 3. *K. Channabasavaiah, K. Holley, E.M. Tuggle,* Migrating to a service-oriented architecture. IBM, December 2003 4. *Пономаренко Л.А., Филатов В.А., Е.Е. Цыбульник* Агентные технологии в задачах поиска информации и принятия решений // Управляющие системы и машины. 2003. №1. С. 36-41. 5. *Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы* / Под ред. В.Г. Олифер., Н.А. Олифер. Санкт-Петербург: «Питер», 1999. 672 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 03.10.2009

УДК 681.324

A. BARKALOV, prof., L. TITARENKO, d.sc., O. HEBDA, ms

SYNTHESIS OF MOORE FINITE STATE MASHINE WITH AN EXTENSION OF STATE CODES

Introduction

The model of Moore finite state machine (FSM) [1] is often used during the digital control systems realization [2, 3]. The development of microelectronics has led to appearance of different programmable logic devices [4], one of which are CPLD (complex programmable logic devices) [6 - 8]. The base of CPLD is a macrocell PAL (programmable array logic), the cells are connected by the programmable array of interconnections. One of the important problems of FSM synthesis on CPLD is a minimization of macrocells' number of its logical circuit. One of the ways to solve this problem is optimal states' coding [2]. However this approach does not allow optimization of the output signals generation circuit. In this work an optimization method is proposed. It is based on representation of the next state code as a concatenation of codes for class of pseudoequivalent states and collection of microoperations. Such an approach allows reducing of hardware amount in FSM circuits and does not lead to speed loss.

The aim of research is the optimization of Moore FSM by the non-standard representation of the states' codes.

The task of research is developing of the method for Moore FSM synthesis to reduce the number of PAL cells in automata circuit. A control algorithm is represented as a graph-scheme of algorithm (GSA) [1].

The general aspects and the basic idea of a proposed method

Let Moore FSM be represented by the structure table (ST) with columns [1]: a_m, $K(a_m)$, a_s, $K(a_s)$, X_h, Φ_h, h. Here a_m is an initial state of FSM; $K(a_m)$ is a code of state $a_m \in A$ of capacity $R = \lceil \log_2 M \rceil$, to code the states the internal variables from the set $T = \{T_1,..,T_R\}$ are used; a_s, $K(a_s)$, are a state of transition and its code respectively; X_h is an input, which determines the transition $\langle a_m, a_s \rangle$, and equal to conjunction of some elements (or their complements) of a logic conditions set $X = \{x_1,..,x_L\}$; Φ_h is a set of input memory functions for flip-flops of FSM memory, which are equal to 1 for memory switching from $K(a_m)$ to $K(a_s)$, $\Phi_h \subseteq \Phi = \{\varphi_1,..,\varphi_R\}$; $h = 1, \ldots, H$ is a number of transition. In the column a_m a set of microoperations Y_q is written, which is generated in the state $a_m \in A$, where $Y_q \subseteq Y = \{y_1,..,y_N\}$, $q = 1,...,Q$. This table is a basis to form the system of functions

$$\Phi = \Phi(T, X), \tag{1}$$

$$Y = Y(T), \tag{2}$$

which determines an FSM logic circuit. Systems (1)-(2) describe the model of Moore FSM U_1, shown in Fig.1. In this model a block of input memory functions (BIM) realizes the system (1), a register RG keeps states' codes, block of microoperations (BMO) realizes the system (2). To minimize the amount of macrocells PAL in BIM, the optimal states' coding method can be used [2]. It allows decreasing the amount of terms in system (1) up to H_0.

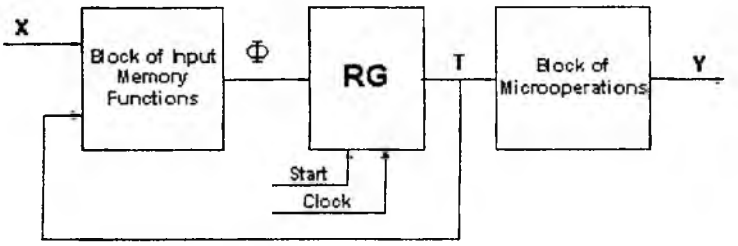


Fig. 1

Here H_0 is the number of transitions of equivalent Mealy FSM. Optimization for the block BMO can be done by the use of refined state coding [2]. Meanwhile, the number of macrocells can be decreased up to N; it corresponds to situation, when every function $y_n \in Y$ is realized on single macrocell. For optimal and refined states' coding, for example, the known algorithm ESPRESSO [3] can be used. But both methods cannot be used at the same time. That is why states' coding allows optimizing either BIM or BMO.

In this paper a method for reduction of hardware amount in both logic circuits of Moore finite state machine is proposed.

One of Moore FSM features is existence of pseudoequivalent states [2], which are the states with the same transitions by the effect of the same inputs. Such states correspond to the control algorithm operator vertices [1], outputs of which are connected with an input of the same vertex.

Let $\Pi_A = \{B_1,..., B_I\}$ be a partition of a set A on classes of pseudoequivalent states. Let us code classes $B_i \in \Pi_A$ by binary codes $K(B_i)$ having R_B bits, where

$$R_B = \lceil \log_2 I \rceil. \tag{3}$$

Let initial GSA Γ include Q different collections of microoperations (CMO) $Y_q \subseteq Y$. Let us code set Y_q with binary code $K(Y_q)$ having R_Y bits, where

$$R_Y = \lceil \log_2 Q \rceil. \tag{4}$$

Let an operator vertex b_t of GSA Γ correspond to a state $a_m \in B_t$ and let a collection of microoperations Y_q be written in this vertex. Then the code of state $a_m \in A$ can be represented as a concatenation of codes

$$K(a_m) = K(B_i) * K(Y_q), \tag{5}$$

where * is a concatenation sign.

Such a representation allows presenting Moore FSM as a model U_2 (Fig.2).

In FSM U_2 the block BIM realizes functions (6) and the block BMO functions (7).

$$\Phi = \Phi(\tau, X), \tag{6}$$

$$Y = Y(Z) \tag{7}$$

Here all elements of the set $\tau = \{\tau_1,...,\tau_{R_B}\}$ are used to code the classes $B_i \in \Pi_A$, and all elements of the set $Z = \{z_1,...,z_{R_Y}\}$ are used to code the collections of microoperations.

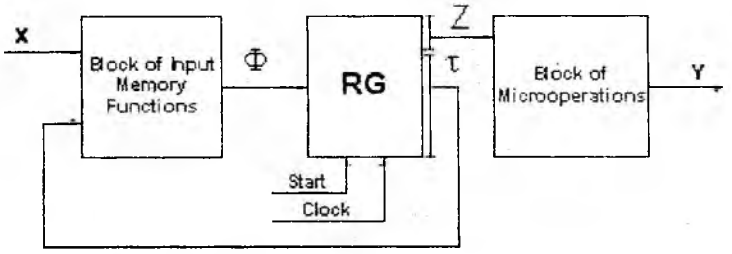


Fig. 2

Offered approach has the next advantages:

1. Codes of classes do not depend on codes of microoperations (and vice versa). It allows a classes coding oriented on simplification of the BMO logic circuit.

2. The number of rows of transition table of FSM U_2 is always equal to H_0 and does not depend on the state coding method.

To code the states of FSM U_1 is enough to have

$$R_A = \lceil \log_2 M \rceil \tag{8}$$

bits. The evident disadvantage of FSM U_2 is an increasing of the number of functions Φ, which is determined as a sum of R_B and R_Y. Taking into account that all modern CPLD have registered outputs [6, 7], offered method does not increase the number of macrocells, demanded to flip-flop realization.

Synthesis method of Moore FSM with an extension of state codes

In this work a method of Moore FSM U2 synthesis using a GSA Γ is proposed.

The method includes the next stages:

1. Marking of the GSA Γ and creation of the state set A.
2. Partition of the set A on classes of pseudoequivalent states.
3. Coding of the classes $B_i \in \Pi_A$.
4. Coding of microoperation collections $Y_q \subseteq Y$.
5. Construction of the transformed structure table of FSM.
6. Construction of the Boolean functions for the system Φ.
7. Construction of the BMO table.
8. Construction of the Boolean functions for the system Y.
9. The synthesis of FSM logic circuit with given logic elements.

For the first step implementation the known method [1] is used, when every operator vertex is marked by a unique state.

The second step is trivially done by the use of pseudoequivalent states' definition [2]. Remind, that states $a_m, a_s \in A$ are named pseudoequivalent, if marked by them operator vertices of GSA are connected with the input of the same vertex.

The coding of classes $B_i \in \Pi_A$ does not effect on the length of ST, because it is guarantee equal to H_0. That is why the codes $K(B_i)$ can be chosen arbitrary. The method of microoperations collections' coding depends on logic elements used for the block BMO realization.

If macrocells PAL are used for implementation, then the coding is oriented on the minimization of the number of terms for functions $y_n \in Y$. The known algorithms ESPRESSO [3] can be used to solve this problem.

If embedded memory blocks are used for implementation, then coding is oriented on the decrease for the number of terms in functions Φ. The frequency approach [1] can be used in this case: the more operator vertices contain the set Y_q, the less 1's its code includes.

The transformed ST includes the columns B_i, $K(B_i)$, a_s, $K(a_s)$, X_h, Φ_h, h. The purpose of each column is obvious. The table of block BMO includes the columns $K(Y_q)$, Y_q, q, where q is the number of the table line.

The steps 6-9 are thoroughly discussed in the literature [2] and they are beyond the scope of our article.

Example of application of proposed method

Let us discuss an example for a Moore FSM U_2 (Γ_1) synthesis, where a GSA Γ_1 is shown in Fig.3. The symbol $U_i(\Gamma_j)$ stands for interpretation of a GSA Γ_j with an FSM model U_i. As follows from Fig.3, the set A includes M=8 elements distributed among I=4 classes $B_1 = \{a_1\}$, $B_2 = \{a_2, a_3, a_4\}$, $B_3 = \{a_5, a_6\}$, $B_4 = \{a_7, a_8\}$.

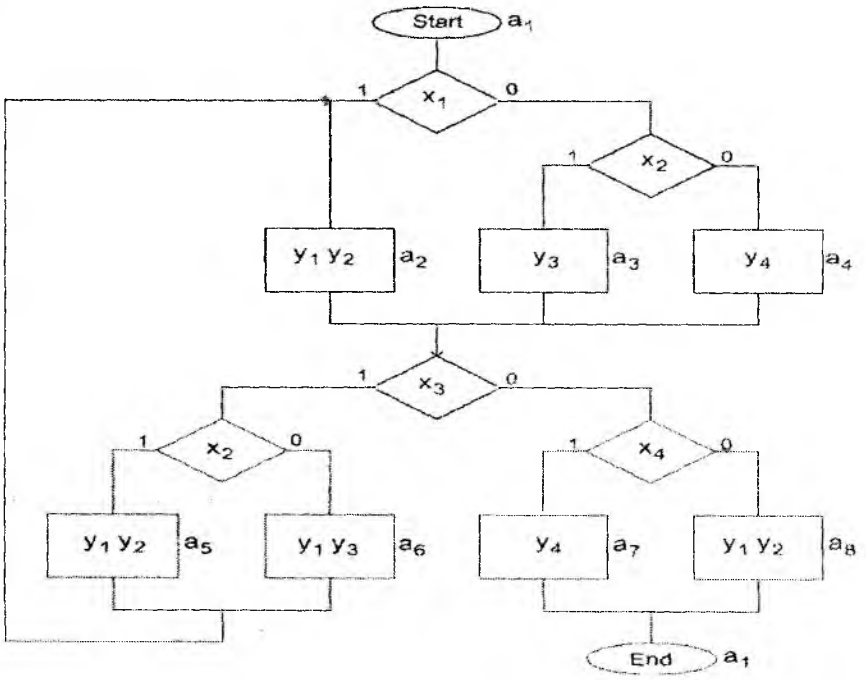


Fig. 3

It is enough $R_B = 2$ variables $\tau_r \in \tau$ for coding of the classes $B_i \in \Pi_A$. Therefore, $\tau = \{\tau_1, \tau_2\}$. There are $Q = 5$ different collections of microoperations in the operator vertices of the GSA Γ_1, namely $|Y_1| = 0$, $Y_2 = \{y_1, y_2\}$, $Y_3 = \{y_3\}$, $Y_4 = \{y_4\}$, $Y_5 = \{y_1, y_3\}$. It is enough $R_Y = 3$ variables for coding of these collection, it means that $Z = \{z_1, z_2, z_3\}$. Let us use PAL macrocells for implementation of the block BMO. In this case the coding approach is used to decrease the number of terms in the system (7). But it is enough only one PAL macrocell for implementation of any function $y_n \in Y$ in our example. Because of it, let us use the frequency approach for collection coding to decrease the complexity of the block BMO.

Let n_q be the number of vertices including the collection $y_q \in Y$. In our example, there are $n_1 = 1$, $n_2 = 3$, $n_3 = 1$, $n_4 = 2$, $n_5 = 1$. It means that the collection can be coded in the following manner: $K(Y_2) = 000$, $K(Y_4) = 001$, $K(Y_1) = 010$, $K(Y_3) = 100$, $K(Y_5) = 101$. Let us use the frequency approach for encoding of the classes $B_i \in \Pi_A$: The more states the class includes, the more zeros its code includes. The following codes can be found in our case: $K(B_1) = 11$, $K(B_2) = 00$. $K(B_3) = 01$, $K(B_4) = 10$.

Now the expanded codes of states (5) can be found. For example, we can get that $K(a_1) = K(B_1) * K(y_1) = 11010$, $K(a_2) = K(B_2) * K(y_2) = 00000$ and so on. These codes are used in the column a_s of transformed table (Table 1).

Table 1

B_i	$K(B_i)$	a_s	$K(a_s)$	X_h	Φ_h	h
B_1	11	a_2	00000	x_1	-	1
		a_3	00100	$\overline{x_1}x_2$	D_3	2
		a_4	00001	$\overline{x_1 x_2}$	D_5	3
B_2	00	a_5	01000	$x_3 x_2$	D_2	4
		a_6	01101	$x_3\overline{x_2}$	$D_2 D_3 D_5$	5
		a_7	10001	$\overline{x_3}x_4$	$D_1 D_5$	6
		a_8	10000	$\overline{x_3 x_4}$	D_1	7
B_3	01	a_2	00000	1	-	8
B_4	10	a_1	11010	1	$D_1 D_2 D_5$	9

The terms F_h corresponding to the lines of this table are determines as

$$F_h = \bigwedge_{r=1}^{R_B} \tau_r^{l_{rh}} \cdot X_h (h = 1,..., H_0), \tag{9}$$

where $l_{rh} \in \{0,1\}$ is the value of the bit r for the code $K(B_i)$ from the line h of the table.

The system (6) is derived from this table. For example, the following equation $D_1 = F_6 \vee F_7 \vee F_9 = \overline{\tau_1 \tau_2 x_3} \vee \tau_1 \overline{\tau_2}$ can be found after some minimization. Let us point out that the transformed ST of Moore FSM U_1 (Γ_1) includes H=19 lines, that is two times more than in the case of FSM U_2 (Γ_1). The table of block BMO includes Q=5 lines (Table 2).

This table can be used as N=4 Karnaugh maps with insignificant input assignments 011, 110 и 111. After minimizing, the system (7) is following one: $y_1 = \overline{z_1 z_2 z_3} \vee z_1 z_3$; $y_2 = \overline{z_1 z_2 z_3}$; $y_3 = z_1$; $y_4 = \overline{z_1} z_3$.

As it mentioned before, there are no problems with logic circuit design on the base of systems (6) - (7). The design can be done using, for example, WebPack package of Xilinx. The steps of design are standard ones. First of all, the FSM model should be created using some hardware description language, for example, Verilog or VHDL. Our investigations show that a language in use does not affect the final result of design. Merely, the first of these languages, Verilog, is more used in USA, whereas the second in Europe. Next, the systems of equations should be used and the model should be tuned for a particular control algorithm. It means that such important parameters of FSM as the number of state variables, number of microoperations and so on should replace their symbols in a model. But all these procedures are standard ones for an up-to-day designer of digital devices with programmable logic devices. Because of it, we do not discuss this problem in our article.

Table 2

$K(Y_q)$	000	001	010	100	101
Y_q	$y_1 y_2$	y_4	-	y_3	$y_1 y_3$
q	2	4	1	3	5

Conclusion

The proposed method of state codes presentation is oriented on decrease for the number of macrocells PAL in the logic circuit of Moore FSM. This approach allows decrease for the number of terms in the system of input memory functions up to corresponding value of equivalent Mealy FSM. Our researches show that the proposed method always is more effective than the classical method of Moore FSM design. In average, the number of PAL macrocells is up to 38% less than for the classical approach.

This reduction is not accompanied with decrease for FSM performance, because there are no new blocks in the FSM model. Moreover, the reduction for macrocells is often connected with decrease for the number of levels in the FSM logic circuit. It results in increase for FSM performance, as well as for controlled digital system.

Our researches show that this approach can be applied successfully in the following three cases:

1. Moore FSM is implemented using FPGA chips. In this case look-up table (LUT) elements are used for implementation of the circuit for input memory functions. It is known that LUT have very limited number of inputs (up to 6). Our approach permits decreasing the number of feedback variables, because state variables are replaced by class variables used to encode classes of pseudo-equivalent states. In the same time the block of microoperations is implemented using embedded memory blocks. Using our approach, the number of address inputs for memory blocks can be decreased. In this case we need fewer amounts of memory blocks for implementing BMO than in a classical case.

2. Moore FSM is implemented with CPLD chips based on programmable array logic (PAL) technology. In this case PAL cells are used for implementation of both blocks of FSM. These cells have limited number of terms per cell. Our approach permits decrease for the number of terms in the sum-of-product for each input memory function to be implemented. It permits decreasing the total number of cells in the circuit of BIM. Moreover, the codes of sets of microinstructions for each state do not depend on the states codes or codes of classes of pseudoequivalent states. It means that we can choose such codes of these sets that the number of PAL cells in BMO is minimal. The well-known algorithm ESSPRESSO can be used to solve this problem.

Literature: 1. *Baranov S.* Logic Synthesis for Control Automata. Boston: Kluwer Academic Publishers, 1994. 312 pp, 2. *A. Barkalov, L. Titarenko*, Logic Synthesis for Compositional Microprogram Control Units. Springer - Berlin Verlag Heidelberg, Lectures Notes in Electrical Engineering. 2008. №22. 272 p. 3. *DeMicheli G.* Synthesis and Optimization of Digital Circuits. NJ: McGraw-Hill, 1994. 636 p. 4. *Maxfield C.* The Design Warrior's Guide to FPGAs. Amsterdam: Elseveir, 2004. 541 p.5. Altera Corporation Webpage http// www.altera.com 6. *Atmel* Corporation Webpage http// www.atmel.com 7. *Xilinx* Corporation Webpage http// www.xilinx.com

Universitet of Zielona Góra, Poland

Поступила в редколлегию 05.10.2009

УДК 621.327:681.5

В.В. БАРАННИК, д-р техн. наук, Б.В. ОСТРОУМОВ, канд. техн. наук, В.В. ШИНКАРЕВ

НЕРАВНОВЕСНОЕ ПОЗИЦИОННОЕ КОДИРОВАНИЕ ДИФФЕРЕНЦИРОВАННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ В ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ

Введение

Основными показателями эффективности функционирования инфокоммуникационных систем (ИКС) являются оперативность, достоверность и надежность процессов доставки сообщений. Дальнейшее развитие ИКС связано с обработкой и передачей мультимедийных данных. Это диктует новые требования относительно характеристик информационных технологий. Необходимо решать противоречие между своевременностью доставки информации и ее достоверностью. Это определяет *актуальность научно-прикладной тематики*, связанной с исследованием направлений, обеспечивающих сокращение времени обработки и передачи данных в ИКС. В русле данной тематики исследований важным направлением является развитие и разработка методов и технологий компактного представления видеоданных [1 – 4]. Особое значение имеют методы обработки изображений без потери качества восстановления. Одной из базовых составляющих таких технологий может быть процесс дифференцирования изображений [1; 2]. Это позволяет осуществлять частичную декорреляцию данных без внесения ошибок на основе технологий линейной вычислительной сложности. Однако существующие подходы не обеспечивают требуемых результатов обработки. Дальнейшее развитие технологий компрессии дифференцированных изображений заключается в организации комплексного процесса сокращения избыточности. Одно из таких направлений базируется на неравновесном позиционном кодировании, что и определяет цель исследований.

Анализ подходов для поэлементного кодового описания сообщений

Возможны следующие подходы относительно распределения количества разрядов для кодового представления элементов массивов дифференциального представления (МДП), которые не связаны с оценкой вероятности их появления [3]. Первый подход состоит в определении количества разрядов исходя из максимального значения $d_{\partial n}$ динамического диапазона элементов МДП. Суммарное количество разрядов $w_{\ell}^{(1)}$ на представление столбца МДП будет $w_{\ell}^{(1)} = m\ell og_2 d_{\partial n}$. Недостатком такого подхода является то, что перепад между минимальным и максимальным значениями элементов МДП может оказаться на уровне динамического диапазона $d_{\phi u}$ исходного фрагмента изображения, т.е. $d_{\partial n} \approx d_{\phi u}$. Это приведет к снижению степени сжатия. Поэтому предлагается учитывать неравномерность значений элементов МДП. Второй подход заключается в отведении количества разрядов с учетом ограничений на динамический диапазон элементов МДП. В соответствии с комбинаторной моделью МДП существуют ограничения на динамический диапазон $d_{k\ell}$ их элементов $h'_{k,\ell}$. Количество разрядов $w_{\ell}^{(2)}$ для представления МДП будет $w_{\ell}^{(2)} = m[\ell og_2 d_{k\ell}] + m$. Основные недостатки такого подхода вызваны неравномерностью значений динамического диапазона элементов МДП. Необходимо либо использовать разделители для выравнивания кодовых слов, либо передавать информацию о значениях динамического диапазона. Кроме того, формирование кодовых слов для отдельных элементов является менее эффективным относительно формирования кодов для последовательности элементов. Отсюда предлагается строить третий подход относительно распределения разрядов, базирующийся на возможности описания последовательности элементов МДП в виде позиционного числа.

Разработка неравновесного позиционного кодирования

В случае отсутствия ограничений на элементы столбца $H^{(\ell)}$ его можно рассматривать как позиционное число $H^{(\ell)} = \{h'_{1\ell}, h'_{2\ell}, ..., h'_{k\ell}, ..., h'_{m\ell}\}$ с основанием, равным величине $d_{\partial n}$ динамического диапазона массива дифференциального представления (МДП). В этом случае отображение позиционного числа, т.е. его код-номер N_ℓ будет задаваться записью

$$N_\ell = h'_{1,\ell}\, d_{\partial n}^{m-1} + h'_{2,\ell}\, d_{\partial n}^{m-2} + ... + h'_{k,\ell}\, d_{\partial n}^{m-k} + ... + h'_{m-1,\ell}\, d_{\partial n} + h'_{m,\ell},$$

где $d_{\partial n}^{m-k}$ – весовой коэффициент элемента $h'_{k,\ell}$; m – количество элементов в столбце МДП. Количество разрядов $\ell og_2\{H_m^{(\ell)}\}$ на представление элементов столбца $H^{(\ell)}$ определяется из условия $N_\ell \le d_{\partial n}^m$. Условие задает ограничение на значения кодов последовательности элементов МДП при заданных величинах m и $d_{\partial n}$. Отсюда величина $\ell og_2\{H_m^{(\ell)}\}$ равна $\ell og_2\{H_m^{(\ell)}\} \le m\,\ell og_2 d_{\partial n}$. С учетом ограничения на динамический диапазон элементов МДП величина $\ell og_2\{H_m^{(\ell)}\}$ будет определяться как $\ell og_2\{H_m^{(\ell)}\} \le \sum_{k=1}^{m} (\ell og_2 d_{k\ell})$ или $\ell og_2\{H_m^{(\ell)}\} \le \ell og_2 \prod_{k=1}^{m} d_{k\ell}$. На основе данного выражения найдем форму представления последовательности $\{H_m^{(\ell)}\}$ элементов ДП. Без нарушения условия распределения разрядов правую часть последнего соотношения можно заменить выражением по следующей схеме:

$$\prod_{k=1}^{m} d_{k\ell} = d_{m\ell} \prod_{k=1}^{m-1} d_{k\ell} \le (d_{m\ell}+1) \prod_{k=1}^{m-1} d_{k\ell} = d_{m\ell} \prod_{k=1}^{m-1} d_{k\ell} + \prod_{k=1}^{m-1} d_{k\ell} =$$

$$= d_{m\ell} \prod_{k=1}^{m-1} d_{k\ell} + d_{m-1,\ell} \prod_{k=1}^{m-2} d_{k\ell} \le d_{m\ell} \prod_{k=1}^{m-1} d_{k\ell} + (d_{m-1,\ell}+1) \prod_{k=1}^{m-2} d_{k\ell} =$$

$$= d_{m\ell} \prod_{k=1}^{m-1} d_{k\ell} + d_{m-1,\ell} \prod_{k=1}^{m-2} d_{k\ell} + \prod_{k=1}^{m-2} d_{k\ell} \le d_{m\ell} \prod_{k=1}^{m-1} d_{k\ell} + d_{m-1,\ell} \prod_{k=1}^{m-2} d_{k\ell} + ... + d_{2\ell} d_{1\ell} + (d_{1,\ell}+1).$$

Понятно, что выполняется равенство $(d_{m\ell}-1) \prod_{k=1}^{m-1} d_{k\ell} + ... + ((d_{1,\ell}-1)+1) = \prod_{k=1}^{m} d_{k\ell}$. Но поскольку по условию комбинаторной модели описания дифференциального представления выполняется условие $h'_{k\ell} \le (d_{k\ell}-1)$, то будет верно неравенство

$$\prod_{k=1}^{m} d_{k\ell} - 1 = d_{m\ell} \prod_{k=1}^{m-1} d_{k\ell} + d_{m-1,\ell} \prod_{k=1}^{m-2} d_{k\ell} + ... + d_{2\ell} d_{1\ell} + d_{1,\ell} \ge$$

$$\ge h'_{m\ell} \prod_{k=1}^{m-1} d_{k\ell} + h'_{m-1,\ell} \prod_{k=1}^{m-2} d_{k\ell} + ... + h'_{2\ell} d_{1\ell} + h'_{1,\ell}. \qquad (1)$$

Выражение в правой части неравенства (1) представляет собой взвешенную сумму значений элементов $h'_{k,\ell}$ массива дифференциального представления, и выполняется неравен-

ство $\ell og_2 \{h'_{m\ell} \prod_{k=1}^{m-1} d_{k\ell} + h'_{m-1,\ell} \prod_{k=1}^{m-2} d_{k\ell} + \ldots + h'_{2\ell} d_{1\ell} + h'_{1,\ell}\} \le \ell og_2 \prod_{k=1}^{m} d_{k\ell}$. Откуда получим что

$$\{H_m^{(\ell)}\} \sim h'_{m\ell} \prod_{k=1}^{m-1} d_{k\ell} + h'_{m-1,\ell} \prod_{k=1}^{m-2} d_{k\ell} + \ldots + h'_{2\ell} d_{1\ell} + h'_{1,\ell}. \quad (2)$$

Знак равенства в соотношении (2) можно поставить, если такое представление последовательности $\{H_m^{(\ell)}\}$ является единственным.

Рассмотрим процесс получения значения элемента $h'_{m-\xi,\ell}$, $0 \le \xi \le m-1$ на основе информации о динамических диапазонах МДП $\{d_{1\ell}, \ldots, d_{k\ell}, \ldots, d_{m\ell}\}$. Процесс получения будем организовывать на основе схемы реконструкции позиционных чисел. Тогда имеем

$$h'_{m-\xi,\ell} = [h'_{m\ell} \prod_{k=1}^{m-1} d_{k\ell} + h'_{m-1,\ell} \prod_{k=1}^{m-2} d_{k\ell} + \ldots + h'_{2\ell} d_{1\ell} + h'_{1,\ell} / \prod_{k=1}^{m-\xi-1} d_{k\ell}] -$$

$$-[h'_{m\ell} \prod_{k=1}^{m-1} d_{k\ell} + h'_{m-1,\ell} \prod_{k=1}^{m-2} d_{k\ell} + \ldots + h'_{2\ell} d_{1\ell} + h'_{1,\ell} / d_{\xi\ell} \prod_{k=1}^{m-\xi-1} d_{k\ell}]\, d_{\xi\ell}.$$

Поскольку $\prod_{k=1}^{m-\xi-1} d_{k\ell} > h'_{\xi\ell} \prod_{k=1}^{m-\xi-1} d_{k\ell} + \ldots + h'_{2\ell} d_{1\ell} + h'_{1,\ell}$, то выражение примет вид

$$h'_{m-\xi,\ell} = h'_{m\ell} \prod_{k=1}^{m-1} d_{k\ell} + \ldots + h'_{m-\xi+1,\ell} \prod_{k=1}^{m-\xi} d_{k\ell} + h'_{m-\xi,\ell} -$$

$$- h'_{m\ell} \prod_{k=1}^{m-1} d_{k\ell} + \ldots + h'_{m-\xi+1,\ell} \prod_{k=1}^{m-\xi} d_{k\ell} = h'_{m-\xi,\ell}.$$

Следовательно, представление, заданное соотношением (2), является взаимноодноznачным. Поэтому

$$\{H_m^{(\ell)}\} = h'_{m\ell} \prod_{k=1}^{m-1} d_{k\ell} + h'_{m-1,\ell} \prod_{k=1}^{m-2} d_{k\ell} + \ldots + h'_{2\ell} d_{1\ell} + h'_{1,\ell}. \quad (3)$$

Отличие выражения (3) состоит в том, что между отношениями весовых коэффициентов, соответствующих двум соседним элементам, не выполняется равенство

$$\prod_{k=1}^{m-\xi} d_{k\ell} / \prod_{k=1}^{m-\xi-1} d_{k\ell} = d_{m-\xi,\ell} \ne \prod_{k=1}^{m-\gamma} d_{k\ell} / \prod_{k=1}^{m-\gamma-1} d_{k\ell} = d_{m-\gamma,\ell}, \quad (4)$$

где $\prod_{k=1}^{m-\xi} d_{k\ell}$, $\prod_{k=1}^{m-\xi-1} d_{k\ell}$ – весовые коэффициенты соответственно для $(m-\xi+1)$-го и $(m-\xi)$-го элементов МДП; $\prod_{k=1}^{m-\gamma} d_{k\ell}$, $\prod_{k=1}^{m-\gamma-1} d_{k\ell}$ – весовые коэффициенты соответственно для $(m-\gamma+1)$-го и $(m-\gamma)$-го элементов МДП; $d_{m-\xi,\ell}$, $d_{m-\gamma,\ell}$ – основания соответственно $(m-\xi)$-го и $(m-\gamma)$-го элементов МДП.

Неравенство (4) указывает на: неравновесность оснований элементов МДП; зависимость значений весовых коэффициентов от позиции, соответствующей элементу в массиве диффе-

ренциального представления. Отсюда *неравновесным позиционным числом* называется последовательность элементов $\{h'_{1\ell}, \ldots, h'_{k\ell}, \ldots, h'_{m\ell}\}$, на значения которых наложены ограничения на динамический диапазон в соответствии с выражениями $(h'_{k,\max} - h'_{k,\min}) + 1 = d_k$, $(h'_{\ell,\max} - h'_{\ell,\min}) + 1 = d_\ell$, $d_{k\ell} = \min(d_k; d_\ell)$, и отображаемых на натуральную ось по формуле (11). Значит, для формирования кодового представления сразу всей последовательности $H^{(\ell)}$ элементов массива ДП с учетом ограничений на динамический диапазон необходимо рассматривать ее как неравновесное позиционное число. Отсюда можно сформулировать следующую интерпретацию. Массив дифференциального представления является неравновесным позиционным числом, на элементы которого наложены ограничения на динамический диапазон [3; 4]. Массив ДП, размером $m \times n$ элементов, записывается в виде двумерной матрицы $H = \{h'_{k,\ell}\}$. Если задана смешанная система оснований $D_h^{(2)}$ размерностью $m \times n$: $D_h^{(2)} = \{d_{k,\ell}\}$ так, что выполняется условие $h'_{k\ell} \le d_{k\ell} - 1$, $k = \overline{1,m}$ и $\ell = \overline{1.n}$, то массив ДП представляет собой *двумерное* неравновесное позиционное число. Согласно соотношению (4) основание $d_{k\ell}$ двумерного НП числа для предложенной интерпретации равно величине ограничения на динамический диапазон элемента МДП. Формирование кода-номера $N^{(2)}$ для двумерного НП числа H с учетом заданной системы оснований $D_h^{(2)}$, определяется соотношением $N^{(2)} = \sum_{k=1}^{n} \sum_{\ell=1}^{n} h'_{k\ell} V_{k\ell}^{(2)}$, где $V_{k\ell}^{(2)}$ – весовой коэффициент элемента $h'_{k\ell}$ [3; 4]. Для двумерного неравновесного позиционного кодирования значения весовых коэффициентов $V_{k\ell}^{(2)}$ зависят от выбора направления обхода элементов двумерного НП числа. В случае обхода элементов в направлении столбцов сверху вниз, а затем по строкам слева направо между порядковыми номерами $N_j^{(2)}$ и $N_u^{(2)}$ двумерных НП чисел H_j и H_u выполняется неравенство $N_j^{(2)} < N_u^{(2)}$, если для старших элементов $h'_{\eta\xi}$ МДП с координатами: для $\xi = \overline{1, j-1}$, $\eta = \overline{1, n}$ и для $\xi = j$, $\eta = \overline{1, i-1}$ – выполняется равенство $h'^{(j)}_{\eta\xi} = h'^{(u)}_{\eta\xi}$, а для элементов с координатой $(i; j)$ выполняется неравенство $h'^{(j)}_{i\,j} < h'^{(u)}_{i\,j}$. Тогда значение весового коэффициента $V_{k\ell}^{(2)} = \prod_{\xi=\ell+1}^{n} d_{k\xi} \prod_{\eta=k+1}^{m} \prod_{\xi=1}^{n} d_{\eta\xi}$ [3; 4]. С учетом сформулированной интерпретации компактное представление изображений организовывается на основе неравновесного позиционного кодирования массивов дифференциального представления. Количество разрядов на кодовое представление столбца $H^{(\ell)}$ элементов МДП неравновесного позиционного числа вычисляется на основе формулы $\ell og_2 N(\ell) = \ell og_2 \sum_{k=1}^{m} h'_{k\ell} \left(\prod_{\xi=k+1}^{m} d_{\xi\ell} \right)$, где $\ell og_2 N(\ell)$ – количество разрядов, необходимое для кодового представления столбца $H^{(\ell)}$, рассматриваемого как неравновесное позиционное (НП) число. Причем с учетом неравенства (6) максимальной границей величины $\ell og_2 N(\ell)$ будет значение $\prod_{\xi=1}^{m} d_{\xi\ell}$:

$$\ell og_2 N(\ell) \le \ell og_2 \prod_{\xi=1}^{n} d_{\xi\ell}. \qquad (5)$$

Отсюда величина в правой части неравенства (5) является максимальным количеством разрядов $W(\ell)^{(1)}_{\max}$, затрачиваемых на представление одного кода-номера столбца массива дифференциального представления с учетом его представления в виде НП числа:

$$W(\ell)^{(1)}_{\max} = \ell og_2 \prod_{\xi=1}^{n} d_{\xi\ell}.$$

На основе выполнения неравенства (5) следует, что в результате представления последовательности элементов МДП в виде неравновесного позиционного числа сокращается комбинаторная избыточность, обусловленная ограничениями на динамический диапазон. Поскольку неравновесное позиционное число формируется для массивов дифференциального представления видеоданных, то значение его кода-номера будет зависеть от следующих свойств изображений: степени коррелированности между элементами изображения; размеров областей когерентности; степени насыщенности изображения перепадами, мелкими объектами и импульсными всплесками. Для изображений с большим числом деталей код характеризует степень насыщенности фрагмента мелкими объектами. Значение кода будет тем меньше, чем больше отношение площади, имеющей слабоменяющуюся яркость, к площади изображения передаваемого объекта, и наоборот.

Выводы

1. Обоснован и разработан подход для сокращения избыточности в массивах дифференциального представления видеоданных, базирующийся на одновременном учете коррелируемости и ограниченного количества мелких объектов в реалистических изображениях. Разработано неравновесное позиционное кодирование массивов дифференциального представления, которое характеризуется: неравновесностью оснований элементов МДП; зависимостью значений весовых коэффициентов от позиции соответствующего элемента в МДП.

2. Обосновано, что неравновесное позиционное кодирование обладает потенциальными возможностями для обеспечения степени сжатия дифференциального представления данных в случаях произвольного значения статистических характеристик изображений (законов распределения вероятностей появления элементов, степени корреляции между соседними элементами).

Научная новизна полученных результатов состоит в том, что впервые разработан подход относительно сокращения избыточности в массивах дифференциального представления изображений на основе неравновесного позиционного кодирования, отличающийся от известных тем, что в процессе выявления закономерностей одновременно учитываются как степень корреляции между соседними элементами и количество мелких объектов в изображениях, так и неравномерность и ограниченность динамических диапазонов массивов дифференциального представления изображений. Это позволяет повысить степень сжатия данных для насыщенных реалистических изображений.

Список литературы: 1. *Ватолин В.И.* Методы сжатия данных. Устройство архиваторов, сжатие изображений и видео / В.И. Ватолин, А. Ратушняк, М. Смирнов, В. Юкин. М.: ДИАЛОГ – МИФИ, 2002. 384 с. 2. *Гонсалес Р.* Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс. М.: Техносфера, 2005. 1073 с. 3. *Королев А.В.* Метод сокращения избыточности изображений / А.В. Королев, В.В. Баранник // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. 2001. №2. С. 85-88. 4. *Баранник В.В.* Структурно-комбинаторное представление данных в АСУ / В.В. Баранник, Ю.В. Стасев, Н.А. Королева. Харьков: ХУПС, 2009. 252 с.

Харьковский университет Воздушных Сил
имени Ивана Кожедуба,
Метрологический центр военных эталонов,
НТ СКБ «ПОЛИСВИТ»

Поступила в редколлегию 12.10.2009

УДК 621.391

В.В. ВАРИЧ, А.А. АСТРАХАНЦЕВ, канд. техн. наук

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОТОКОЛОВ МНОГОАДРЕСНОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ В IP-СЕТЯХ

Введение

В современных IP-сетях можно передавать информацию, используя различные способы адресации и доставки: конкретному заданному устройству (unicast), многоадресная (multicast) и широковещательная доставка (broadcast).

Наиболее распространенной является доставка конкретному заданному устройству, которая подразумевает передачу пакетов данных определенному хосту, обозначенному отправителем. Многоадресная доставка предполагает, что отправитель передает пакет данных группе адресатов, которые могут быть подключены к различным подсетям. Широковещательная рассылка предполагает доставку данных всем устройствам в сети или подсети, куда адресовалось сообщение.

Формулирование проблемы

В случае индивидуальной доставки каждому устройству из группы пользователей, чувствительной к задержкам нагрузки, такой как потоковое видео, потребуется передача одной и той же информации *n* раз, равное количеству членов группы, что, скорее всего, вызовет перегрузку сети. Широковещательная рассылка также вызовет перегрузку сети, так как будет передавать данные всем пользователям, независимо от членства в группе. Решением этой задачи является применение многоадресной рассылки, которая минимизирует дублирование информации и позволяет более экономно расходовать пропускную способность.

Во многих работах, посвященных протоколам многоадресной маршрутизации, приводится либо их описание, либо достоинства и недостатки [1, 2, 3]. Поэтому существует необходимость качественного сравнения и формирования рекомендаций по применению протоколов, которые давали бы представление о возможностях их использования.

В данной работе рассмотрены наиболее распространенные алгоритмы насыщенного и разреженного режимов, такие как DVMRP, MOSPF, PIM-DM, CBT и PIM-SM, которые представляют наибольший интерес.

Цель работы – сравнительный анализ существующих протоколов многоадресной маршрутизации, выявление их достоинств и недостатков, а также формирование рекомендаций по их применению в IP-сетях различного уровня. При этом основными требованиями к алгоритмам многоадресной маршрутизации остаются минимизация объектов дублированной информации, доставка данных с заданным качеством.

Сравнительный анализ протоколов многоадресной маршрутизации

Протоколы многоадресной маршрутизации можно разделить на два вида: протоколы насыщенного режима и протоколы разреженного режима. Протоколы насыщенного режима используют метод лавинной рассылки, при которой дейтаграммы распространяются от источника ко всем маршрутизаторам. Примеры протоколов, использующие насыщенный режим, – DVMRP, MOSPF и PIM-DM [1, 3]. Протоколы разреженного режима применяются в сетях с ограниченной пропускной способностью и распределением пользователей группы по сети. Примеры протоколов, использующих разреженный режим, – CBT и PIM-SM [1, 3]. Протоколы многоадресной рассылки базируются на одной из двух технологий построения дерева рассылки – технологии RPF или технологии CBT.

В табл. 1 и 2 оценены достоинства и недостатки протоколов многоадресной маршрутизации, а также приведены результаты их сравнительного анализа [1–5].

Отсюда величина в правой части неравенства (5) является максимальным количеством разрядов $W(\ell)^{(1)}_{\max}$, затрачиваемых на представление одного кода-номера столбца массива дифференциального представления с учетом его представления в виде НП числа:

$$W(\ell)^{(1)}_{\max} = \ell og_2 \prod_{\xi=1}^{n} d_{\xi\ell}.$$

На основе выполнения неравенства (5) следует, что в результате представления последовательности элементов МДП в виде неравновесного позиционного числа сокращается комбинаторная избыточность, обусловленная ограничениями на динамический диапазон. Поскольку неравновесное позиционное число формируется для массивов дифференциального представления видеоданных, то значение его кода-номера будет зависеть от следующих свойств изображений: степени коррелированности между элементами изображения; размеров областей когерентности; степени насыщенности изображения перепадами, мелкими объектами и импульсными всплесками. Для изображений с большим числом деталей код характеризует степень насыщенности фрагмента мелкими объектами. Значение кода будет тем меньше, чем больше отношение площади, имеющей слабоменяющуюся яркость, к площади изображения передаваемого объекта, и наоборот.

Выводы

1. Обоснован и разработан подход для сокращения избыточности в массивах дифференциального представления видеоданных, базирующийся на одновременном учете коррелируемости и ограниченного количества мелких объектов в реалистических изображениях. Разработано неравновесное позиционное кодирование массивов дифференциального представления, которое характеризуется: неравновесностью оснований элементов МДП; зависимостью значений весовых коэффициентов от позиции соответствующего элемента в МДП.

2. Обосновано, что неравновесное позиционное кодирование обладает потенциальными возможностями для обеспечения степени сжатия дифференциального представления данных в случаях произвольного значения статистических характеристик изображений (законов распределения вероятностей появления элементов, степени корреляции между соседними элементами).

Научная новизна полученных результатов состоит в том, что впервые разработан подход относительно сокращения избыточности в массивах дифференциального представления изображений на основе неравновесного позиционного кодирования, отличающийся от известных тем, что в процессе выявления закономерностей одновременно учитываются как степень корреляции между соседними элементами и количество мелких объектов в изображениях, так и неравномерность и ограниченность динамических диапазонов массивов дифференциального представления изображений. Это позволяет повысить степень сжатия данных для насыщенных реалистических изображений.

Список литературы: 1. *Ватолин В.И.* Методы сжатия данных. Устройство архиваторов, сжатие изображений и видео / В.И. Ватолин, А. Ратушняк, М. Смирнов, В. Юкин. М.: ДИАЛОГ – МИФИ, 2002. 384 с. 2. *Гонсалес Р.* Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс. М.: Техносфера, 2005. 1073 с. 3. *Королев А.В.* Метод сокращения избыточности изображений / А.В. Королев, В.В. Баранник // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. 2001. №2. С. 85-88. 4. *Баранник В.В.* Структурно-комбинаторное представление данных в АСУ / В.В. Баранник, Ю.В. Стасев, Н.А. Королева. Харьков: ХУПС, 2009. 252 с.

Харьковский университет Воздушных Сил
имени Ивана Кожедуба,
Метрологический центр военных эталонов,
НТ СКБ «ПОЛИСВИТ»

Поступила в редколлегию 12.10.2009

УДК 621.391

В.В. ВАРИЧ, А.А. АСТРАХАНЦЕВ, канд. техн. наук

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОТОКОЛОВ МНОГОАДРЕСНОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ В IP-СЕТЯХ

Введение

В современных IP-сетях можно передавать информацию, используя различные способы адресации и доставки: конкретному заданному устройству (unicast), многоадресная (multicast) и широковещательная доставка (broadcast).

Наиболее распространенной является доставка конкретному заданному устройству, которая подразумевает передачу пакетов данных определенному хосту, обозначенному отправителем. Многоадресная доставка предполагает, что отправитель передает пакет данных группе адресатов, которые могут быть подключены к различным подсетям. Широковещательная рассылка предполагает доставку данных всем устройствам в сети или подсети, куда адресовалось сообщение.

Формулирование проблемы

В случае индивидуальной доставки каждому устройству из группы пользователей, чувствительной к задержкам нагрузки, такой как потоковое видео, потребуется передача одной и той же информации *n* раз, равное количеству членов группы, что, скорее всего, вызовет перегрузку сети. Широковещательная рассылка также вызовет перегрузку сети, так как будет передавать данные всем пользователям, независимо от членства в группе. Решением этой задачи является применение многоадресной рассылки, которая минимизирует дублирование информации и позволяет более экономно расходовать пропускную способность.

Во многих работах, посвященных протоколам многоадресной маршрутизации, приводится либо их описание, либо достоинства и недостатки [1, 2, 3]. Поэтому существует необходимость качественного сравнения и формирования рекомендаций по применению протоколов, которые давали бы представление о возможностях их использования.

В данной работе рассмотрены наиболее распространенные алгоритмы насыщенного и разреженного режимов, такие как DVMRP, MOSPF, PIM-DM, CBT и PIM-SM, *которые представляют наибольший интерес.*

Цель работы – *сравнительный анализ существующих протоколов многоадресной маршрутизации*, выявление их достоинств и недостатков, а также формирование рекомендаций по их применению в IP-сетях различного уровня. При этом основными требованиями к алгоритмам многоадресной маршрутизации остаются минимизация объектов дублированной информации, доставка данных с заданным качеством.

Сравнительный анализ протоколов многоадресной маршрутизации

Протоколы многоадресной маршрутизации можно разделить на два вида: протоколы насыщенного режима и протоколы разреженного режима. Протоколы насыщенного режима используют метод лавинной рассылки, при которой дейтаграммы распространяются от источника ко всем маршрутизаторам. Примеры протоколов, использующие насыщенный режим, – DVMRP, MOSPF и PIM-DM [1, 3]. Протоколы разреженного режима применяются в сетях с ограниченной пропускной способностью и распределением пользователей группы по сети. Примеры протоколов, использующих разреженный режим, – CBT и PIM-SM [1, 3]. Протоколы многоадресной рассылки базируются на одной из двух технологий построения дерева рассылки – технологии RPF или технологии CBT.

В табл. 1 и 2 оценены достоинства и недостатки протоколов многоадресной маршрутизации, а также приведены результаты их сравнительного анализа [1–5].

Таблица 1

Протоколы	Достоинства	Недостатки
DVMRP	1) Групповые дейтаграммы от каждого источника рассылаются по оптимальным путям. 2) Учитывается членство в группах. 3) Групповой трафик распределяется по различным сегментам системы сетей.	1) Каждый маршрутизатор должен хранить таблицу, в которой отслеживается получение сообщений *prune*. Размер этой таблицы достаточно велик. 2) Первая групповая дейтаграмма и периодически "пробные" распространяются по всей системе сетей. 3) Протокол DVRMP подходит для небольших сетей. 4) Зависимость от используемого IGP (EGP) протокола.
MOSPF	1) Групповые дейтаграммы от каждого источника рассылаются по оптимальным путям. 2) Отсутствует рассылка «пробных» дейтаграмм.	1) Проблемы с масштабированием. 2) Большая нагрузка на вычислительные ресурсы маршрутизатора. 3) Применение веерной рассылки для передачи служебной информации. 4) Протокольная зависимость от IGP (EGP).
PIM-DM	1) Протокол PIM-DM прост в реализации и в настройке. 2) Предусмотрено взаимодействие с протоколом DVMRP. 3) Независим от внутренних протоколов.	1) Необходимость рассылать пробные дейтаграммы каждые 3 минуты, так как за это время истекает срок действия сообщения *prune*, что порождает нежелательный трафик.
CBT	1) Все групповые дейтаграммы рассылаются только участникам группы. 2) Нет "пробных" дейтаграмм. 3) Не требует периодической передачи пакетов с групповыми адресами на все маршрутизаторы в сети. 4) Не требуется доступ к маршрутным таблицам.	1) Передача групповых дейтограмм может привести к сосредоточению трафика около включенных маршрутизаторов с образованием узких мест. 2) Узким местом является ядро, на которое возлагаются все вычислительные функции. 3) Для некоторых пар отправитель-получатель путь по установленному дереву будет неоптимальным.
PIM-SM	1) Дейтаграммы передаются по оптимальному пути; не требуется доступ к маршрутным таблицам 2) Все групповые дейтаграммы рассылаются только участникам группы.	1) В точках «рандеву» могут создаваться узкие места. 2) Сложность в применении и большая нагрузка на вычислительные ресурсы маршрутизаторов.

Таблица 2

Протокол маршрутизации	Необходимый для работы протокол класса IGP (EGP)	Используемый алгоритм построения деревьев доставки	Оптимальные условия применения
DVMRP	RIP	TRPB (RPF)	Распределенные сети малого размера
MOSPF	OSPF	RPF	Небольшое количество активных пар и стабильные линии связи
PIM-DM	Любой	RPF	Небольшое количество отправителей при большом количестве получателей
PIM-SM	Любой	Аналогичен CBT	Несколько получателей в группах
CBT	Любой	CBT	Несколько получателей в группах

Исходя из сказанного выше, трудно дать ответ о преимуществе какого-либо протокола при использовании в IP-сетях. Для более детальных выводов необходимо рассмотреть модель сети и реализовать модели исследуемых протоколов. Проведем сравнительный анализ протоколов маршрутизации на основе модели сети, созданной в программном пакете Network Simulator и состоящей из двухсот маршрутизаторов с изменяющимся количеством пользователей в группе.

Модель исследуемой сети

Введем понятие стоимости использования ресурсов сети при групповой передаче, измеряемой в количестве передаваемых пакетов за секунду. Под стоимостью будем понимать суммарный объем нагрузки, создаваемый полезным трафиком и служебным трафиком, состоящим из трафика, адресованного пользователям, не принадлежащим группе, и трафика, возникающего при подключении (отключении) пользователей:

$$Стоим = C_{управл} \cdot Ч_{управл} + (C_{дер} + C_{ну}) \cdot П_{п}, \quad (1)$$

где $C_{управл}$ – общее количество двухточечных сообщений (передаются каждый раз, когда пользователи присоединяются или покидают группу); $Ч_{управл}$ – частота присоединения или ухода пользователей; $C_{дер}$ – данные, переданные в направлении участников группы; $C_{ну}$ – данные, переданные в направлении пользователей, не состоящих в группе; $П_{п}$ – коэффициент групповой передачи данных.

Оценим стоимость построения дерева рассылки для разных технологий, при различном числе узлов в группе. Результаты анализа приведены в табл. 3, где N – количество узлов; G – количество пользователей группы.

Таблица 3

Количество маршрутизаторов	200
Среднее число выходов маршрутизаторов	3,79
Диаметр сети	11
Стоимость алгоритма кратчайшего дерева (КД) (N_{200}, G_{10})	26,63
Стоимость алгоритма кратчайшего дерева (КД) (N_{200}, G_{160})	145,49
Стоимость алгоритма дерева от центра (N_{200}, G_{10})	24,52
Стоимость алгоритма дерева от центра (N_{200}, G_{160})	140,60

Оценка стоимости протоколов многоадресной рассылки

Получим на основе выражения (1) соотношения для стоимости рассмотренных протоколов групповой маршрутизации. $Ч_{управл}$ и $П_{п}$ одинаковы для всех протоколов. $flood_{дер}$ применяется для DVMRP.

Стоимость распространения пакетов для протокола MOSPF. Согласно формуле (1) рассчитаем стоимость распространения служебных пакетов для MOSPF:

$$C_{управл}^{MOSPF} = N(\alpha - 1).$$

При получении выражения для стоимости учитывалось, что каждый раз, когда пользователь присоединяется или покидает группу, MOSPF передает эту информацию затоплением через все порта маршрутизатора кроме одного, с которого пришел этот пакет. Стоимость распространения пакетов данных для MOSPF:

$$C_{дер}^{MOSPF} = C_{КД}(N, G).$$

Распространение пакетов данных происходит в соответствие с алгоритмом построения кратчайшего дерева. Стоимость распространения данных, переданных в направлении пользователей, не состоящих в группе для MOSPF, равна 0, так как информация об участниках группы уже содержится в базе данных.

Стоимость распространения пакетов для протокола DVMRP. Согласно формуле (1) рассчитаем стоимость распространения служебных пакетов для DVMRP:

$$C_{управл}^{DVMRP} = diam(N).$$

При получении выражения для стоимости учитывалось, что каждый раз, когда пользователь присоединяется к группе, он посылает пакет на маршрутизатор в сторону отправителя для присоединения этого маршрутизатора к дереву. И хотя этот пакет должен пройти путь до первого «несокращенного» маршрутизатора, возьмем худший случай, в котором этот пакет пройдет половину диаметра сети. Поскольку подтверждение ожидается в шлюзе, общая стоимость – диаметр N. Стоимость распространения пакетов данных для DVMRP:

$$C_{дер}^{DVMRP} = C_{КД}(N,G).$$

Распространение сообщений данных происходит в соответствии с алгоритмом построения кратчайшего дерева. Стоимость распространения данных переданных в направлении пользователей, не состоящих в группе для DVMRP:

$$C_{пу}^{DVMRP} = (N - C_{КД}(N,G)) \cdot flood_{duty}.$$

Данное выражение обусловлено особенностью протокола DVMRP, который основывается на технологии RPF.

Стоимость распространения пакетов для протокола CBT. Согласно формуле (1) рассчитаем стоимость распространения служебных пакетов для CBT:

$$C_{управл}^{CBT} = diam(N).$$

При получении выражения для стоимости учитывалось что, каждый раз, когда пользователь присоединяется к группе в CBT, он посылает пакет в сторону ядра дерева. И хотя этот пакет должен пройти путь до первого «несокращенного» маршрутизатора, возьмем худший случай, в котором этот пакет может пройти половину диаметра сети. Поскольку подтверждение ожидается в шлюзе, общая стоимость – диаметр N. Стоимость распространения пакетов данных для CBT:

$$C_{дер}^{CBT} = C_{CBT}(N,G).$$

Распространение пакетов данных происходит в соответствии с алгоритмом построения «дерева от центра». Стоимость распространения данных, переданных в направлении пользователей, не состоящих в группе для CBT, равна нулю.

Стоимость распространения сообщений для протокола PIM-SM. Согласно формуле (1) рассчитаем стоимость распространения служебных пакетов для PIM-SM:

$$C_{управл}^{PIM-SM} = 2diam(N).$$

Данный протокол использует и технологию CBT и технологию RPF, и при присоединении пользователя к группе он использует худший сценарий технологии CBT (пакет проходит половину диаметра сети), после чего ждет ответа от ядра (пакет проходит половину диаметра сети). Затем маршрутизатор, обслуживающий пользователя, может переключиться на дерево самого короткого пути, в этом случае он посылает сообщение Join к источнику следующей полученной им дейтаграммы, адресованной данной группе, и пакет в точку рандеву (при этих операциях пакет проходит диаметр сети). Стоимость распространения пакетов данных для PIM-SM:

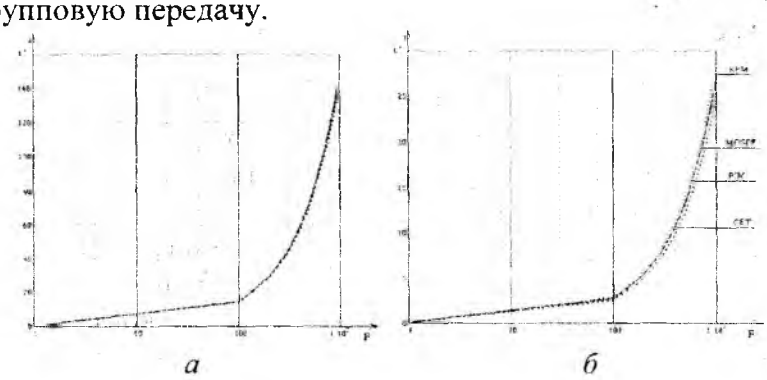
$$C_{дер}^{PIM-SM} = C_{КД}(N,G).$$

Будем считать, что обмен дейтаграммами между источником и членами группы интенсивен, и поэтому будет использоваться алгоритм кратчайшего дерева. Стоимость распространения данных, переданных в направлении пользователей, не состоящих в группе для PIM-SM, рав-

на нулю. Хотя источники сообщений всегда посылают информацию в точку рандеву, независимо получают ли члены группы данные через общее дерево или через дерево кратчайшего пути, однако это незначительный трафик. Эта операция проводится для предотвращения повторной посылки данных группе пользователей.

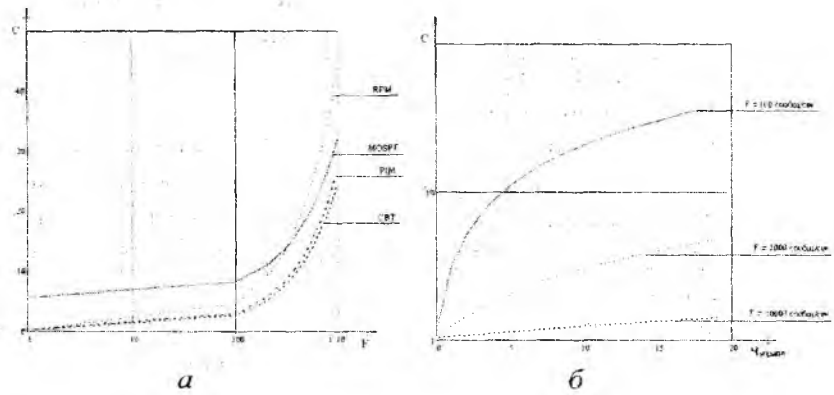
Результаты исследований

Результаты проведенного анализа приведены на рис. 1, 2. На рис. 1 проиллюстрирована производительность протоколов групповой маршрутизации на сети с количеством узлов $N = 200$, при различном числе пользователей в группах, $Ч_{управл}$=0,1 (1 каждые 10 *с*), $flood_{duty}$=0,01. На рис. 1, *а* группа состоит из 160 пользователей, на рис. 1, *б* группа состоит из 10 пользователей. На рис. 1, *а* показано, как алгоритмы маршрутизации масштабируются с изменением пропускной способности в сетях с плотными группами. Здесь также видно, что у протоколов есть сопоставимое масштабирование, когда группа плотная, частота присоединения/ухода из группы небольшая и коэффициент режима затопления (*flood*) низок. Следует отметить, что затопление в протоколе MOSPF при присоединении или уходе членов группы, несущественно влияет на его стоимость. При использовании режима затопления в DVMRP при плотной группе стоимость также не повышается, так как большинство пользователей уже вовлечено в групповую передачу.



а *б*

Рис. 1



а *б*

Рис. 2

На рис. 1, *б* размер группы уменьшен до 10 пользователей. В этом случае стоимость протокола DVMRP выше других, так как плотность группы уменьшилась и имеет место периодическое затопление. Разница между лучшим протоколом CBT и худшим DVMRP (RPM) составляет 17 %. На рис. 2, *а* проиллюстрирована производительность протоколов групповой маршрутизации в сети с количеством узлов $N = 200$, размером группы $G = 10$, $Ч_{управл}$ = 10 (10 в 1 *с*), $flood_{duty}$ = 0,1. На рис. 2, *б* проиллюстрирована нормализованная зависимость стоимости сообщений протокола MOSPF с количеством узлов $N = 10000$, размером группы

$G = 160$, $Ч_{управл} = 10$ (10 в 1 *с*) от частоты присоединения/ухода пользователей из группы при различных значениях пропускной способности.

Из рис. 2, *а* видно, что протоколы DVMRP (RPM) и MOSPF имеют наибольшую стоимость, так как были увеличены частота присоединения/ухода пользователей из группы и коэффициент затопления. Протоколы CBT и PIM-SM имеют меньшую стоимость. Здесь разница между лучшим протоколом CBT и худшим DVMRP (RPM) составляет 80 %. Проанализировав графики, представленные на рис. 2, *б*, можно сделать вывод, что при увеличении пропускной способности количество присоединений/уходов пользователей из группы становится менее дорогостоящим, так как передаваемая служебная информация (при присоединениях/уходах) становится не столь существенной относительно объема передаваемых данных.

Заключение

По результатм сравнительного анализа протоколов можно сделать следующие выводы и рекомендации:

– разница в стоимости использования пропускной способности линий между используемыми алгоритмами построения путей рассылки (дерево кратчайших путей или дерево от центра) не столь существенна, хотя заметна при разреженных группах;

– для сетей, в которых уже используется OSPF, наиболее вероятным протоколом многоадресной маршрутизации будет MOSPF. Однако MOSPF следует применять при нечастых присоединениях/уходах пользователей из группы и плотных группах. В случае если присоединения/уходы пользователей из группы происходят с высокой частотой, необходимо обеспечить высокую пропускную способность линий. В случаях, где группы разрежены и пропускная способность маленькая, протокол может применяться только при низкой частоте присоединений/уходов пользователей группы;

– DVMRP может применяться только в сетях с плотными группами, где коэффициент затопления низок. Также он не может использоваться в сетях большого размера;

– хотя протокол CBT и показывает лучшие значения по критерию стоимости во всех случаях, однако при большом количестве отправителей «ядро дерева» может стать узким местом и это ограничивает его применение;

– наилучшим протоколом при разреженном членстве групп является PIM (PIM-SM), его выигрыш по сравнению с худшим протоколом DVMRP (RPM) составляет около 76 %. Для плотных групп наиболее приемлемым будет PIM-DM;

– протокол PIM является соперником MOSPF в больших распределенных сетях. Однако он довольно сложен в применении и находится в стадии доработки.

Таким образом, в статье получены выражения для стоимости рассмотренных протоколов групповой маршрутизации. Оценена производительность и стоимость сообщений протоколов многоадресной маршрутизации в зависимости от количества узлов в группе и в сети, пропускной способности сети. Научная новизна данной работы заключается в составлении рекомендаций по областям применения протоколов многоадресной рассылки, что может учитываться при проектировании систем передачи группового трафика.

Список литературы: 1. *Мамаев М.* Телекоммуникационные технологии (Сети TCP/IP). Владивосток, 1999, 2001, v.3. 2. *Семенов Ю.А.* book.itep.ru. 3. www.iprip.ru/multi. 4. *Deering, S., D.Estrin, D.Farinacc &* other. Protocol independent multicast (pim): Motivation and architecture. Work in Progress. 5. *Estrin, D., D.Farinacci, V.Jacobson, C.Liu, L.Wei, P.Sharma.* Protocol independent multicast-dense mode (pim-dm): Protocol specification. Work in Progress.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.10.2009

УДК 621

Б. Ю. ЖУРАКОВСЬКИЙ, канд. техн. наук

МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ СТИСНЕННЯ ПОВІДОМЛЕНЬ

Вступ

В системах управління інформація, яка надходить від первинних датчиків до пунктів збору первинної інформації, як правило, має значну надмірність. Для зменшення навантаження на тракти передачі СУ виконують стиснення первинної інформація, для чого використовують різні методи стиснення [1, 2, 3].

З метою проведення досліджень для практичного аналізу кожного з методів стиснення інформації для різного характеру даних та розробки рекомендацій з їх застосування в СУ були запропоновані алгоритм та схема досліджень методів стиснення.

Методики способів стиснення для інформаційних каналів

Стиснення способом Лемпеля-Зіва-Уелча (LZW). Процедура динамічного кодування LZW-способом починається з заповнення LZW-таблиці, до якої вносяться рядки, що відображають статистику повідомлень на визначеній мові. При відсутності такої статистики таблиця містить тільки рядки, що складаються з одиночних символів. Потім, у міру надходження даних від джерела інформації, формуються рядки, що складаються із декількох символів. Виходячи з того, що таблиця має обмежений розмір, рядки, що зустрічаються в тексті не часто, вилучаються, а на їх місце вносяться рядки, що мають більшу частоту появи. Таким чином, у процесі накопичення статистики про повідомлення, що стискається, відбувається динамічна перебудова таблиці кодування й адаптація її до характеру переданих даних. Стиснення даних починається з ініціалізації таблиці, коли до таблиці вносяться рядки, що складаються з одиночних символів. Потім надходить перший вхідний символ, який сприймається як префікс деякого рядка PREFIX. Після цього вводиться наступний символ CHARACTER і, шляхом об'єднання префікса й одиночного символу, утворюється розширений рядок PREFIX+CHARACTER. Далі здійснюється зіставлення утвореного рядка з рядками, що існують у таблиці кодування. Якщо рядок PREFIX+CHARACTER є в таблиці, то він стає новим префіксом, тобто PREFIX=PREFIX+CHARACTER, вводиться наступний символ CHARACTER і процедура зіставлення рядка в таблиці повторюється знову. У випадку, якщо послідовності PREFIX+CHARACTER у таблиці рядків немає, то на вихід кодера виводиться кодова комбінація, що відповідає рядку PREFIX, до таблиці вноситься додатковий рядок PREFIX+CHARACTER, а символ CHARACTER стає новим префіксом. Якщо вхідна послідовність не вичерпана, то процедура утворення рядків і їхнє зіставлення повторюється.

Стиснення способом Лемпеля-Зіва-Хаффмена (LZH). Спосіб стиснення LZH грунтується на використанні двох методів стиснення даних: словниковому Лемпеля-Зіва (LZ) і статистичному Хаффмена (Huffman).

На початку виконання алгоритму стиснення відбувається ініціалізація словника. Словник логічно являє собою сукупність абстрактних структур даних, що містять набір деревоподібних структур, у котрих кожний корінь відповідає певному знаку алфавіту. При 8-розрядному форматі символу кількість таких дерев дорівнює 256. Деревоподібні структури являють собою набір відомих рядків, що починаються одним визначеним символом, а кожний вузол дерева представляє один рядок із цього набору.

При виконанні стиснення циклічно формується новий рядок шляхом додавання чергового одиночного символу до існуючого рядка в таблиці статей словника, що виражається в доповненні новим вузлом кодового дерева.

Далі відбувається зіставлення рядка, при якому послідовність символів із потоку даних зіставляється зі статтею словника. Якщо рядок відповідає статті словника і не є створеним під час останнього виклику процедури зіставлення рядка, то вводиться наступний символ і додається до рядка. Потім цей крок повторюється. Якщо рядок не відповідає статті словника,

або відповідає статті, створеній під час останнього виклику процедури зіставлення рядків, то останній символ відкидається, а кодове слово, що відповідає цій статті словника, подається на вихід кодера. Отриманий укорочений рядок представляє, таким чином, найдовший зіставлений рядок, а останній (відкинутий) символ є не зіставленим символом, з якого починається наступне зіставлення рядків, що надходять від джерела даних.

Стиснення способом Віттера (Vitter). Головною особливістю алгоритму Віттер, є те, що дерево будується за принципом ковзання і збільшення (Slide And Increment), використовуючи при цьому умову неявної нумерації. Суть цієї операції полягає в тому, що вузол, оголошений поточним, обмінюється з лідером свого блока і потім сковзає в напрямку кореня дерева по сусідньому блоку, що безпосередньо примикає до блока поточного вузла. Ковзання продовжується доти, поки поточний вузол не пройде весь блок і буде установлений на початок цього блока. Потім здійснюється збільшення ваги поточного вузла і новим поточним вузлом призначається батько старого поточного вузла. Операція ковзання зі збільшенням продовжується до досягнення кореня дерева. При цьому вибір батьківського вузла залежить від того, чи був поточний вузол листом або внутрішнім вузлом. Якщо поточний вузол був листом, то новим поточним вузлом стає батько, з яким виявився зв'язаний поточний вузол після завершення ковзання. А у випадку, якщо поточним вузлом був внутрішній вузол, то новим поточним вузлом призначається його батьківський вузол, із яким був зв'язаний поточний до початку ковзання.

Розглянута структура дерева називається "плаваючим деревом" тому, що покажчики батьківського і його дочірніх вузлів підтримуються неявно. Кожний блок має лише покажчики батьківських і правих дочірнього вузлів лідера блока. Через безперервність пам'яті, де зберігаються зовнішні і внутрішні вузли, положення батьківських і дочірніх вузлів дерева інших вузлів блока можуть бути визначені за фіксований час шляхом обчислення зсуву від покажчиків батька і його правого дочірнього вузла лідера блока. Це дозволяє вузлу ковзати по блоку, модифікуючи постійне число покажчиків. При цьому час виконання процедури залишається постійним, що збільшує швидкість кодування при значних масивах інформації.

Матричний спосіб стиснення. З матричних способів стиснення найбільш придатним для використання в системах управління є адаптивно-матричний. Для роботи алгоритму необхідно задати розмір блока даних. Для зручності і наочності вхідний потік розбивається на рядки символами "переведення рядка - повернення каретки". У реальних умовах довжина рядка матриці визначається довжиною запису даних, що передаються.

Інформація зчитується блоками з вхідного файлу, одночасно робиться її аналіз і пошук елементів, що повторюються, у сусідніх рядках. Якщо в двох сусідніх рядках знайдені однакові ланцюжки символів, алгоритм здійснює перегляд наступних рядків, визначаючи кількість рядків матриці. Розміри матриці і номери рядків для кожного рядка матриці записуються в допоміжний масив. Якщо розміри матриці задовольняють визначеній умові, то вона позначається як та, що підлягає стисненню.

При записі інформації у вихідний потік для кожної виділеної матриці передається її перший рядок, перед яким ідуть ознака стиснення і розміри матриці. Наступні рядки матриці опускаються.

Даний спосіб не забезпечує найбільш оптимального виділення матриць у вхідному потоці (наприклад, якщо дві матриці перекриваються, то виділена буде перша, що зустрілася, навіть якщо вона менша за розміром). Однак цей спосіб має високу швидкість стиснення, оскільки виділення матриць відбувається одночасно з прийомом даних.

Каскадний спосіб стиснення. Каскадний спосіб поєднує у собі стиснення інформації двома способами. Його відмінність від інших способів, поданих у роботі, в тому, що дані спочатку стискаються одним способом, а потім отриманий стиснутий масив обробляється іншим способом. Розгортання інформації робиться в зворотному порядку.

При реалізації каскадного способу стиснення може виникнути проблема неоднозначності трактування стиснутого масиву даних. Це може відбутися в тому випадку, якщо алго-

ритм стиснення першого каскаду в результаті роботи згенерує масив даних, що містить керуючі символи алгоритму другого каскаду.

При розгортанні (декомпресії) такого масиву процедура другого каскаду інтерпретує ці символи як ознаки стиснення, і інформація буде перекручена.

Для вирішення цієї проблеми у роботі передбачається чіткий поділ способу вказівки ознаки стиснення для кожного каскаду, що не дозволяє використання однакових символів.

У якості основних показників ефективності стиснення при проведенні досліджень обрані: коефіцієнт стиснення, швидкість стиснення і затримка даних на виході кодера. Виміри повинні проводитися окремо для кожного з параметрів, при цьому досліджується залежність показників ефективності від розміру переданого блоку даних.

На рисунку наведена схема проведення досліджень. Генератор тестових послідовностей видає фрагмент даних одного з чотирьох типів даних: текстових, графічних, вимірювальних та змішаних (комбінованих). Цей фрагмент надходить у модуль обробки і відображення, що здійснює виклик зазначених процедур стиснення різними способами й одержує від них стиснуті послідовності. При вимірі швидкості стиснення він також виконує запуск таймера. Маючи довжину первинного (вхідного) і стиснутого (вихідного) фрагментів, основний вимірювальний модуль обчислює коефіцієнт стиснення, а порівнюючи показання таймера перед викликом і після виклику процедури компресії, одержує час стиснення. Потім результати вимірювань надходять на модуль відображення даних, що представляє їх у вигляді графіків.

Вимірювання показників ефективності стиснення робиться при різному характері вхідного інформаційного потоку. Для того щоб щонайкраще оцінити ефективність алгоритмів стиснення, у якості вхідних даних необхідно використовувати фрагменти, які за своїми статистичними властивостями були б максимально наближеними до реальної інформації. Найкраще використовувати фрагменти даних, отриманих від реальних джерел, при цьому всю інформацію необхідно представити в уніфікованому вигляді.

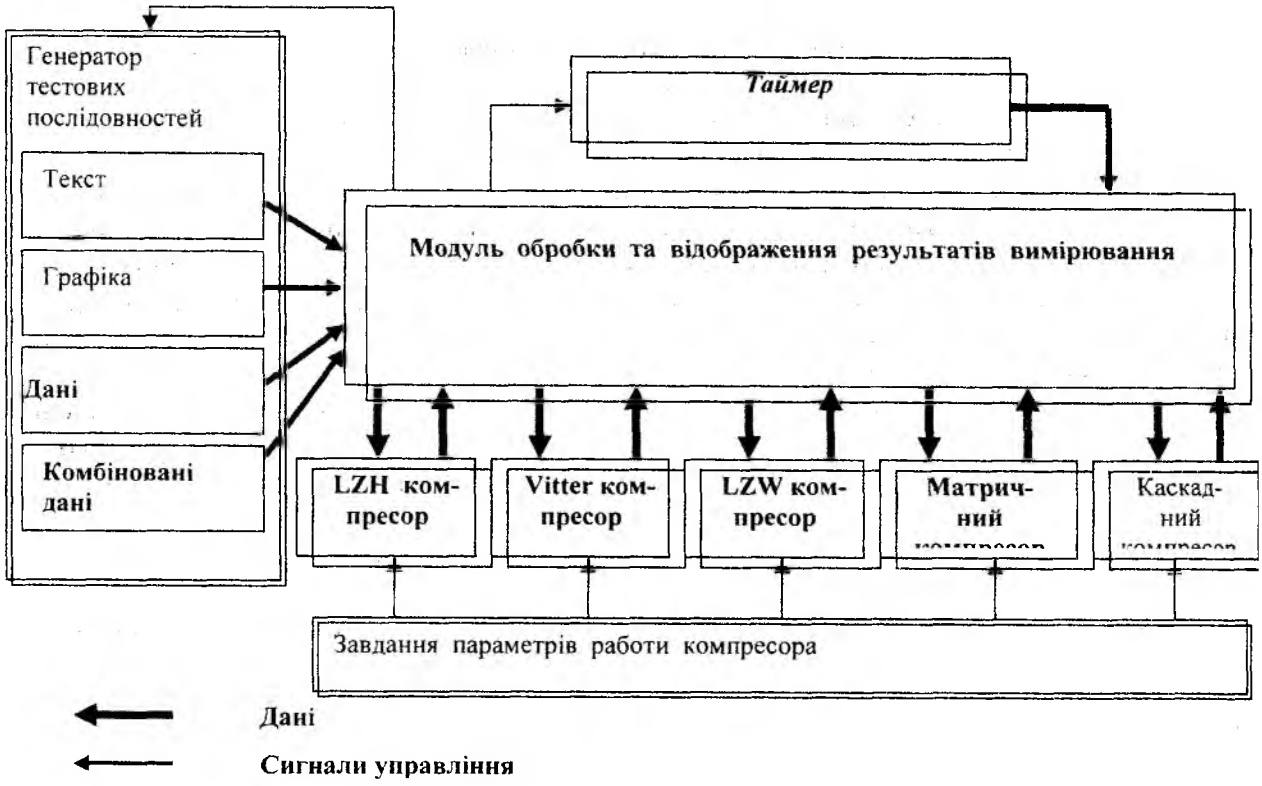
У якості вхідних даних для кодера використані наступні інформаційні фрагменти:

- інформація в текстовому вигляді (різні текстові повідомлення);
- графічна інформація (наприклад, факсимільні повідомлення, напівтонові чорно-білі повідомлення);
- вимірювальна інформація, що надходить від датчиків (температури, тиску, витрати);
- змішані дані, що містять графічну інформацію, таблиці , формули, текст (інформація текстового редактора Word, документи Excel).

Для зручності кодування алфавіт вхідного і вихідного коду обраний таким, що дорівнює 256 символам (для кодування одного символу використовується один байт). У тих випадках, коли вихідний код вимагає розширення алфавіту, на вході використовується алфавіт із 128 символів (використовуються молодші 7 біт кодової комбінації).

Для порівняльних досліджень були вибрані такі способи стиснення: LZH, LZW, Vitter, матричний та каскадні [3, 4].

При кодуванні способами LZH, LZW розмір блоку даних, що передається, впливає на швидкість передачі, а особливо на коефіцієнт стиснення. Це характеризується тим, що для цих способів складається кодова таблиця, в яку записуються словосполучення, що надходять від вхідного потоку, і надалі розглядається як префікс рядка. Кожному префіксу привласнюється свій номер, що передається в канал. Чим більше елементів входить у кодову таблицю, тим більше коефіцієнт стиснення. Але пошук номера, що відповідає префіксу, впливає на затримку інформаційного потоку, що є важливим для систем передачі інформації, які працюють у режимі реального часу. Для подолання виникаючої затримки в LZW алгоритмах застосовують хешірування.



При кодуванні способом Vittera відбувається динамічна побудова хаффменовського дерева. Даний спосіб дозволяє визначати положення батьківських і дочірніх вузлів дерева за фіксований час шляхом обчислення зсуву від покажчиків батька і його правого дочірнього вузла лідера блока. Це дозволяє вузлу ковзати по блоку, модифікуючи постійне число покажчиків. Виконання процедури при цьому займає певний постійний час.

При кодуванні матричним способом стиснення здійснюється в два проходи, тому затримка даних на виході кодера пропорційна розміру блоку даних, що передається. Швидкість стиснення залежить від розміру блока: чим більший блок даних, тим більшу кількість матриць потрібно проаналізувати. Коефіцієнт стиснення зростає зі збільшенням розміру блока, а також залежить від характеру вхідного інформаційного потоку.

Виходячи з цього, основною задачею досліджень є пошук найбільш оптимального співвідношення параметрів алгоритму стиснення для різних вхідних потоків інформації.

Перелік літератури: 1 *Кричевский Р.Е.* Сжатие и поиск информации. М.: Радио и связь, 1989. 168 с. 2 *Курицын С.А.* Методы адаптивной обработки сигналов передачи данных. М.: Радио и связь, 1988. 144 с. 3 *Чернега В.С.* Сжатие информации в компьютерных сетях. Севастополь: Сев. ГТУ,1997. 214 с. 4 *Ziv J., Hershkovitz Y.* Another Look at Universal Data Compression // Proc. IEEE Int. Sympos.on Information Theory. Trondheim, Norway, 1994. P.11.

Державний університет інформаційно-комунікаційних технологій, м. Київ

Поступила в редколлегию 27.10.2009

УДК 621.391.13

С.И. ПРИХОДЬКО, канд. техн. наук, Н.А. ШТОМПЕЛЬ

МЕТОД СВЕРТОЧНОГО КОДИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ БЫСТРЫХ АЛГОРИТМОВ

Введение

Сверточные коды с большой длиной кодового ограничения широко используются для защиты информации от помех в современных системах связи [1]. В связи с этим важной задачей становится уменьшение вычислительной сложности алгоритмов кодирования, которая характеризуется количеством арифметических операций, осуществляемых кодером. Число необходимых операций в кодере можно снизить за счет применения алгоритмов с более сложной структурой, использующих предварительные вычисления [2, 3].

Постановка проблемы и анализ литературы

Информацию, поступающую на вход кодера, представим в виде многочлена с коэффициентами из поля GF(p):

$$i(x) = i_0 + i_1 x + i_2 x^2 + \dots . \qquad (1)$$

Согласно [4, 5] порождающие многочлены некоторого сверточного кода можно представить в виде одного обобщенного многочлена

$$g(x) = g_0 + g_1 x + \dots + g_{r-2} x^{r-2} + g_{r-1} x^{r-1},$$

где коэффициенты при x являются элементами поля $GF(p^m)$. Тогда процесс кодирования в обобщенном виде соответствует произведению многочленов:

$$c(x) = i(x)g(x) = c_0 + c_1 x + c_2 x^2 + \dots , \qquad (2)$$

где коэффициенты при x являются элементами поля $GF(p^m)$ [4, 5].

Данная запись эквивалентна бесконечной линейной свертке коэффициентов этих многочленов:

$$c_i = \sum_{l=0}^{\infty} i_l g_{i-l}, \qquad i = 0, 1, 2\dots \qquad (3)$$

Таким образом, процесс кодирования сверточным кодом во временной области можно представить в виде линейной свертки.

Цель статьи – разработка метода сверточного кодирования информации на основе быстрых алгоритмов вычисления линейной свертки.

Основная часть

Существует несколько алгоритмов вычисления линейной свертки, которые позволяют уменьшить сложность реализации за счет сокращения количества арифметических операций. Мера сложности обычно характеризуется числом умножений, однако часто также учитывают и число сложений. Одним из наиболее эффективных методов является алгоритм Винограда, который по сравнению с другими требует меньшего числа умножений.

Суть алгоритма Винограда заключается в разбиении длинной свертки на короткие свертки, которые формируются в соответствии с китайской теоремой об остатках для многочленов. Для вычисления коротких сверток можно использовать параллельную обработку данных, что позволяет ускорить работу алгоритма [2, 3].

Рассмотрим возможность применения данного алгоритма для кодирования информации сверточным кодом.

В общем случае принято, что на вход кодера сверточного кода поступает бесконечная информационная последовательность. Однако на практике длину данной последовательности ограничивают некоторой величиной, тогда выражение (1) можно переписать следующим образом:

$$i(x) = i_0 + i_1 x + \ldots + i_{k-1} x^{k-1}.$$

Следовательно, кодирование информации сверточным кодом можно представить как задачу вычисления конечной линейной свертки

$$c_i = \sum_{l=0}^{k+r-2} i_l g_{i-l}, \qquad i = 0, 1, \ldots, k + r - 2, \tag{4}$$

или нахождения конечного кодового многочлена сверточного кода:

$$c(x) = c_0 + c_1 x + \ldots + c_{k+r-2} x^{k+r-2}.$$

Для вычисления кодового слова сверточного кода выберем любое целое число n, которое удовлетворяет условию $n > k+r-2$, и любой многочлен $m(x)$ степени n, тогда справедливо утверждение

$$c(x) = c(x) \bmod m(x).$$

Теперь разложим многочлен $m(x)$ на взаимно простые множители над простым подполем GF(p) поля GF(p^m):

$$m(x) = m_1(x) m_2(x) \ldots m_s(x).$$

Далее необходимо найти вычеты кодового многочлена:

$$c^j(x) = c(x) \bmod m_j(x), \qquad j = 1, \ldots, s.$$

Для нахождения вычетов перепишем данное выражение следующим образом:

$$c^j(x) = (i(x) \cdot g(x)) \bmod m_j(x) = (i^j(x) \cdot g^j(x)) \bmod m_j(x) \qquad j = 1, \ldots, s.$$

Тогда, согласно китайской теореме для многочленов, кодовый многочлен $c(x)$ можно восстановить через эти вычеты с помощью формулы

$$c(x) = (c^1(x) \cdot M_1(x) + \ldots + c^s(x) \cdot M_s(x)) \bmod (m(x)),$$

где $M_j(x) = n^j(x)(n^j(x))^{-1} \bmod m_j(x)$, $n^j(x) = m(x)/m_j(x)$.

Оценим количество арифметических операций, необходимых для вычисления кодового многочлена сверточного кода предложенным методом. Вычисление вычетов $i^j(x)$ и $g^j(x)$ не требует умножений в поле GF(p^m). Так как коэффициенты многочленов $M_j(x)$ принадлежат простому полю GF(p), то для нахождения многочлена $c(x)$ не требуется умножений в поле GF(p^m). Следовательно, только для вычисления коротких сверток, задаваемых произведениями многочленов $i_j(x) \cdot g_j(x)$, требуется производить умножения в поле GF(p^m).

Так как оба многочлена $i^j(x)$ и $g^j(x)$ имеют $\deg(m_j(x))$ коэффициентов, то обычный метод умножения многочленов приводит к оценке необходимого числа умножений в виде суммы

$$\sum_{j=1}^{s} [\deg(m_j(x))]^2.$$

Это позволяет существенно уменьшить число умножений, необходимых для кодирования информации сверточным кодом. Иногда возможно дополнительно уменьшить число ум-

ножений, разбивая одну или несколько коротких сверток на еще более короткие и повторяя описанную процедуру.

Пример. Рассмотрим построение быстрого алгоритма Винограда для вычисления кодового многочлена сверточного кода, заданного порождающими многочленами $g_1(x) = x^2 + x + 1$ и $g_2(x) = x^2 + 1$, при условии, что на вход кодера поступает информационный многочлен $i(x) = x^4 + x^2 + 1$.

Тогда процесс кодирования данным сверточным кодом представим в виде последовательности следующих шагов.

1. Запишем порождающие многочлены $g_1(x)$ и $g_2(x)$ в обобщенном виде:

$$g(x) = (1,1)x^2 + (1,0)x + (1,1) = 3x^2 + x + 3,$$

где коэффициенты при x принадлежат полю GF(2^2).

2. Выберем n=7, т.к. степень многочлена $m(x)$ должна удовлетворять условию deg($m(x)$)>deg ($c(x)$):

$$m(x) = x^7 + 1.$$

3. Разложим многочлен $m(x)$ на множители над полем GF(p):

$$x^7 + 1 = (x+1)(x^3 + x + 1)(x^3 + x^2 + 1).$$

4. Вычислим вычеты многочлена g(x) по модулю многочленов $m_1(x)$, $m_2(x)$ и $m_3(x)$:

$$g^1(x) = 3x^2 + x + 3 \bmod(x+1) = 1;$$

$$g^2(x) = 3x^2 + x + 3 \bmod(x^3 + x + 1) = 3x^2 + x + 3;$$

$$g^3(x) = 3x^2 + x + 3 \bmod(x^3 + x^2 + 1) = 3x^2 + x + 3.$$

5. Найдем вычеты многочлена $i(x)$ по модулю многочленов $m_1(x)$, $m_2(x)$ и $m_3(x)$:

$$i^1(x) = x^4 + x^2 + 1 \bmod(x+1) = 1;$$

$$i^2(x) = x^4 + x^2 + 1 \bmod(x^3 + x + 1) = x + 1;$$

$$i^3(x) = x^4 + x^2 + 1 \bmod(x^3 + x^2 + 1) = x.$$

6. Вычислим частичные произведения полученных вычетов:

$$c^1(x) = 1 \cdot 1 \bmod(x+1) = 1;$$

$$c^2(x) = (x+1)(3x^2 + x + 3) \bmod(x^3 + x + 1) = 2x^2 + x;$$

$$c^3(x) = x(3x^2 + x + 3) \bmod(x^3 + x^2 + 1) = 2x^2 + 3x + 3.$$

7. Запишем многочлены $n^1(x)$, $n^2(x)$ и $n^3(x)$:

$$n^1(x) = (x^7 + 1)(x+1) = x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + x + 1;$$

$$n^2(x) = (x^7 + 1)(x^3 + x + 1) = x^4 + x^2 + x + 1;$$

$$n^3(x) = (x^7 + 1)(x^3 + x^2 + 1) = x^4 + x^3 + x^2 + 1.$$

8. Найдем многочлены $(n^1(x))^{-1}$, $(n^2(x))^{-1}$ и $(n^3(x))^{-1}$, путем решения уравнений:

$$(x^6+x^5+x^4+x^3+x^2+x+1)(n^1(x))^{-1} \bmod(x+1);\ (n^1(x))^{-1}=1;$$

$$(x^4+x^2+x+1)(n^2(x))^{-1} \bmod(x^3+x+1);\ (n^2(x))^{-1}=1;$$

$$(x^4+x^3+x^2+1)(n^3(x))^{-1} \bmod(x^3+x^2+1);\ (n^3(x))^{-1}=x^3.$$

9. Восстановим кодовый многочлен $c(x)$ в соответствии с китайской теоремой об остатках:

$$c(x)=((x^6+x^5+x^4+x^3+x^2+x+1)+(2x^2+x)(x^4+x^2+x+1)+$$

$$+(2x^2+3x+3)(x^4+x^3+x^2+1)x^3)\bmod(x^7+1)=3x^6+x^5+x^3+x+3.$$

10. В двоичном виде кодовый многочлен запишем следующим образом:

$$c(x)=(1,1)x^6+(1,0)x^5+(1,0)x^3+(1,0)x+(1,1).$$

Теперь проверим полученный результат с помощью прямого метода нахождения кодового многочлена:

$$c(x)=i(x)g(x)=(x^4+x^2+1)(3x^2+x+3)=3x^6+x^5+x^3+x+3$$

или в двоичном виде

$$c(x)=(1,1)x^6+(1,0)x^5+(1,0)x^3+(1,0)x+(1,1).$$

Полученные результаты совпадают, следовательно, разработанный метод позволяет вычислять кодовый многочлен сверточного кода с помощью быстрого алгоритма Винограда вычисления линейной свертки.

Оценим число умножений, необходимых для нахождения кодового слова с помощью этих двух методов. Прямой метод требует 9 умножений в поле $GF(p^m)$, а предложенный метод – всего 3 умножения, – что позволяет существенно снизить сложность сверточного кодирования.

В примере рассмотрен информационный многочлен малой степени, хотя на практике степень многочлена $i(x)$ принимает большие значения, что приводит к увеличению длины кодового слова сверточного кода, поэтому непосредственно применять данный метод нельзя, так как алгоритм Винограда вычисления сверток целесообразно использовать только для сравнительно коротких сверток из-за быстрого роста числа сложений для больших длин n [2]. Исходя из этого предлагается осуществлять сверточное кодирование, используя алгоритм Агарвала–Кули. Суть данного алгоритма, основанного на китайской теореме об остатках для целых чисел, заключается в преобразовании одномерной свертки в многомерную свертку и вычислении коротких сверток по каждому измерению с помощью алгоритма Винограда. Ограничение алгоритма Агарвала–Кули заключается в том, что его можно использовать только, если длина кодового слова n имеет взаимно простые делители.

Для того чтобы вычислить кодовое слово сверточного кода, преобразуем одномерную свертку (4) в двумерную, заменим индексы i и l парами индексов (i', i'') и (l', l'') так, что

$$i=n''i'+n'i'', \qquad i'=0,\ldots,n'-1,\ i''=0,\ldots,n''-1,$$

$$l=n''l'+n'l'', \qquad l'=0,\ldots,n'-1,\ l''=0,\ldots,n''-1.$$

Определим новые индексы следующим образом:

$$i'=N''i(\bmod n'), \qquad l'=N''l(\bmod n'),$$

$$i''=N'i(\bmod n''), \qquad l''=N'l(\bmod n'').$$

где N' и N'' представляют собой целые числа, удовлетворяющие условию $N'n'+N''n''=1$.

Тогда исходное кодовое слово сверточного кода представим в виде

$$c_{n''i'+n'i''} = \sum_{l'=0}^{n'-1}\sum_{l''=0}^{n''-1} i_{n''l'+n'l''} g_{n''(i'-l')+n'(i''-l'')}.$$

Двойное суммирование по паре (l', l'') эквивалентно суммированию по l, так как перебираются те же самые члены суммы. Определим теперь двумерные переменные g, i и c:

$$i_{l',l''} = i_{n''l'+n'l''}, \qquad g_{l',l''} = g_{n''l'+n'l''}, \qquad c_{l',l''} = c_{n''l'+n'l''},$$

где $l' = 0,\ldots, n'-1$, $l'' = 0,\ldots, n''-1$.

Таким образом, в результате получаем выражение для двумерного кодового слова:

$$c_{i',i''} = \sum_{l'=0}^{n'-1}\sum_{l''=0}^{n''-1} i_{l',l''} g_{(i'-l'),(i''-l'')},$$

где первые и вторые индексы берутся соответственно по модулю n' и n''.

Применим вдоль каждого измерения алгоритм Винограда вычисления свертки, представив двумерную таблицу в виде одномерной таблицы многочленов. Определим множество n'' многочленов равенствами

$$i_{l'}(x) = \sum_{l''=0}^{n''-1} i_{l',l''}x^{l''}, \qquad g_{l'}(x) = \sum_{l''=0}^{n''-1} g_{l',l''}x^{l''}, \qquad c_{l'}(x) = \sum_{l''=0}^{n''-1} c_{l',l''}x^{l''},$$

где $l'' = 0,\ldots, n''-1$.

При этом двумерная свертка превращается в одномерную свертку многочленов:

$$c_{i''}(x) = \sum_{l'=0}^{n''-1} g_{((l'-l''))}(x) i_{l''}(x) (\mathrm{mod}\, x^{n'}-1), \qquad i'' = 0,\ldots, n''-1.$$

Для каждого i'' в этой сумме производится сложение n'' произведений многочленов, тогда всего имеется $(n'')^2$ произведений многочленов. Каждое из произведений многочленов является сверткой и может быть вычислено с помощью алгоритма Винограда вычисления свертки. Для окончательного вычисления кодового слова сверточного кода алгоритмом Агарвала–Кули необходимо применить алгоритм Винограда вычисления свертки также по второму измерению. Данный метод можно обобщить для случая, когда длина кодового слова n является произведением трех и более взаимно простых множителей.

Выводы

Предложенный метод сверточного кодирования информации на основе быстрых алгоритмов вычисления линейной свертки позволяет уменьшить вычислительную сложность кодера. Показано, что алгоритм Винограда вычисления сверток целесообразно применять только для сравнительно коротких длин кодового слова сверточного кода из-за быстрого роста числа сложений. Исходя из этого предложен метод сверточного кодирования на основе алгоритма Агарвала–Кули, который можно использовать при условии, что длина кодового слова сверточного кода имеет взаимно простые делители.

Список литературы: 1. *Вернер М.* Основы кодирования. Учебник для ВУЗов. М.: Техносфера, 2004. 288 с. 2. *Блейхут Р.* Теория и практика кодов, контролирующих ошибки / Пер. с англ. М.: Мир, 1986. 576 с. 3. *Блейхут Р.* Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов / Пер. с англ. М.: Мир, 1989. 448 с. 4. *Краснобаев В.А., Приходько С.И., Снисаренко А.Г.* Помехоустойчивое кодирование в АСУ. Харьков: ХВВКИУРВ, 1990. 155 с. 5. *Данько Н.И., Евсеев С.П., Кузнецов А.А., Поляков П.Ф., Приходько С.И.* Алгебраические сверточные коды: Учеб. пособие. Харьков: УкрГАЖТ, 2007. 238 с.

Украинская государственная академия железнодорожного транспорта, г. Харьков

Поступила в редколлегию 25.09.2009

УДК 621.396

А.В. МАРЧУК, ВАДИА ЗИЯД

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЛИНЕЙНОГО ПРЕДСКАЗАНИЯ МАТРИЦЫ РАДИОКАНАЛА ДЛЯ УМЕНЬШЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТИ БИТОВЫХ ОШИБОК В СИСТЕМАХ СВЯЗИ MIMO

Требования к пропускной способности систем связи постоянно возрастают, а возможности ее увеличения за счет расширения занятой системой полосы частот ограничены. Одной из эффективных технологий увеличения пропускной способности является использование многоантенных структур MIMO. Однако практическая реализация этой технологии наталкивается на ряд трудностей, из которых основная – сложность разделения пространственных каналов на приемной стороне, что в свою очередь приводит к росту ошибок при передаче информации. Поэтому актуальной является задача уменьшения вероятности битовых ошибок в таких системах.

Имеются публикации [1, 2], в которых предлагается оптимизировать пропускную способность системы связи MIMO по распределению соотношения сигнал-шум в каналах приемников с помощью так называемого «водоналивного» («water filling») метода перераспределения мощности между каналами на передающей стороне. Однако при решении задачи в этих и последующих работах [3, 4] используются не измеренные, а случайные значения элементов матрицы **H** распределенные по релеевскому закону. На время передачи пакета полезных символов между соседними значениями матрицы, матрица «замораживается». Недостаток такого решения – использование усредненных значений элементов матрицы и «замораживание» матрицы на время передачи пакета. Для мобильных абонентов матрица канала **H** может существенно изменяться. Это приводит к росту ошибок в определении матрицы по сравнению с реальными значениями и, соответственно, к увеличению битовых ошибок на приеме.

В данной работе предлагается, в отличие от рассматривавшихся выше, метод управления мощностью в каналах на передающей стороне систем связи MIMO, в котором используются измеренные значения матрицы **H** и вводится предсказание следующего значения элементов матрицы. Для измерения значений матрицы используются тестовые – пилотные сигналы. Причем, при передаче символов полезной информации, значения элементов матрицы аппроксимируются по линейному закону от последнего измеренного значения до предсказанного. Очевидно, чем меньше ошибка предсказания, тем меньше уровень ошибок обнаружения сигнала на приеме. Уровень ошибок зависит от ряда факторов: от ошибки измерения, ошибки предсказания матрицы, аппроксимации функции на интервале между пилотными сигналами и от размера интервала. Уменьшение уровня ошибок за счет уменьшения интервала между пилотными символами неэффективно из-за роста потерь пропускной способности системы. В предлагаемом методе удельный вес тестовых сигналов в общем объеме передаваемой информации составляет 1 – 2 %, что приводит к несущественной потере пропускной способности по полезному сигналу.

Анализ литературы по статистическим моделям матрицы канала **H** в системе радиодоступа MIMO показал [5], что процесс изменения коэффициентов передачи в радиоканале MIMO относится к Марковскому. Поэтому для предсказателя можно использовать линейные алгоритмы.

Последовательность отсчетов каждого коэффициента передачи канала между парой антенн h_{ij} может быть представлена как линейная комбинация своих предыдущих значений. Такой алгоритм предсказателя называется линейным и основан на использовании авторегрессионной модели [6]. Таким образом

$$\hat{h}[n] = -\sum_{k=1}^{P} a[k] \cdot h[n-k], \qquad (1)$$

где p – порядок линейного предсказателя, $a[k]$ – коэффициенты линейного предиктивного кодирования. Ошибка предсказания в этом случае

$$d[n] = h[n] - \hat{h}[n] = h[n] + \sum_{k=1}^{P} a[k] \cdot h[n-k]. \tag{2}$$

Основная задача метода состоит в том, чтобы по наблюдениям последовательности отсчетов коэффициента передачи h_{ij} определить коэффициенты цифрового фильтра указанной модели. Определим коэффициенты $a[k]$ таким образом, чтобы сумма квадратов ошибок предсказания была минимальна:

$$E = \sum_{n} d^2[n] = \sum_{n} \left[h[n] + \sum_{k=1}^{P} a[k] \cdot h[n-k] \right]^2. \tag{3}$$

Для минимизации (3) найдем частные производные (3) по $a[k]$ и приравняем их к нулю

$$\frac{\partial E}{\partial a[k]} = 0, \qquad 1 \le k \le p. \tag{4}$$

В результате получим систему уравнений

$$\sum_{k=1}^{P} \hat{a}[k] \sum_{n} h[n-k] \cdot h[n-m] = -\sum_{n} h[n] \cdot h[n-m], \qquad 1 \le m \le p, \tag{5}$$

где $\hat{a}[k]$ – оценки коэффициентов $a[k]$.

В общем случае суммирование в (5) должно выполняться по всем значениям n. Однако на практике суммирование по n в уравнении (5) выполняют для ограниченного числа отсчетов $h[n]$, чтобы соблюдалось условие стационарности $h[n]$. Для этого ограничивают последовательность $h[n]$ с помощью окна $w[n]$

$$h'[n] = \begin{cases} h[n] \cdot w[n], & 0 \le n \le N-1 \\ 0 & \text{для других } n \end{cases}. \tag{6}$$

Тогда систему уравнений (5) можно переписать в виде

$$r[m] = -\sum_{k=1}^{P} \hat{a}[k] r[m-k], \qquad 1 \le m \le p, \tag{7}$$

$$r[m] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h'[n] \cdot h'[n+m], \qquad 1 \le m \le p, \tag{8}$$

где $r[m]$ – автокорреляционная функция ограниченной последовательности $h'[n]$.

Так как автокорреляционная функция является четной, т.е. $r[m] = r[-m]$, то (7) можно записать в матричной форме

$$\begin{bmatrix} r[0] & r[1] & r[2] & \cdots & r[p-1] \\ r[1] & r[0] & r[1] & \cdots & r[p-2] \\ \vdots & \vdots & & & \vdots \\ r[P-1] & r[p-2] & & \cdots & r[0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{a}[1] \\ \hat{a}[2] \\ \vdots \\ \hat{a}[p] \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} r[1] \\ r[2] \\ \vdots \\ r[p] \end{bmatrix}. \tag{9}$$

Матричное уравнение (9) может быть решено с помощью рекурсивного алгоритма Левинсона–Дарбина. В соответствии с этим алгоритмом решение для предсказателя m-го по-

рядка получается на основе решения предсказателя $m-1$ порядка. Формально алгоритм определяется следующими соотношениями

$$E^{(0)} = r[0], \tag{10}$$

$$k_m = -\frac{r[m] + \sum_{j=1}^{m-1} \alpha_j^{(m-1)} \cdot r[m-j]}{E^{(m-1)}}, \tag{11}$$

$$\alpha_m^{(m)} = k_m, \tag{12}$$

$$\alpha_j^{(m)} = \alpha_j^{(m-1)} + k_m \alpha_{m-j}^{(m-1)}, \qquad 1 \le j \le m-1 \tag{13}$$

$$E^{(m)} = \left(1 - k_m^2\right) E^{(m-1)}. \tag{14}$$

Уравнения (10 – 14) решаются рекурсивно для m = 1, 2, …, p. Отметим, что для m = 1 параметр $\alpha_1^{(1)} = k_1 = r[1]/r[0]$ и $E^{(1)} = \left(1 - k_1^2\right) r[0]$. Для конечного решения порядка p коэффициенты линейного предсказания

$$\hat{a}[j] = \alpha_j^{(P)}, \qquad 1 \le j \le p. \tag{15}$$

Коэффициенты k_m называются коэффициентами отражения. $E^{(m)}$ представляет сумму квадратов ошибки предсказания для предсказателя m-го порядка. Автокорреляционная функция последовательности $h'[n]$ оценивается на основе соотношения

$$r[m] = \frac{1}{N-m} \sum_{n=-0}^{N-1-m} h'[n] \cdot h'[n+m]. \tag{16}$$

Исследуем характеристики системы MIMO с устройством предсказания матрицы передачи канала. На языке программирования MatLAB была составлена программа, моделирующая изменение во времени коэффициентов передачи релеевского канала для мобильных абонентов и их линейное предсказание.

Смоделировано по 500 реализаций процесса и его предсказания для различного числа значений функции до предсказания. Ошибки предсказания $|\delta|$ коэффициентов передачи h_{ij} в системе MIMO приведены в таблице, а две случайные реализации модуля коэффициента передачи канала между парой антенн i, j и графики их предсказаний – на рис. 1, *а* и *б*.

q		64	128	256	512
p=2	$\lvert\delta_1\rvert$	5,00	4,20	3,50	3,20
	$\lvert\delta_2\rvert$	13,20	11,24	10,00	8,70
	$\lvert\delta_3\rvert$	21,20	19,10	16,50	15,28
p=5	$\lvert\delta_1\rvert$	4,60	3,20	2,10	1.59
	$\lvert\delta_2\rvert$	11,10	8,20	5,80	4,77
	$\lvert\delta_3\rvert$	17,75	13,71	11,45	9,20
p=9	$\lvert\delta_1\rvert$	4,70	3,00	2,00	1.37
	$\lvert\delta_2\rvert$	11,00	7,60	5,40	4,00
	$\lvert\delta_3\rvert$	17,80	13,22	10,31	8,01

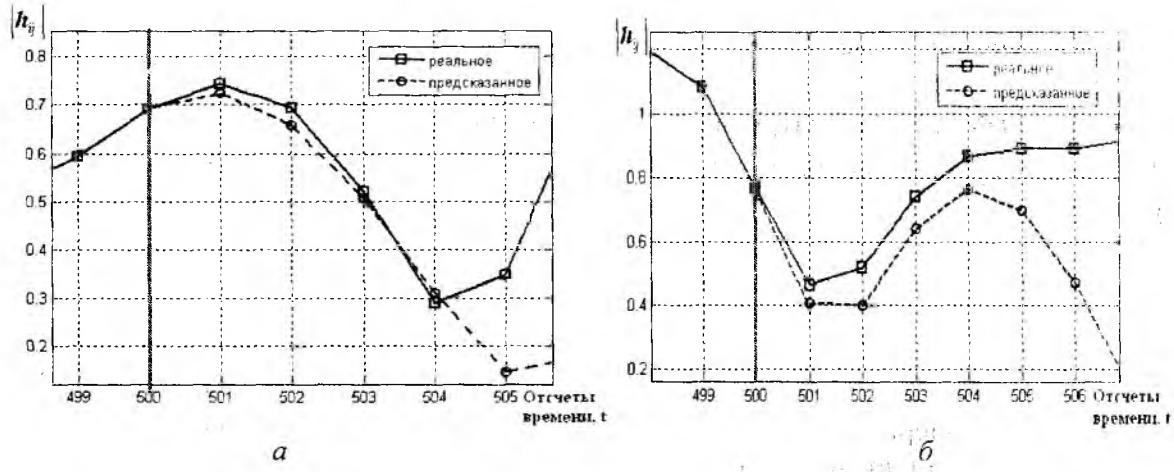


Рис. 1

В табл. 1 величина $|\delta_i|$ представляет собой относительную ошибку предсказания функции для i-й точки предсказания в процентах. Количество отсчетов функции до предсказания q, порядок линейного предсказателя p.

Ошибка предсказания уменьшается с ростом числа отсчетов q функции h_{ij} до предсказания и порядка линейного предсказателя p.

Увеличение числа отсчетов q может существенно повысить точность метода предсказания, однако при этом возрастает объем вычислений пропорционально квадрату размера выборки. С целью экономии вычислительных ресурсов можно рекомендовать использование выборок в 64 символа и порядок линейного предсказателя равный двум, при которых ошибка предсказания составляет не более 5 % для первой точки предсказания.

Представляет интерес нахождение предела, к которому стремится поведение функции ошибок BER для релеевского канала при полном знании канала.

В работе [7] разработаны теоретические вопросы анализа BER систем MIMO с различной степенью корреляции на передающем и приемном конце системы.

Для модуляции QAM–M приближенное значение вероятности символьных ошибок SER в случае корреляции на передаче

$$P_{e,c}(\gamma_1) = b \cdot \operatorname{erfc}\left(\sqrt{c\gamma_1}\right), \tag{17}$$

где γ_1 – отношение сигнал/шум в первом подканале,

$$b = 2\left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right),\ c = \frac{3}{2(M-1)}, \tag{18}$$

где M – порядок модуляции.

Для системы радиодоступа MIMO 2x2 с цифровой обработкой Zero Forcing (ZF) это выражение имеет вид

$$P_e = b\left(1 - \sqrt{\frac{c\det(\mathbf{R}_{TX})}{N_0 + c\det(\mathbf{R}_{TX})}}\right), \tag{19}$$

где $\mathbf{R}_{TX}$ – матрица корреляции на передающей стороне, N_0 – мощность шума.

Для случая, когда корреляция замираний присутствует не только на передающей, но и на приемной стороне значение вероятности SER

$$P_e = b\left(1 - \frac{2\sqrt{c\det(\mathbf{R_{RX}}\mathbf{R_{TX}})}}{\sqrt{N_0 d_1 + c\det(\mathbf{R_{RX}}\mathbf{R_{TX}})} + \sqrt{N_0 d_2 + c\det(\mathbf{R_{RX}}\mathbf{R_{TX}})}}\right), \tag{20}$$

где d_1 и d_2 – диагональные элементы матрицы собственных значений $\mathbf{D} = \begin{bmatrix} d_1 & 0 \\ 0 & d_2 \end{bmatrix}$ разложения $\mathbf{R_{RX}} = \mathbf{VDV}^{\mathrm{H}}$, $\mathbf{R_{RX}}$ – матрица корреляции на приемной стороне.

В случае отсутствия корреляции на передаче, матрица корреляции $\mathbf{R}_{TX} = \mathbf{I}$, а так как $\det(\mathbf{I}) = 1$, то

$$P_e = b\left(1 - \sqrt{\frac{c}{N_0 + c}}\right). \tag{21}$$

Для оценки цифровых систем, как правило, вместо отношения сигнал/шум SNR используется отношение энергии бита, равное произведению мощности сигнала на время передачи бита, к спектральной плотности мощности шума, равное мощности шума на единицу полосы частот, E_b/N_0. Поэтому расчет BER выполним в зависимости от E_b/N_0. Положим $M = 2$, т.е. рассмотрим случай модуляции BPSK.

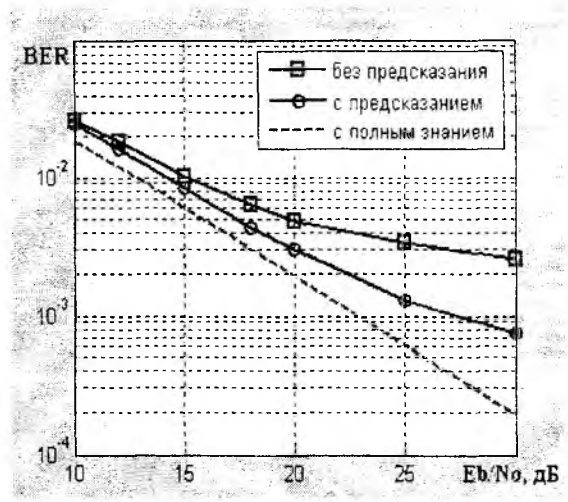


Рис. 2

График расчетной зависимости вероятности битовых ошибок от отношения E_b/N_0 для системы радиодоступа MIMO 2x2 с полным знанием канала и обработкой Zero Forcing представлен пунктирной линией на рис. 2. При значениях отношения E_b/N_0 больших 10 *дБ*, функция вероятности ошибок (21) приближенно описывается уравнением прямой

$$P_e = \frac{bN_0}{2c}. \tag{22}$$

Для проверки возможностей использования метода управления перераспределением мощности на передающей стороне системы MIMO с использованием предсказания использована имитационная модель системы связи MIMO, предложенная в работе [8], дополненная программами обработки Zero Forcing и линейного предсказания. На рис. 2 показаны результаты моделирования вероятности битовых ошибок рассмотренной выше системы MIMO с предсказанием и без предсказания матрицы канала **H**. Сравнение поведения функций вероятности битовых ошибок говорит о возможности увеличения качества передачи информации при использовании предсказателей и о достаточно хорошем совпадении результатов теоретических расчетов и имитационного моделирования. Уровень битовых ошибок системы с предсказанием несколько выше, чем при полном знании канала. Это объясняется наличием ошибок предсказания. При уменьшении временного интервала между пилотными сигналами график BER(E_b/N_0) приближался к расчетному для системы MIMO с полным знанием канала.

Выводы

Теоретический предел уменьшения битовых ошибок системы MIMO с предсказанием канала определяется как вероятность битовых ошибок системы с полным знанием канала. При полном знании канала зависимость BER от отношения E_b/N_0 при $E_b/N_0 > 10$ *дБ* имеет в логарифмическом масштабе почти линейную зависимость, а при увеличении отношения E_b/N_0 на 10 *дБ* вероятность ошибок BER уменьшается примерно в три раза.

Линейное предсказание на основе использования авторегрессионной модели для нахождения коэффициентов передачи h_{ij} канала системы MIMO дает ошибки не более 5 % для первой точки предсказания при порядке авторегрессии равном 2 и выборке значений функции до предсказания равной 64.

Использование линейного предсказания матрицы канала для систем MIMO с управлением перераспределением мощности между каналами на передающей стороне по отношению сигнал/шум в каналах на приеме снижает уровень битовых ошибок в системе связи примерно в 3 раза для E_b/N_0 =30 *дБ* и в 1,7 раза для E_b/N_0 =20 *дБ*.

Для сокращения объема данных передаваемых по обратному каналу в системе MIMO можно передавать вместо значений элементов матрицы h_{ij} их приращения.

Список литературы: 1. *Tse D.N.* Optimal power allocation over parallel Gaussian broadcast channels // www.eecs.berkeley.edu/~dtse/broadcast2.pdf 1997. 2.*Wei Yu, Cioffi J.M.* On constant power water-filling // IEEE International Conference on Communications. ICC 2001. Vol.6, pp. 1665-1669. 3. *Флаксман А.Г.* Адаптивная обработка сигналов в антенных решетках с учетом ранга матрицы импульсной характеристики многолучевого канала // Изв. вузов. Радиофизика. 2002. Т.45, № 12. С. 1064-1076. 4. *Бевзи Д.Н., Ермолаев В.Т., Маврычев Е.А., Флаксман А.Г.* Сравнительная эффективность сотовых систем связи, использующих адаптивную модуляцию и кодирование или управление мощностью // Изв. Вузов. Радиофизика. 2001. Т. 44, № 12. С. 1050-1061. 5. *Jeruchim M. C., Balaban P., Shanmugan, K. S.* Simulation of Communication Systems. Second Edition. New York: Kluwer Academic/Plenum, 2000. 6. *Бондарев В.Н., Трёстер Г., Чернега В.С.* Цифровая обработка сигналов: методы и средства. Севастополь: СевГТУ, 1999. 398с. 7. *Kiessling M., Speidel J.* Analytical performance of mimo zero-forcing receivers in correlated rayleigh fading environments // IEEE Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), 2003, June. 8. *Марчук А.В.* Имитационная программная модель телекоммуникационной системы с технологией MIMO и пространственно-временным кодированием // Радиотехника. 2009. Вып. 156. С.112 – 117.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.10.2009

УДК 621.39.004.7

К.Д. ГУЛЯЕВ, Д.А. ЗАЙЦЕВ, д-р техн. наук

ДИНАМИЧЕСКАЯ МАРШРУТИЗАЦИЯ В E6 СЕТЯХ

Технология E6 [1, 2] представляет собой новый подход к организации телекоммуникационных сетей, полностью построенных на основе Ethernet. Современные тенденции развития телекоммуникаций направлены на доминирование Ethernet как на периферии, так и в магистралях. Однако в условиях гомогенной среды двойная адресация IP-MAC и протоколы TCP, IP являются излишними и существенно снижают эффективность работы сети.

Попытки IEEE обеспечить масштабируемость Ethernet с помощью технологии магистральных мостов провайдера PBB (Provider Backbone Bridge) [3] приводят к расширению заголовка кадра и привносят дополнительное отображение MAC адресов пользователя и магистрали.

Преимуществами технологии E6 [1,2] являются: расширение адресного пространства сети; аннулирование протоколов TCP, IP и отображения адресов ARP/RARP, а также соответствующих заголовков пакетов; ускорение алгоритмов работы сетевых устройств.

Для подтверждения работоспособности E6 сетей выполнено их моделирование [4] раскрашенными сетями Петри в среде моделирующей системы CPN Tools [5]. Однако при построении моделей на основе модифицированных компонентов [6] использованы статические маршрутные таблицы.

Целью настоящей работы является формирование принципов адаптации известных протоколов динамической маршрутизации в E6 сети, а также построение компонентов дистанционно-векторных алгоритмов маршрутизации E6 сетей.

Особенности маршрутизации в E6 сетях

Адрес E6 представляет собой унифицированный 6-байтовый иерархический адрес, который используется на всех уровнях эталонной модели взаимодействия открытых систем. Также как CIDR IP адрес, он состоит из адреса сети и адреса хоста с границей, указанной с помощью маски (количества битов адреса сети). Длина 6 байтов обеспечивает непосредственное размещение E6 адреса в поле MAC адреса кадра Ethernet. Интерфейсы пользователя не изменяются при использовании E6-DNS.

На канальном-физическом уровнях использована возможность программной замены MAC-адреса устройства для назначения E6-адреса; для гарантированной доставки информации (аналогичной TCP) задействован Ethernet LLC2. На периферии сети возможно использование обычных коммутаторов Ethernet. Основным сетевым устройством является коммутирующий маршрутизатор KME6.

Отличительной чертой процесса доставки кадра (пакета) в E6 сети является неизменность заголовка кадра, содержащего пару E6 адресов получателя и отправителя; ключевой информацией при выборе маршрута является E6 адрес получателя.

Сеть образована KME6, соединенными между собой и с терминальными (абонентскими) устройствами. Адресная таблица KME6 имеет следующий формат:

(e6nw, metric, port, options),

где e6nw=(E6A,mask) – идентификатор E6 сети (подсети), E6A – E6 адрес хоста/сети, mask маска в форме количества битов адреса сети, metric – метрика, port – номер порта для перенаправления кадра, options – дополнительные параметры.

Пара (E6A,mask) может специфицировать как E6 сеть, так и отдельный хост (при mask=48); в таком случае mask задает количество битов E6 адреса назначения, подлежащих сравнению при выборе маршрута. При выборе альтернативных маршрутов использовались обычные предпочтения: наибольшая маска, наименьшая метрика.

Преимуществами КМЕ6 в сравнении с традиционными IP-маршрутизаторами являются: отсутствие повторной инкапсуляции пакета в кадр, отсутствие отображения IP-MAC адресов, указание интерфейса и шлюза только с помощью номера порта. Перечисленные особенности приводят также к упрощению алгоритмов динамической маршрутизации. По сравнению с коммутаторами Ethernet КМЕ6 обеспечивают агрегирование Е6 адресов под общей маской и таким образом существенно сокращает количество записей адресной таблицы, позволяя строить глобальные сети.

Предложено выполнить адаптацию известных алгоритмов (протоколов) динамической маршрутизации, в основном стека протоколов TCP/IP, в Е6 сети. Выбор обусловлен иерархической структурой Е6 адреса, аналогичной IP адресу. Альтернатива пассивного прослушивания и широковещания, принятая в Ethernet (и PBB), отвергнута, так как она скачкообразно снижает полезную производительность сети и приводит к временным перегрузкам.

Принципы адаптации алгоритмов динамической маршрутизации TCP/IP в Е6 сети можно сформулировать следующим образом:

– расширить поле адреса с 4 до 6 байтов и увеличить допустимый размер маски с 32 до 48 битов;

– заменить IP-адрес интерфейса и адрес шлюза номером порта КМЕ6;

– модифицировать форматы сообщений и алгоритмы их формирования, передачи, обработки.

Протокол Е6-RIP

В настоящей работе выполнена адаптация известного дистанционно-векторного протокола динамической маршрутизации RIP [7]. Описания представлены на языке раскрашенных сетей Петри, что позволяет непосредственно использовать их в моделях сетей в среде CPN Tools [5], а также в дальнейшей программно-аппаратной реализации КМЕ6.

Работа алгоритма основана на периодической рассылке полной таблицы маршрутизации соседям (с периодом uta) и немедленной (с периодом tuta) рассылке триггерных изменений при обновлении маршрутов. Для ликвидации циклических маршрутов использован метод расщепления горизонта, при котором обновление не отправляется соседу, от которого оно получено.

Возможно использование сложных метрик, но в большинстве случаев в качестве метрики рассматривают количество промежуточных узлов (хопов). Выбирают максимальное значение метрики INFINITY, которое ограничивает длину допустимого маршрута. Сети с метрикой INFINITY (и больше) считают недостижимыми.

Сообщение Е6-RIP имеет следующий формат:

(operation, e6nw, metric),

где operation представляет одну из операций: request – запрос, response – ответ. Регулярные обновления отправляются по таймеру обновлений uta в формате response даже если не было соответствующего запроса.

В таблице маршрутизации выделены необходимые для работы протокола опции:

(e6nw, metric, port, chg, ta, gcta),

где chg – признак изменений, ta – таймаут старения записи, gcta – таймаут сбора мусора.

Таймаут ta переустанавливается при получении маршрута от соседей; по истечении ta запись помечается как недостижимая сеть метрикой INFINITY и устанавливается gcta. По истечении gcta запись удаляется из таблицы.

При получении обновления метрика увеличивается на стоимость соответствующего канала (на единицу). Новый маршрут к достижимой сети добавляется в таблицу; новый мар-

шрут к недостижимой сети (metric=INFINITY) игнорируется. Обработка обновлений для известной сети выполняется следующим образом:

– заменить запись при меньшей метрике;

– при получении INFINITY для записи с метрикой меньше INFINITY установит метрику INFINITY и запустить gcta;

– игнорировать получение INFINITY для записи с метрикой INFINITY;

– игнорировать обновления с большей метрикой (или равной метрикой и другим номером порта);

– при получении обновления с равной метрикой и таким же номером порта переустановит ta.

Признак изменений chg используется для последующей рассылки триггерных изменений; он устанавливается при добавлении записи или изменении метрики. Опцией является опережающее сохранение альтернативного маршрута при равной метрике и истекающем таймауте ta.

Стандарт RIP [7] рекомендует следующие величины таймеров: uta=30 с., ta=180 с., gcta=120 с., tuta=1-5 с., которые являлись предметом исследований для E6-RIP. Исследовалась опция расщепления горизонта с отравленным реверсом, когда обновление перенаправляется отправителю с метрикой INFINITY. Кроме того, исследовалось само значение INFINITY (стандартная величина равна 16).

Модель КМЕ6

В качестве базовой компоненты выбрана модель IP-маршрутизатора [6], которая модифицирована с учетом использования E6 адресов; выделен компонент (аналогично [4]), моделирующий работу отдельного порта, а также использованы рекурсивные функции [8] для работы с адресной таблицей, представленной списковой структурой.

Модель КМЕ6 собирается путем клонирования необходимого числа портов port, дополненного компонентами RIPprocess, RIPupdate и позициями, моделирующими объекты внутренней памяти. Описания основных типов данных, приведены на рис. 1. Пример модели для четырех портов представлен на рис. 2.

Позиции in* задают номера соответствующих портов. Позиции p*IN, p*OUT моделируют входные и выходные каналы портов соответственно. Внутренняя память КМЕ6 представлена следующими позициями: RT – таблица маршрутизации, Buf – буфер кадров (пакетов), msg-in – входящие сообщения E6-RIP, Bufrt – буфер исходящих сообщений E6-RIP. Таблица маршрутизации RT моделируется контактной позицией (I/O) для отображения на главной странице модели.

```
colset e6=product INT*INT*INT*INT*INT*INT;
colset mask=INT;
colset nwt=product e6 * mask timed;
colset b=INT timed;
colset pkt=record e6src:e6 * e6dst:e6 * data:b * dt:INT;
colset operation=with REQUEST | RESPONSE;
colset rtm=record opr:operation*nw:nwt *m:INT;
colset cha=union pk:pkt+rm:rtm timed;
colset rtmin=record opr:operation*nw:nwt *m:INT*ifn:INT;
colset rtr=record nw:nwt *m:INT*ifn:INT*chg:BOOL*ta:INT*gcta:INT;
colset buf=product pkt*INT timed;
colset brtm=product rtm*INT;
colset brtr=product rtr*INT;
```

Рис. 1

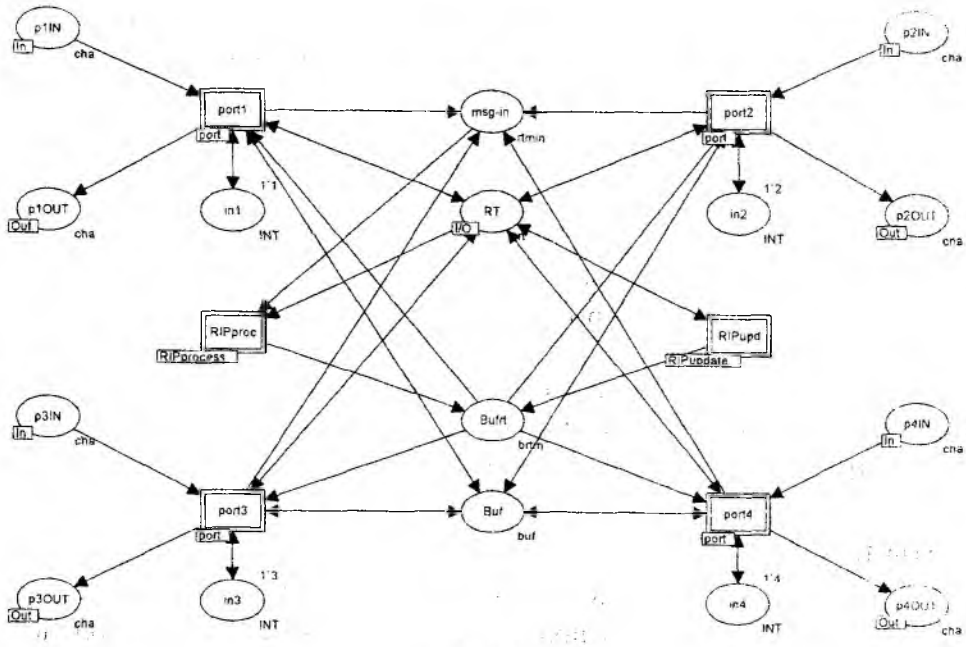


Рис. 2

Модель порта КМЕ6 (port) представлена на рис. 3.

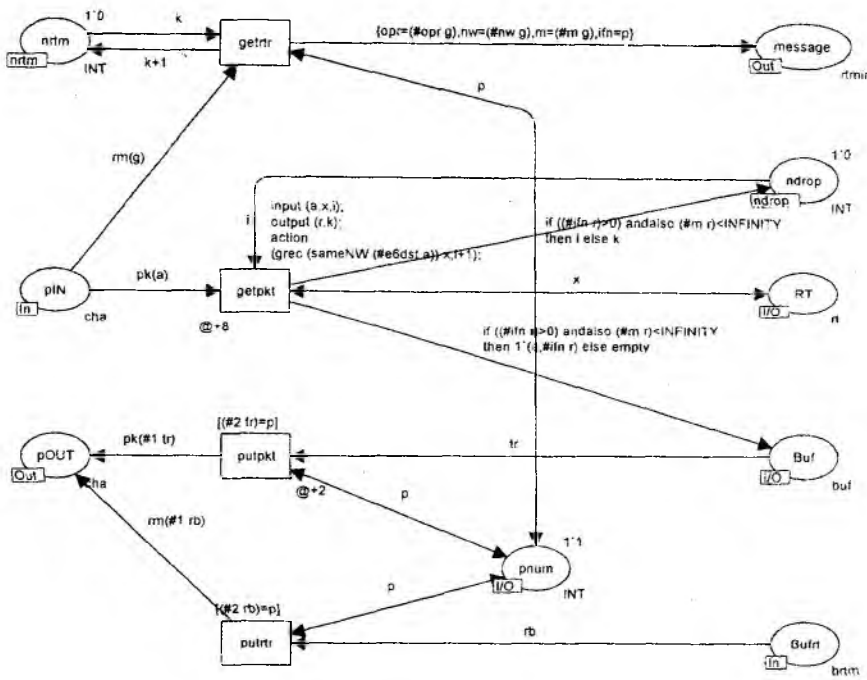


Рис. 3

Нормальная работа порта обеспечивается парой переходов getpkt, putpkt, выполняющих прием входного пакета с размещением в буфере Buf и передачу пакетов из буфера соответственно. При размещении пакета в буфере по таблице маршрутизации RT определяется порт для перенаправления пакета. Рекурсивная функция grec находит подходящую запись таблицы; функция sameNW выполняет сравнение E6 адресов таблицы и адреса назначения пакета (e6dst); записи таблицы с метрикой INFINITY игнорируются. Переход droppkt моделирует потерю пакетов при отсутствии адресной информации; при этом увеличивается счетчик ndrop.

Пара переходов getrtr, putrtr моделирует получение и отправку сообщений протокола E6-RIP соответственно. Выполняется подсчет полученных сообщений E6-RIP с помощью

счетчика nrtm. Для различения информации канала использован тип данных объединения union; признак pk выделяет обычные пакеты, признак rm – сообщения E6-RIP.

Остановимся на описаниях основных типов данных модели (рис. 1). E6 адрес описан кортежем e6; тип nwt описывает адрес E6 сети/хоста как кортеж, состоящий из E6 адреса e6 и маски mask. Пакет pkt состоит из E6 адресов отправителя e6src и назначения e6dst, содержимого data, временного штампа dt для дальнейшей оценки качества обслуживания. Форматы сообщения rtm протокола E6-RIP и записи таблицы маршрутизации rtr соответствуют описаниям раздела 3. Тип cha описывает информацию канала, которая может быть либо пакетом данных pk, либо сообщением E6-RIP rm; в более сложных вариантах могут использоваться также признаки доступности канала [5]. Тип rt описывает таблицу маршрутизации как список записей rtr. Типы buf, brtr описывают записи выходных буферов пакетов и маршрутной информации соответственно; второе поле задает номер порта назначения. Тип rtmin использован для внутреннего хранения полученного сообщения типа rtm вместе с номером входного порта ifn.

Компоненты E6-RIP

Протокол E6-RIP представлен двумя компонентами RIPprocess, RIPupdate, изображенными на рис. 4, 5 соответственно. Компонент RIPprocess обрабатывает полученные сообщения протокола E6-RIP, компонент RIPupdate выполняет формирование обновлений и обработку таймаутов.

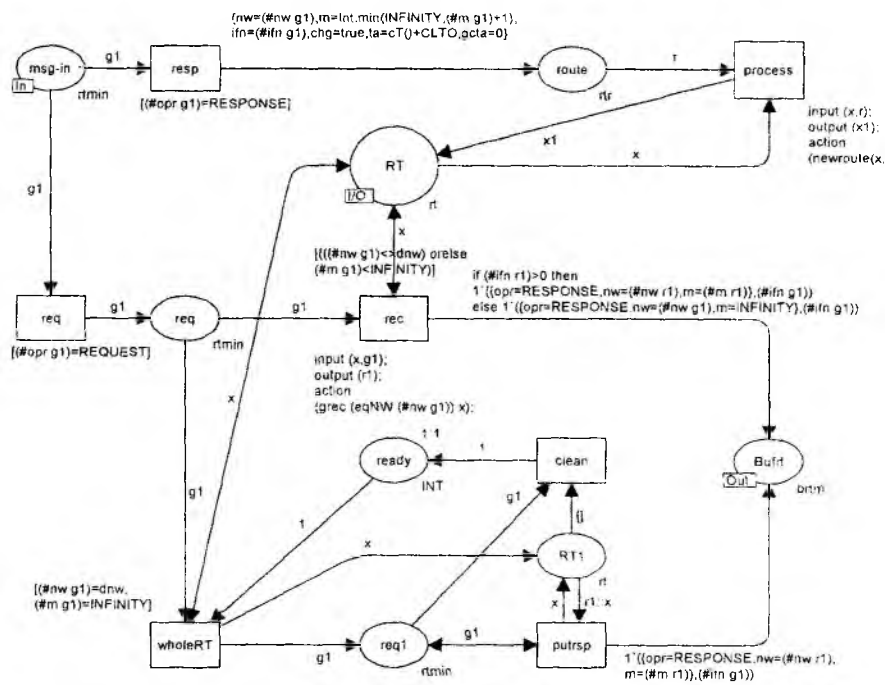


Рис. 4

Сообщения E6-RIP поступают в позицию msg-in. Пара переходов resp, req распознает команды ответа и запроса соответственно. При обработке запроса существенно отличаются запрос на передачу всей таблицы wholeRT и запрос об отдельной сети (записи) rec. При формировании ответа переход rec выполняет поиск указанной в запросе сети с помощью функции grec и возвращает соответствующую запись; при отсутствии записи указывается метрика INFINITY. Для передачи всей маршрутной таблицы она дублируется в позиции RT1 и передается по записям в порт запроса переходом putrsp; переход clean выполняет очистку пустой таблицы и возвращает признак готовности ready. Константа dnw соответствует маршруту по умолчанию.

При обработке ответа (маршрутного обновления) переходом resp сообщение преобразуется в формат записи таблицы маршрутизации с увеличением метрики на единицу, установкой признака изменения chg и таймаута старения ta; запись сохраняется в позиции route. Обработка маршрутного обновления реализована функцией newroute в атрибутах перехода process; описания функции newroute и вложенной функции обновления записи таблицы procr приведены на рис. 6.

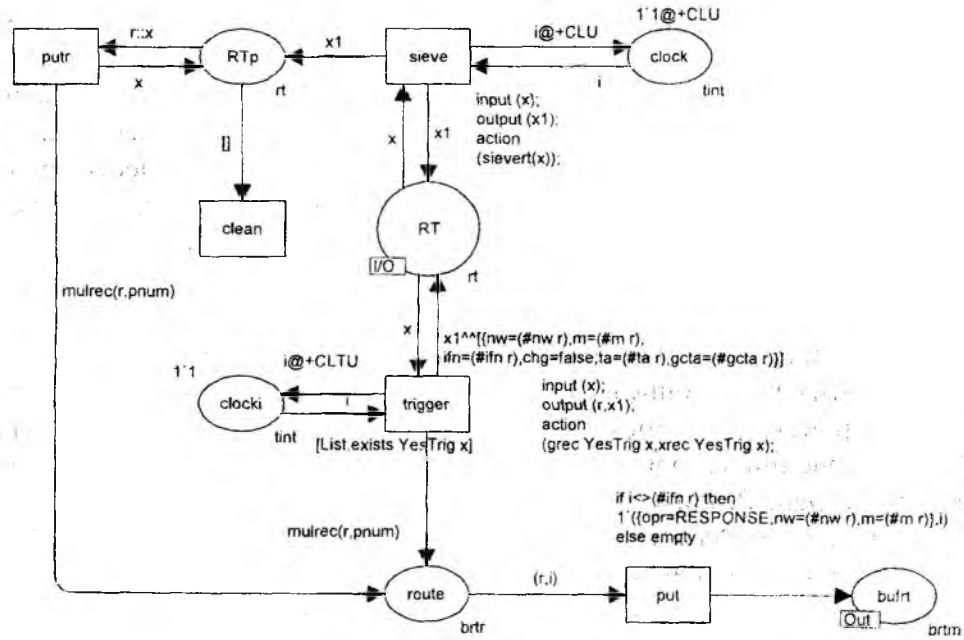


Рис. 5

Работа компоненты RIPupdate (рис. 5) инициируется двумя таймерами: регулярных обновлений clock и триггерных обновлений clocki. В первом случае ретранслируется вся таблица переходом putr, во втором – одна запись (с установленным признаком chg) переходом trigger. В позиции RTp сохраняется копия таблицы для последующей ретрансляции по записям переходом putr; переход clean очищает пустую таблицу. Функция mulrec служит для размножения записи по всем портам. Обновления попадают в позицию route откуда передаются в буфер переходом put в формате сообщения rtm; расщепление горизонта реализовано проверкой на порт источника (i<>(#ifn r)).

```
fun procr(r0:rtr,r:rtr)=
if (#m r)=INFINITY andalso (#m r0)=INFINITY then r0 else
if (#m r)<INFINITY andalso (#m r0)<INFINITY andalso
  (#ifn r)<>(#ifn r0) andalso (#m r)>=(#m r0) then r0 else
if (#m r)=INFINITY andalso (#m r0)<INFINITY then
  {nw=(#nw r0),ifn=(#ifn r0),m=INFINITY,chg=true,ta=0,gcta=cT()+CLGCTO} else
if (#m r)<INFINITY andalso (#m r)<(#m r0) then r else
if (#m r)<INFINITY andalso(#m r0)<INFINITY andalso
  (#ifn r)=(#ifn r0) andalso (#m r)=(#m r0) then
  {nw=(#nw r0),ifn=(#ifn r0),m=(#m r0),chg=(#chg r0),ta=(#ta r),gcta=0} else r;
fun newroute([],r:rtr)=if (#m r)<INFINITY then [r] else [] |
        newroute(r0::t,r:rtr)=if (#nw r0)=(#nw r) then [procr(r0,r)]^^t else [r0]^^newroute(t,r);
fun sievert ([])=[] |
        sievert(r::t)=if (#gcta r)>0 andalso (#gcta r)<=cT() then sievert(t) else
        if (#ta r)>0 andalso (#ta r)<=cT() then
        ([{nw=(#nw r),m=INFINITY,ifn=(#ifn r),chg=true,ta=0,gcta=cT()+CLGCTO}]^^sievert(t))
        else ([r]^^sievert(t));
fun mulrec (r,1) = 1`(r,1) | mulrec (r,i)=1`(r,i)++mulrec(r,i-1);
```

Рис. 6

При копировании таблицы маршрутизации переходом sieve реализована ее фильтрация в соответствии с таймаутами функцией sievert (рис. 6). Дополнительную фильтрацию можно выполнять также в переходе триггерных изменений trigger для более точного отслеживания таймаутов.

Анализ результатов моделирования E6 сетей

Разработанные компоненты использованы для моделирования конкретных заданных E6 сетей [1, 6] совместно с моделями терминальных (абонентских) сетей для генерации трафика [6]. В модель терминальной сети [6] добавлены измерительные фрагменты для оценки максимального и среднего времени доставки пакета и трафика [9]. На сетях с неизменной структурой проверена правильность заполнения маршрутных таблиц. При запаздывающей генерации трафика потерянные пакеты отсутствуют. Для косвенной оценки качества работы протокола E6-RIP и выбора его параметров использовано количество потерянных пакетов. Для оценки накладных расходов подсчитывалось количество переданных E6-RIP сообщений и отношение их размера к полезному трафику.

Поскольку адаптация к фиксированной структуре является достаточно тривиальной, основное внимание исследования сконцентрировано на поведении протокола при изменениях структуры сети. Для этих целей описанные модели дополнены средствами выключения отдельных портов и устройств в целом, а также отдельного подсчета пакетов потерянных при отключении. При включении устройств использованы запросы на передачу полных таблиц маршрутизации от соседей. Реализованы случайные равномерно распределенные выключения устройств с периодом OffPer и продолжительностью OffDur; возможно применение других законов распределения выключений.

На рис. 7 представлены результаты оценки влияния параметров протокола на процент доставленных пакетов и нагрузку, создаваемую динамической маршрутизацией; при оценке нагрузки в рис. 7, *в*, *г*) использована логарифмическая шкала. Продолжительность выключения OffDur установлена равной 100-200 *с*. Из рис. 7, *а*) видно, что период выключений с продолжительностью 200-400 *с*. (среднее 300 *с*) является критическим для работы сети; дальнейшие оценки проводились для периода 1000-3000 *с*. (среднее 1500 *с*). При стандартном периоде обновлений как увеличение, так и уменьшение таймаутов приводят к худшим результатам по сравнению со стандартными таймаутами (рис. 7, *б*). Существенное влияние на процент доставки пакетов оказывает период регулярных обновлений (рис. 7, *в*); однако его уменьшение до 10 *с* увеличивает нагрузку протокола маршрутизации на сеть до 11 %. Достаточно приемлемым является вариант уменьшения периода до 20 *с* и пропорционального уменьшения таймаутов старения и сбора мусора до 120 и 80 *с* соответственно. Влияние периода триггерных изменений (рис. 7, *г*) несущественно; уменьшение его значений ниже стандартного равного 1 *с* не рекомендовано. Отправленный реверс не дает существенных преимуществ по сравнению с простым расщеплением горизонта. Исследование влияния величины INFINITY затруднено в текущей версии CPN Tools так как связано с генерацией и обработкой сетевых структур большого размера, что гребует значительных ресурсов при моделировании.

Таким образом, предложены принципы адаптации известных протоколов динамической маршрутизации в E6 сети. Разработаны спецификации и компоненты для моделирования протокола E6-RIP на языке раскрашенных сетей Петри.

Выполнено моделирование E6 сетей с выключениями устройств для оценки работы протокола и выбора его параметров. Протокол обеспечивает быструю адаптацию к изменяющейся структуре сети.

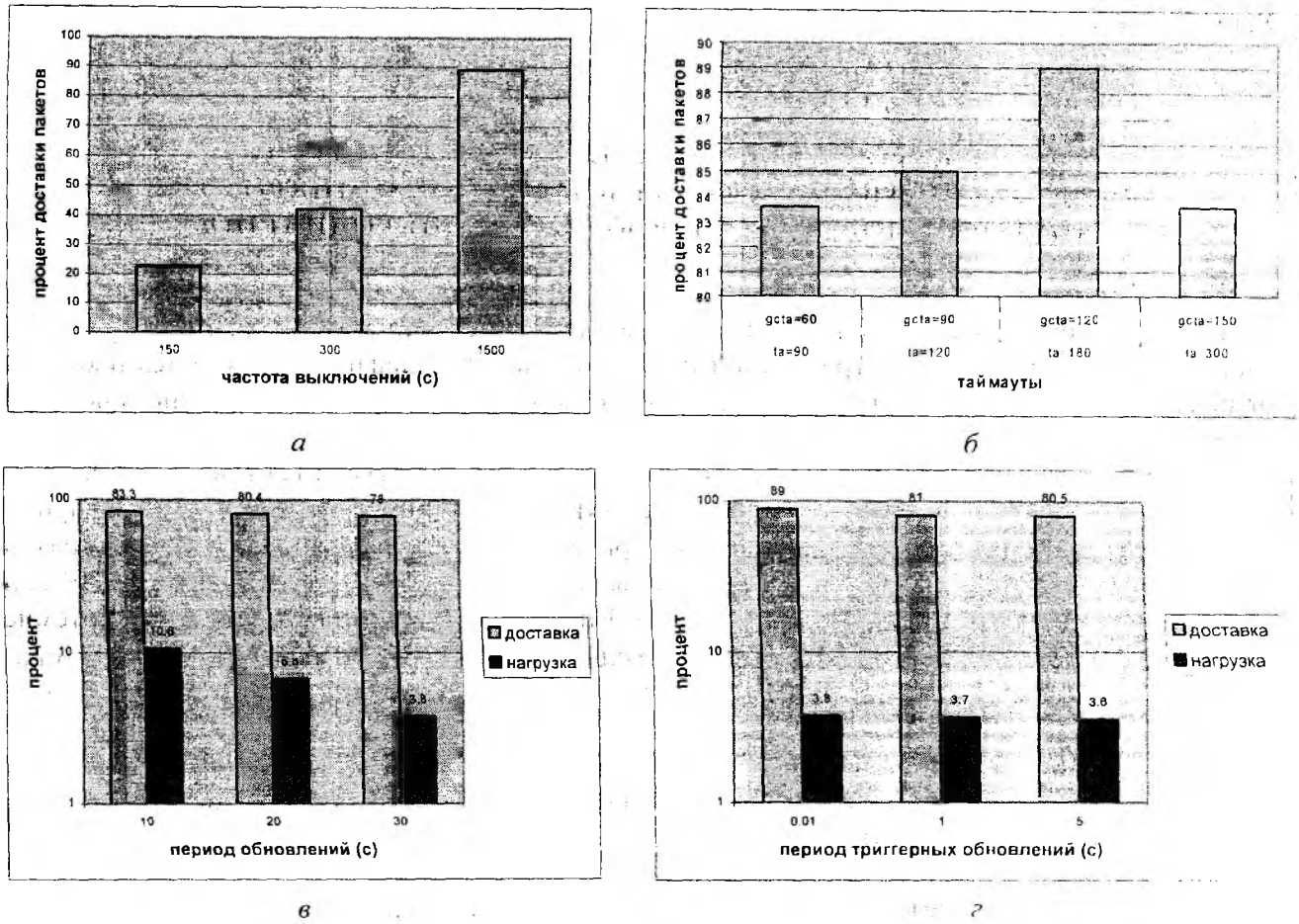


Рис. 7

Список литературы: 1. *Воробиенко П.П., Зайцев Д.А., Нечипорук О.Л.* Всемирная сеть Ethernet? // Зв'язок, 2007. № 5. С. 14-19. 2. *Воробієнко П.П., Зайцев Д.А., Гуляєв К.Д.* Спосіб передачі даних в мережі із заміщенням мережного та транспортного рівнів універсальною технологією канального рівня // Патент на корисну модель № 35773, Зареєстровано в Державному реєстрі патентів України на винаходи 10.10.2008. 3. *Fang L., Zhang R., Taylor M.* The Evolution of Carrier Ethernet Services – Requirements and Deployment Case Studies // Communications, March 2008, vol. 46, no. 3. P. 69-76. 4. *Guliaiev K.D., Zaitsev D.A., Litvin D.A., Radchenko E.V.* Simulating E6 Protocol Networks using CPN Tools // Proc. of International Conference on IT Promotion in Asia, August 22-26, 2008, Tashkent (Uzbekistan), P. 203-208. 5. *Зайцев Д.А., Шмелева Т.Р.* Моделирование телекоммуникационных сетей в системе CPN Tools // Одесса, ОНАС, 2009, 64 с. 6. *Зайцев Д.А., Сакун А.Л.* Исследование эффективности технологии MPLS с помощью раскрашенных сетей Петри // Зв'язок, 2006. Т. 65, №5. С. 49-55. 7. Routing Information Protocol / *C. Hedrick* // Network Working Group. RFC 1058, 1988. 33 p. 8. *Zaitsev D.A., Shmeleva T.R.* Switched Ethernet Response Time Evaluation via Colored Petri Net Model // Proc. of International Middle Eastern Multiconference on Simulation and Modelling, August 28-30, 2006. Alexandria (Egypt). P. 68-77. 9. *Зайцев Д.А., Шмелева Т.Р.* Оценка характеристик сетей Ethernet с помощью параметрических моделей Петри // Зв'язок. 2007. № 4. С. 62-67.

Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова

Поступила в редколлегию 22.10.2009

УДК 621.317.799

Ю.Е. ГОРДИЕНКО, д-р физ.-мат. наук, Ю.И. ГУД, канд. техн. наук,
С.Ю. ЛАРКИН, канд. техн. наук, Д.А. ПОЛЕТАЕВ

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСОВЕРШЕНСТВОВАННОГО РЕЗОНАТОРНОГО МИКРОЗОНДА ДЛЯ МИКРОВОЛНОВОЙ МИКРОСКОПИИ И МИКРОДИАГНОСТИКИ

Введение

Развитие микро-, наноэлектроники, биофизики и современных высоких технологий обусловливает постоянный рост требований к измерительной и диагностической технике в направлении осуществления многопараметрического контроля с повышенной точностью и разрешающей способностью.

Одним из современных методов микродиагностики различных объектов является метод сканирующей микроволновой микроскопии (СММ) [1]. Наиболее используемый его вариант базируется на применении резонаторных измерительных преобразователей (РИП) с коаксиальным микрозондом [2], работа которых основана на принципах ближнеполевого СВЧ контроля. Большинство разработок в области СММ проведены для исследования высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП) [3], необходимым условием микродиагностики которых является высокая собственная добротность РИП для регистрации малых отклонений в проводимости сканируемого объекта.

Вместе с тем, важным является решение задач разработки СММ для исследования полупроводниковых материалов, что позволяет значительно повысить эффективность создания устройств микро- и наноэлектроники.

Свойства полупроводниковых материалов существенно отличаются от свойств ВТСП. Электрофизические параметры полупроводников (относительная диэлектрическая проницаемость ε, удельная электропроводность σ, тангенс угла диэлектрических потерь $\mathrm{tg}\delta$) изменяются в более широких пределах. Поэтому датчики СММ полупроводниковых структур должны обладать большей чувствительностью к изменению параметров образца, чем в случае СММ ВТСП. Зачастую требуется проводить трехмерное сканирование объекта для выявления дефектов и неоднородностей, расположенных в объеме полупроводниковой структуры.

Чувствительность СВЧ датчиков для диагностики биообъектов, которые характеризуются высоким влагосодержанием, особенностями структуры материалов и элементов, определяется выбором рабочего частотного диапазона датчика [4].

Как видно, каждый класс диагностируемых объектов имеет свою специфику. Однако можно сформулировать наиболее общие актуальные задачи дальнейшего совершенствования СММ:

- одновременное увеличение чувствительности и пространственной разрешающей способности в широком диапазоне значения параметров;
- обеспечение многопараметрической и трехмерной диагностики материалов и структур.

Решение этих задач сопряжено с преодолением противоречий, возникающих при стремлении одновременно повысить чувствительность и пространственную разрешающую способность.

Современные разработки базируются в основном на экспериментальном поиске приемлемых конструктивов микрозондов и недостаточно уделяют внимание теоретическим аспектам обеспечения решения указанных задач. В [5, 6] предложен усовершенствованный вариант резонаторного микрозонда с коаксиальной измерительной апертурой (КИА). Его разработка стимулирована интересом к расширению области применения СММ. Данный резонаторный микрозонд позволяет раздельно управлять добротностью резонатора и размером измерительной

ной апертуры, а следовательно, чувствительностью и пространственной разрешающей способностью микроволнового микроскопа.

Цель работы – теоретические исследования электродинамических характеристик такого микрозонда в направлении оптимизации его конструктива по указанным критериям.

Общие положения и соотношения

В ранних разработках СММ [1, 7] широко использовались четвертьволновые коаксиальные резонаторы различной конструкции: чисто коаксиальные (рис.1, *а*); с коаксиальной измерительной апертурой (рис.1, *б*). Практика экспериментальных исследований таких РИП [7] свидетельствует, что для реализации метода сканирующей микроскопии необходима локализация нормальной компоненты электрической составляющей СВЧ поля в образце под острием центрального проводника. При этом очевидным является выполнение условий: $R_2/\lambda << 1$ (где λ – длина волны СВЧ колебаний), $R_1 / R_2 << 10^{-3}$.

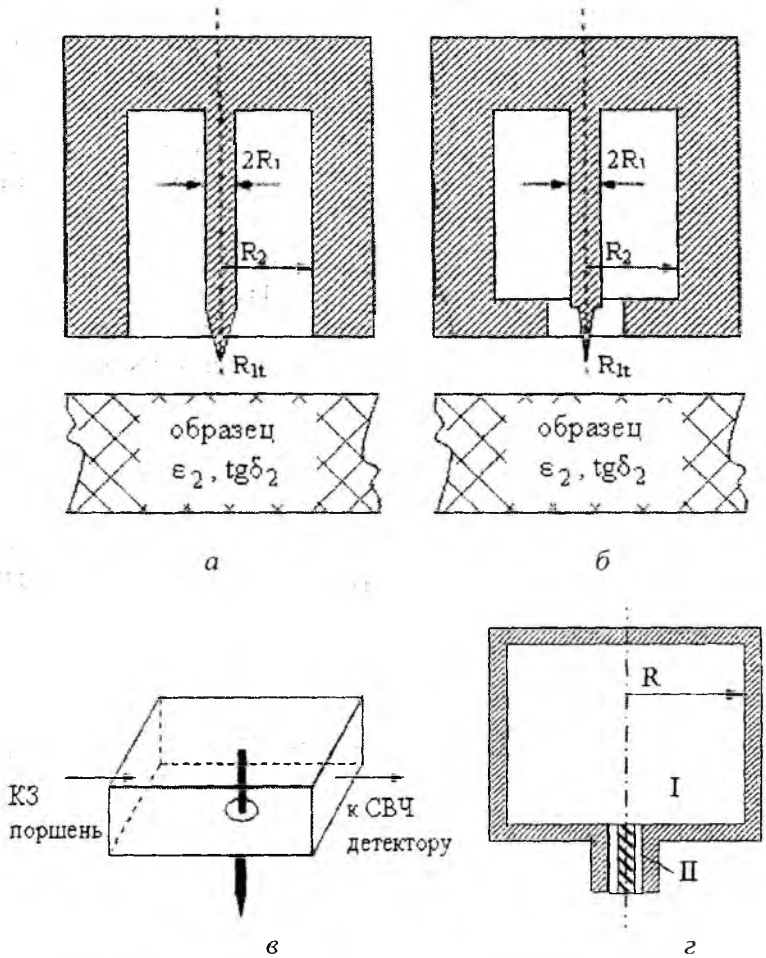


Рис.1. Схематическое изображение РИП для СММ

В современных работах по СММ отсутствует исследование режима взаимодействия РИП КИА с полупроводниковыми и диэлектрическими объектами. Эти исследования важны в связи с наличием излучающих свойств в таких РИП [2]. Обычно рассмотрение апертурного взаимодействия РИП с полупроводником или диэлектриком ограничивалось лишь колебательным режимом, и влияние объекта оценивалось из решения уравнения Гельмгольца. В случае открытого $\lambda/4$ коаксиального резонатора этот режим сохраняется только для тонкопленочных объектов на экранирующих подложках при отсутствии зазора между образцом и РИП.

Из теории и практики безэлектродного контроля параметров полупроводниковых материалов [8] известно, что для повышения чувствительности и точности измерительных средств необходимо использовать РИП с исходной добротностью, которая обеспечивает выполнение условия доминирования потерь СВЧ мощности в образце по сравнению с потерями в стенках резонатора $P_{обр} >> P_{ст}$. Практически это условие выполняется при собственной добротности РИП $Q_0 >> 10^3$. В случае РИП КИА для СММ необходима конкретизация выполнения этого соотношения при заданных значениях R_1/R_2 и R_2/λ.

Так, стремление повысить добротность РИП КИА привело к конструкции, изображенной на рис.1, *б*. Преобразователь является аналогом тороидального резонатора с укорачивающей измерительной емкостью [9].

Известна конструкция РИП КИА для СММ на основе прямоугольного резонатора [10] (рис.1, *в*), которая фактически представляет собой вариант комбинированного РИП с разделением на составные части – высокодобротный объемный резонатор и измерительную апертуру. Это позволяет получить требуемую высокую собственную добротность РИП, при сохранении высокой пространственной разрешающей способности. Перспективность такого подхода подтверждена более поздними конструкциями РИП (рис.1, *г*) на основе цилиндрического резонатора [6]. Наиболее приемлемым видом колебаний резонатора является H_{01n}, который, в отличие от E_{01n}, обеспечивает более высокую добротность накопительной части. Также возможны варианты конструкций РИП КИА, заполненных диэлектриком для максимальной концентрации поля внутри объемного резонатора и минимизации активных потерь в проводящих стенках.

Анализ результатов экспериментальных исследований большинства разновидностей РИП КИА для СММ позволяет сделать следующий вывод. Цель вариации их конструкций – обеспечение условий максимальной для данного объекта чувствительности сканирования неоднородности при заданной пространственной разрешающей способности, обусловленной радиусом конечной части центрального проводника коаксиальной апертуры R_{1t}.

При этом апертурное взаимодействие РИП с объектом содержит две компоненты. Одна из них связана с полем в области острия зонда, другая – с полем между центральным и наружным проводниками коаксиала. Назовем первую из компонент ближнеполевой, а вторую полноапертурной, соответствующей интегральному по площади апертуры взаимодействию.

Исходными выходными сигналами измерительной информации РИП, определяющими его чувствительность, являются изменение добротности $\Delta Q/Q$ и резонансной частоты $\Delta f/f$, связанные с внесением образца с комплексной диэлектрической проницаемостью $\tilde{\varepsilon}_2 = \varepsilon_2' + j\varepsilon_2'' = \varepsilon_2'(1 - j\mathrm{tg}\delta_2)$ в область взаимодействия с полем РИП.

Основываясь на общих физических представлениях о СВЧ резонаторах, апертурно взаимодействующих с полупроводниковыми и диэлектрическими объектами, сигналы сканирования неоднородности в СММ можно представить таким способом:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{f_2 - f_1}{f_1} = \frac{\int\limits_{V_{БП}} \delta\varepsilon_2 E_z^2 dV + \int\limits_{V_{ОБР}} \varepsilon_2 \delta\left(E_z^2 + E_r^2\right) dV}{\int\limits_{V} \left(E_z^2 + E_r^2\right) dV}, \qquad (1)$$

$$\frac{\Delta Q}{Q} = \frac{Q_2 - Q_1}{Q_1} = \frac{\int\limits_{V_{БП}} \delta\sigma_2 E_z^2 dV + \int\limits_{V_{ОБР}} \sigma_2 \delta\left(E_z^2 + E_r^2\right) dV}{P_{ст} + \int\limits_{V} \left(E_z^2 + E_r^2\right) dV}, \qquad (2)$$

где Q_1, Q_2 и f_1, f_2 – добротность и резонансная частота РИП с включенным объектом в смежных точках сканирования; V – полный объем РИП с образцом; $V_{ОБР}$ – объем образца; $V_{БП}$ –

объем области ближнеполевого взаимодействия; $\delta\left(E_r^2 + E_z^2\right)$ – изменение распределения поля, обусловленное неоднородностью диэлектрической проницаемости $\delta\varepsilon_2$ и электропроводности $\delta\sigma_2$ образца в области ближнеполевого взаимодействия.

Как отмечено выше, РИП должен обладать высокой собственной добротностью. Это практически неосуществимо при использовании чисто коаксиальных РИП. Цилиндрические объемные резонаторы обладают более высоким значением собственной добротности. В то же время последние для использования в СММ и для микродиагностики нуждаются в дополнительных конструктивных элементах апертурного взаимодействия с исследуемым образцом. Один из вариантов объемного РИП КИА для СММ – высокодобротный цилиндрический резонатор, апертурно взаимодействующий с образцом через микроразмерный коаксиальный вывод [5]. Микроразмерность этого вывода, в первую очередь, важна в области выходной апертуры коаксиала. Схематическое изображение его приведено на рис.2.

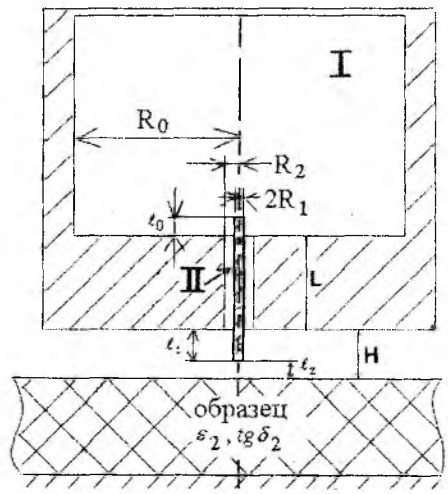


Рис.2. Схематическое изображение объемного РИП КИА

Можно предположить три физических (электродинамических) режима функционирования данного РИП:

1. Коаксиальный вывод II резонансно настроен на рабочую частоту и образует совместно с питающим объемным резонатором I систему связанных резонаторов. При сканировании образца резонатор II изменяет свою резонансную частоту и добротность, что приводит к соответствующим изменениям резонансной частоты и добротности всей системы.

2. Коаксиальный вывод II согласован с объемным резонатором I в области их соединения. но функционирует в режиме передающей линии, нагруженной образцом. При сканировании изменяется согласование такой линии с объемным резонатором I, что вызывает изменение добротности и резонансной частоты последнего.

3. Коаксиальный вывод II исходно согласован с обеих сторон (т.е. с объемным резонатором I и с образцом). Рассогласование со стороны образца изменяет добротность и резонансную частоту объемного резонатора I.

Возможность реализации режима 3 не столь очевидна, поэтому более применимыми представляются режимы 1 и 2.

Для развития этих представлений необходимы более точные количественные оценки, которые требуют детальных численных исследований моделей предложенного РИП в направлении решения задачи одновременного повышения чувствительности и пространственной разрешающей способности.

Результаты численных и экспериментальных исследований

Руководствуясь физическими соображениями, можно утверждать, что согласование коаксиального микрозонда II с объемным резонатором I осуществляется путем изменения его длины L. При этом режим функционирования РИП в ближнеполевой области образца будет оказывать вторичное влияние.

На рис. 3, *а*, *б* приведены результаты вычислений зависимости добротности представленной модели РИП КИА и ее изменения при различных $\mathrm{tg}\delta_2$ образца от величины L вывода микрозонда. Остальные параметры выбраны следующими: длина волны СВЧ колебаний λ =8 *мм*; $R_2/\lambda = 0{,}05$; $R_1/R_2 = 0{,}01$; $R_0/\lambda = 0{,}55$; $\varepsilon_2 = 12$; $\mathrm{tg}\delta_2 = 0{,}05$; $\Delta\mathrm{tg}\delta_2 = 0{,}02$; $\ell_1/\lambda = 0$; $\ell_2/\lambda = 0$.

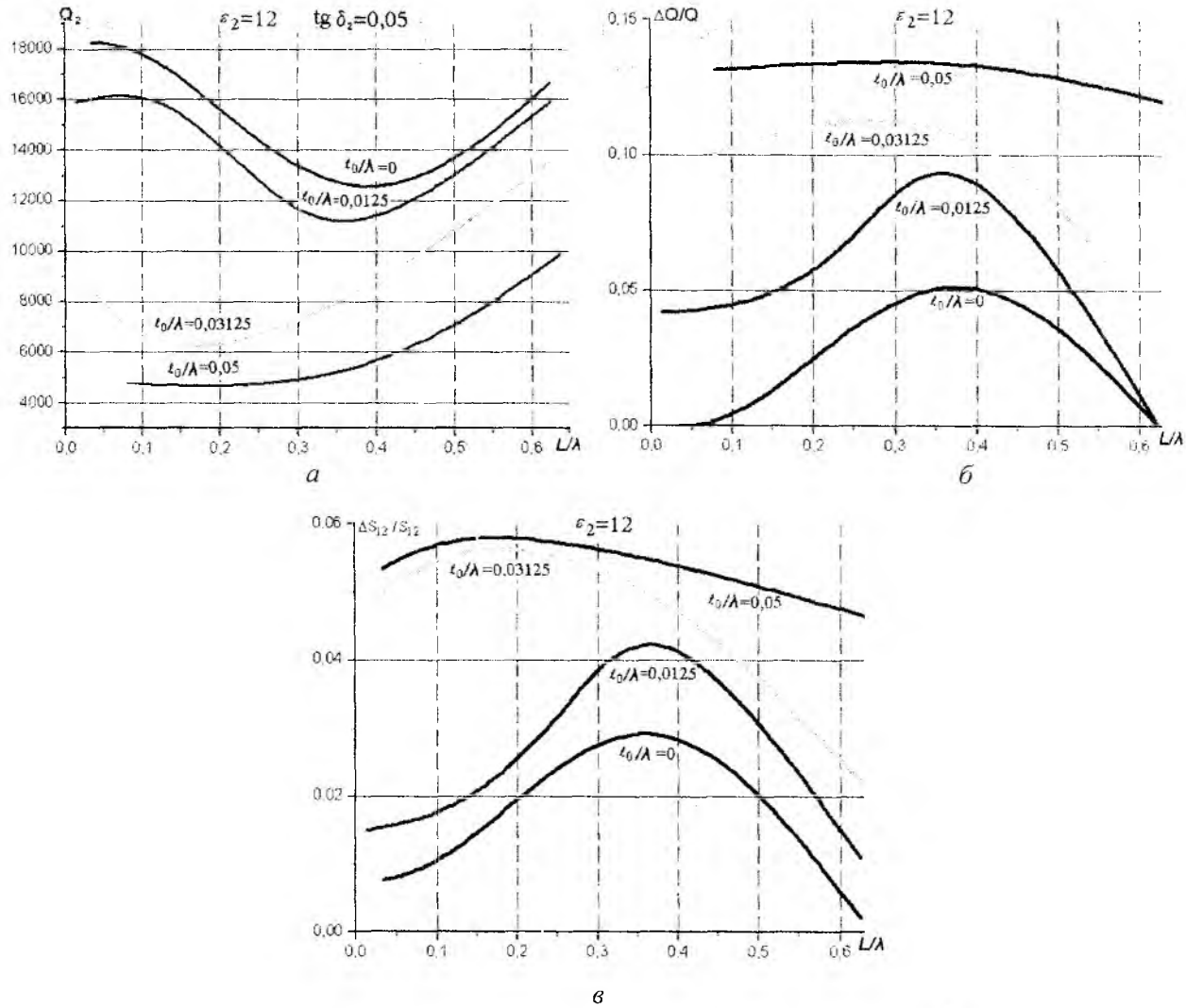


Рис.3. Зависимость добротности (*а*), чувствительности (*б*) и изменения *S*-параметра (*в*) объемного РИП КИА от длины микрозонда

Зависимости Q_2 и $\Delta Q/Q$ вычислялись как из численного анализа частотной характеристики параметра $S_{12}(\omega)$ в области резонанса системы, так и путем непосредственного решения колебательных уравнений и нахождения добротности через собственные значения частоты ω' и ω''. Параметры конструкции возбуждающей системы обеспечивали значение S_{12} в резонансе порядка 0,1. Потери в стенках не учитывались для более четкого выделения влияния образца и условий согласования. Зависимости $\Delta Q/Q$ и $\Delta S_{12}/S_{12}$ от L/λ (рис. 3, *б*, *в* соответственно) свидетельствуют о достоверности вычислений и хорошей сходимости решения.

Ввиду высокого значения волнового сопротивления коаксиального вывода микрозонда, полное согласование его с объемом I невозможно. Поэтому для улучшения возбуждения микрозонда электромагнитным полем резонатора I использован элемент, являющийся продолжением центрального проводника коаксиала длиной ℓ_0/λ.

Из приведенных на рис. 3 зависимостей следует явно резонансный характер согласования с помощью длины коаксиала L при $\ell_0/\lambda = 0$ и постепенное сглаживание избирательности по L при увеличении ℓ_0/λ. Рост чувствительности РИП КИА с повышением ℓ_0/λ свидетельствует о предполагаемом повышении эффективности возбуждения коаксиальной части. Максимум в зависимости чувствительности от L свидетельствует о необходимости дополнительного согласования коаксиального микрозонда.

Коаксиальность микрозонда является необходимым условием формирования повышенной локализации СВЧ электрического поля в нормальной по отношению к образцу компоненте E_z (увеличение отношения E_z/E_r в подзондовой части измерительной апертуры РИП).

Ранее было показано [11], что при чисто колебательном режиме работы резонаторного микрозонда в ближнеполевой области $V_{БП}$ имеет место существенная концентрация нормальной компоненты электрической составляющей поля E_z и ее превышение над тангенциальной E_r более чем на порядок $(E_z/E_r)>3\cdot10^1$. По физическим соображениям это является основой высокой пространственной разрешающей способности зондовой СММ (приблизительно равной диаметру острия зонда, а не поперечнику апертуры). Добротность системы резонаторного зонда определяется общими СВЧ потерями в апертуре. В [12] показано, что они включают колебательную и излучательную составляющие.

На рис. 4 приведены оценки зависимости добротности Q_2 и ее изменение $\Delta Q/Q$ при изменении среднего значения $\mathrm{tg}\delta_2$, из которых следует общая тенденция повышения добротности РИП и снижения влияния среднего значения $\mathrm{tg}\delta_2$ при увеличении локальности зонда. Подобный характер имеет и зависимость размера апертуры в области значений $R_2/\lambda < 0{,}05$ (рис. 5).

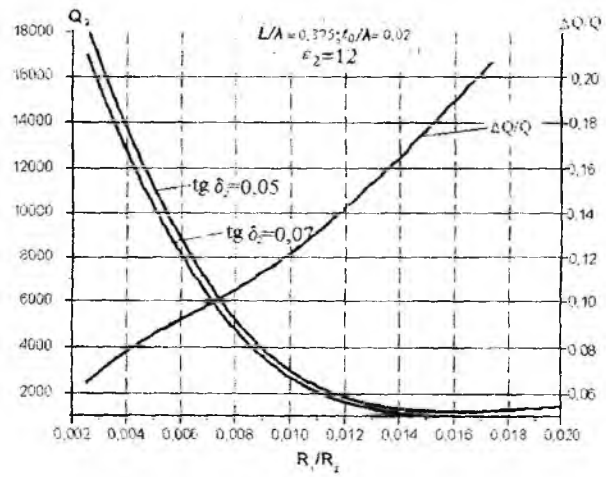


Рис. 4. Зависимость добротности и чувствительности объемного РИП КИА от величины R_1/R_2 при $R_2/\lambda = 0{,}05$

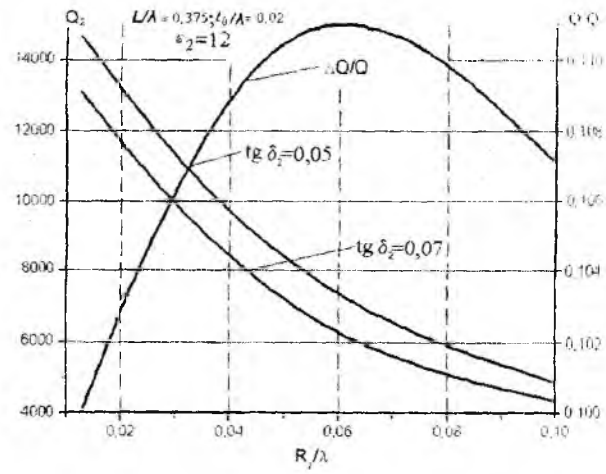


Рис. 5. Зависимость добротности и чувствительности объемного РИП КИА от величины апертуры при $R_1/R_2 = 0{,}01$

Отдельные исследования чувствительности такого РИП к изменению диэлектрической проницаемости ε_2 объекта контроля показали, что "настраиваемость" на высокую чувствительность, подобно рис. 3, практически отсутствует. Это свидетельствует о волновой, а не колебательной, природе функционирования коаксиального объема II. При этом, повидимому, более сильно проявляется излучательный механизм ближнеполевого взаимодействия по сравнению с колебательным.

Выводы

Получены количественные соотношения, свидетельствующие о настраиваемости узла коаксиальной части резонаторного микрозонда предложенного ранее комбинированного конструктива РИП для СММ на максимум чувствительности к изменению электропроводности объекта. При этом возможно раздельное управление рабочей добротностью РИП за счет практически независимого функционирования его накопительной (I) и микрозондовой (II) части.

Установлено отсутствие избирательности указанной настройки к параметрам геометрии резонаторного микрозонда. Дальнейшему выяснению подлежит зависимость чувствительности микрозонда к неоднородности $\delta\varepsilon_2$ и $\delta\sigma_2$ от параметров апертуры и возможности ее повышения путем управления длиной коаксиальной части, формой острия центрального проводника и величиной его выступа из коаксиала.

Список литературы: 1. *Vlahacjs C.P., Black R.C., Anlage S.M. et all.* Near-field scanning microwave microscope with 100 μm resolution // Appl. Phys. Lett. 1996. Vol. 69. P. 3272–3274. 2. *Гордиенко Ю. Е. Петров В. В., Полетаев Д. А.* Свойства четвертьволнового коаксиального СВЧ измерительного преобразователя для диагностики материалов // Радиотехника. 2008. № 154. С. 61–66. 3. *Anlage S. M. Steinhauer D. E., Vlahacos C. P et all.* Superconducting material diagnostics using a scanning near-field microwave microscope // IEEE Trans. Appl. Supercond. 1999. Vol. 9. P. 4127–4132. 4. *Park J., Hyun S., Kim A. et all.* Observation of biological samples using a scanning microwave microscope // Ultramicroscopy 2005. № 102. P. 101–106. 5. *Гордиенко Ю.Е.* Ближнеполевая сканирующая сверхвысокочастотная микродиагностика объектов в технологии электроники // Науковий вісник ІЕНТ "Нові технології" 2002. № 1. С. 3–6. 6. *Kim J., Lee K.* Near-field scanning microwave microscope using a dielectric resonator // Appl. Phys. Lett. 2003. Vol. 83. № 5. P. 1032–1034. 7. *Feenstra B. J., Vlahacos C. P., Thanawalla A. S. et all.* Near-field scanning microwave microscopy: Measuring local microwave properties and electric field distributions // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest. 1998. P. 965–968. 8. *Гордиенко Ю. Е.* Резонансные измерительные преобразователи в диагностике микрослоистых структур // Радиотехника. 1996 № 100. С. 253–260. 9. *Данилов Г. Н., Лисюк Ю. В., Медведев Ю. В.* Сверхвысокочастотный резонатор для бесконтактного измерения удельного сопротивления полупроводниковых пластин с высоким пространственным разрешением // Приборы и техника эксперимента. 1984. № 3. С. 206–208. 10. *Park W., Kim J., Lee K.* Millimeter-wave scanning near-field microscope using a resonant waveguide probe // Appl. Phys. Lett. 2001. Vol. 79, No. 16. P. 2642–2644. 11. *Гордиенко Ю.Е., Слипченко Н.И., Петров В.В.* Чувствительность СВЧ резонаторных измерительных преобразователей для микроволновой микроскопии // Радиоэлектроника и информатика. 2007. №3. С. 19–23. 12 *Гордиенко Ю.Е., Гуд Ю.И., Полетаев Д.А.* Вклад колебательных и излучательных потерь в характеристики СВЧ преобразователей с коаксиальной измерительной апертурой // Радиотехника. 2009. № 157.С. 108–114.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 29.10.2009

УДК 621.317.799

Ю. Е. ГОРДИЕНКО, д-р физ.-мат. наук, С. Ю. ЛАРКИН, канд. техн. наук, А. М. ЯЦКИВ

БЛИЖНЕПОЛЕВОЙ СВЧ ДАТЧИК НА ОСНОВЕ КОНУСНОГО КОАКСИАЛЬНОГО РЕЗОНАТОРА

Введение

В технике неразрушающего контроля материалов и объектов широко используются СВЧ датчики коаксиального типа с торцевой измерительной апертурой [1]. В настоящее время особое внимание исследователей привлекают их резонаторные варианты для ближнеполевой сканирующей микроволновой микроскопии (БПСММ) [2]. Представляет интерес также применение таких датчиков для контроля содержания воды в малоразмерных биообъектах [3].

Полученные экспериментально результаты оценки метрологических свойств таких датчиков свидетельствуют о проблеме одновременного повышения их чувствительности и пространственной разрешающей способности в широком диапазоне значений СВЧ электрических параметров материалов (ВТСП, проводники, полупроводники, диэлектрики).

Цель работы – исследование приемов разрешения указанной проблемы путем управления структурой ближнего поля в измерительной апертуре датчика. Следует решить такие задачи:

– численно исследовать особенности зависимости структуры поля в апертуре от ее геометрии;

– теоретически и экспериментально исследовать влияние конусности четвертьволнового коаксиального датчика на его добротность.

Основные положения

Важнейшими преимуществами апертурных коаксиальных СВЧ резонаторных датчиков по сравнению объемными [4] являются возможность достижения высокого пространственного разрешения (до 0,1 *мкм*) и широкий частотный диапазон практической реализации от 0,1 до 35 *ГГц*. При этом пространственная разрешающая способность ограничивается, в первую очередь, добротностью резонатора.

Следует отметить, что резонатор в апертурных коаксиальных датчиках является четвертьволновым, поэтому его добротность в отсутствии объекта контроля определяется СВЧ потерями в стенках и потерями на излучение в свободное пространство. В [5, 6] показано, что потери на излучение сильно зависят от геометрии апертуры и могут значительно превышать потери в стенках.

В БПСММ размеры апертуры существенно меньше (в $10^4...10^6$ раз) рабочей длины волны, поэтому для повышения рабочей добротности поперечные размеры накопительной части резонатора превышают апертурные, а его длина выбирается в несколько полуволн. Переход к требуемой по заданному пространственному разрешению геометрии микрозонда (tip), как правило, осуществляется в конечной части резонатора.

Повышение рабочей добротности датчика за счет увеличения длины резонатора практически пропорционально снижает его чувствительность к изменению резонансной частоты воздействующим через апертуру объектом. Поэтому целесообразно использовать другие ресурсы коаксиального конструктива.

Если исходить из известного соотношения для добротности полуволнового коаксиального резонатора

$$Q_{00}=\frac{L_0}{2\delta_{cm}}\left[1+\frac{L_0(R_2^{-1}+R_1^{-1})}{2\ln\frac{R_2}{R_1}}\right]^{-1}, \qquad (1)$$

го нетрудно убедиться, что для реального соотношения $R_2<<L_0$

$$Q_{00}=\frac{R_2}{\delta_{ст}}\frac{\ln\frac{R_2}{R_1}}{\left(1+2\frac{R_2}{R_1}\right)}, \qquad (2)$$

где $\delta_{ст}$ – глубина скин-слоя в материале стенок на рабочей частоте; R_1 и R_2 – радиусы внутреннего и внешнего коаксиала; L_0 – длина резонатора.

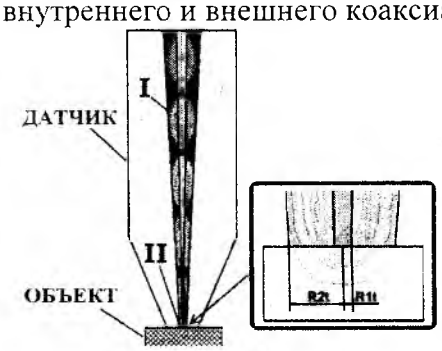


Рис. 1

Отсюда, с учетом взаимосвязи пространственной разрешающей способности с величиной R_1, возникает вывод о целесообразности конусного конструктива коаксиального резонаторного датчика апертурного типа, в том числе и для БПСММ. При таком конструктиве (рис. 1) накопительная часть I обеспечивает одновременное повышение добротности за счет выполнения условия $R_2/R_1 \approx 3{,}6$ и $R_2 >> \delta_{ст}$ и согласование ее с малоразмерной апертурой II, обеспечивающей заданную пространственную разрешающую способность.

Выражение для добротности апертурного датчика будет отличаться от (1), (2) вкладом потерь на излучение в апертуру:

$$Q_{00}=\frac{1}{Q_{00}^{-1}+\frac{P_{изл}}{\omega\mu_0\int\limits_{Vp}H_\phi^2 dv}}, \qquad (3)$$

где $P_{изл}$ – мощность потерь на излучение в апертуру; $H_\phi(r,z)$ – напряженность магнитного поля; ω – рабочая частота; μ – магнитная проницаемость вакуума; Vp – объем резонатора.

Из (3) видно, что реально повышать Q_{00} изложенным приемом целесообразно до выполнения условия

$$Q_{00}^{-1} << \frac{P_{изл}}{\omega\mu_0\int\limits_{Vpe}H_\phi^2 dv}. \qquad (4)$$

Однако здесь уместно обратить внимание на то обстоятельство, что выбор длины резонатора L_0 определяется не только условием $\frac{L_0}{2}\frac{\left(R_2^{-1}+R_1^{-1}\right)}{\ln R_2/R_1} >> 1$ и упоминавшимися выше условиями чувствительности датчика к влиянию объекта на его резонансную частоту, но и требуемым частотным диапазоном исследования объектов. Поясним это более подробно.

Недостатком резонаторных СВЧ датчиков по сравнению с волноводными является «одночастотный» режим работы. При контроле и диагностике различных материалов важна оценка частотной зависимости их параметров. Например, при СВЧ влагометрии измерение ε и $\mathrm{tg}\,\delta$ в диапазоне $10^9 \ldots 5\cdot10^{10}$ *Гц* позволяет разделить вклад свободной и связанной воды в общее влагосодержание материала либо биообъекта [3].

В БПСММ также целесообразно реализовывать исследования на нескольких разнесенных частотах для выделения неоднородности электропроводимости объекта на фоне общих СВЧ потерь в материале.

Коаксиальные резонаторные датчики в этом отношении выгодно отличаются от «одночастотных» объемных. Нетрудно оценить, что они для заданной длинны L_0 позволяют иметь следующий дискрет рабочих частот на низшей ТЕМ моде

$$f_i = \left(\frac{2n_i + 1}{2n_в + 1} \right) f_в, \qquad (5)$$

где $f_в = c(2n_в+1)/4L_0$ – верхняя рабочая частота; c – скорость света; $n_в$ – количество полуволн на верхней рабочей частоте.

В объемных такая возможность существенно ограничена соседними видами колебаний.

Конусность датчика при этом сглаживает рассогласованность накопительной части 1 с апертурной при переходе на другую рабочую частоту.

Работа на разных частотах позволяет раздельно, с высокой чувствительностью измерять влияние объекта на изменение резонансной частоты и добротности датчика и, соответственно, контролировать изменения свойств, связанных с ε и tg δ материала объекта.

Результаты численных исследований структуры поля в апертуре

Выражение (3) практически сложно исследовать в аналитическом виде. Поэтому оценки метрологических параметров и свойств датчика целесообразно осуществлять путем численных исследований.

В работе все численные исследования выполнены на основе метода конечных элементов для решения уравнений Максвелла и реальных граничных условий в электродинамической системе датчик–объект (рис. 1).

На рис. 2 представлено распределение полного электрического поля E и составляющих E_z и E_r основного вида колебаний ТЕМ в объекте контроля на частоте f_0=7,89 *ГГц* в зависимости от координат r и z при различных R_{1t}.

Из этих зависимостей следует, что уменьшение радиуса увеличивает концентрацию E_z-компоненты поля под микрозондом. Однако глубина «провисания» электрического поля в полупространство уменьшается с уменьшением соотношения R_{1t}/R_{2t}.

Уменьшается также общая энергия поля в апертуре. Сравнение с цилиндрическим конструктивом датчика [6] показывает, что конусность способствует лучшему согласованию резонатора с апертурой. Это проявляется в увеличении «провисания» поля в объект и, как следствие, – в повышении чувствительности датчика при заданной пространственной разрешающей способности.

На рис. 3, *а*, *б* представлены зависимости, иллюстрирующие влияние электрических параметров полубесконечного объекта на особенности распределения компонент электрического поля в апертуре. Одновременно эти зависимости дают количественное представление об отношении E_z/E_r. Из них следует, что чувствительность датчика к этим параметрам будет уменьшаться с увеличением диэлектрической проницаемости объекта ε_2, вследствие уменьшения «провисания» поля в него.

На рис. 4 приведены зависимости исходной добротности Q_{00} датчика, конструкция которого представлена на рис. 1, от рабочей частоты из указанного выше дискрета. Зависимости одновременно иллюстрируют влияние раскрыва апертуры на значение исходной добротности Q_{00}.

При расчетах оценивалась ненагруженная добротность. Электропроводность стенок выбрана для меди (σ=5,6·10^5 *Ом*$^{-1}$·*см*$^{-1}$). Здесь же представлена зависимость ненагруженной добротности полуволнового коаксиального резонатора на основе цилиндрического конструктива от рабочей частоты. Сравнение с четвертьволновым вариантом хорошо отражает вклад потерь на излучение и их зависи-мость от геометрии апертуры.

На рис. 5 приведены результаты численных оценок ненагруженной добротности конусного датчика от параметров полупроводникового объекта полубесконечной формы при различной геометрии измерительной апертуры.

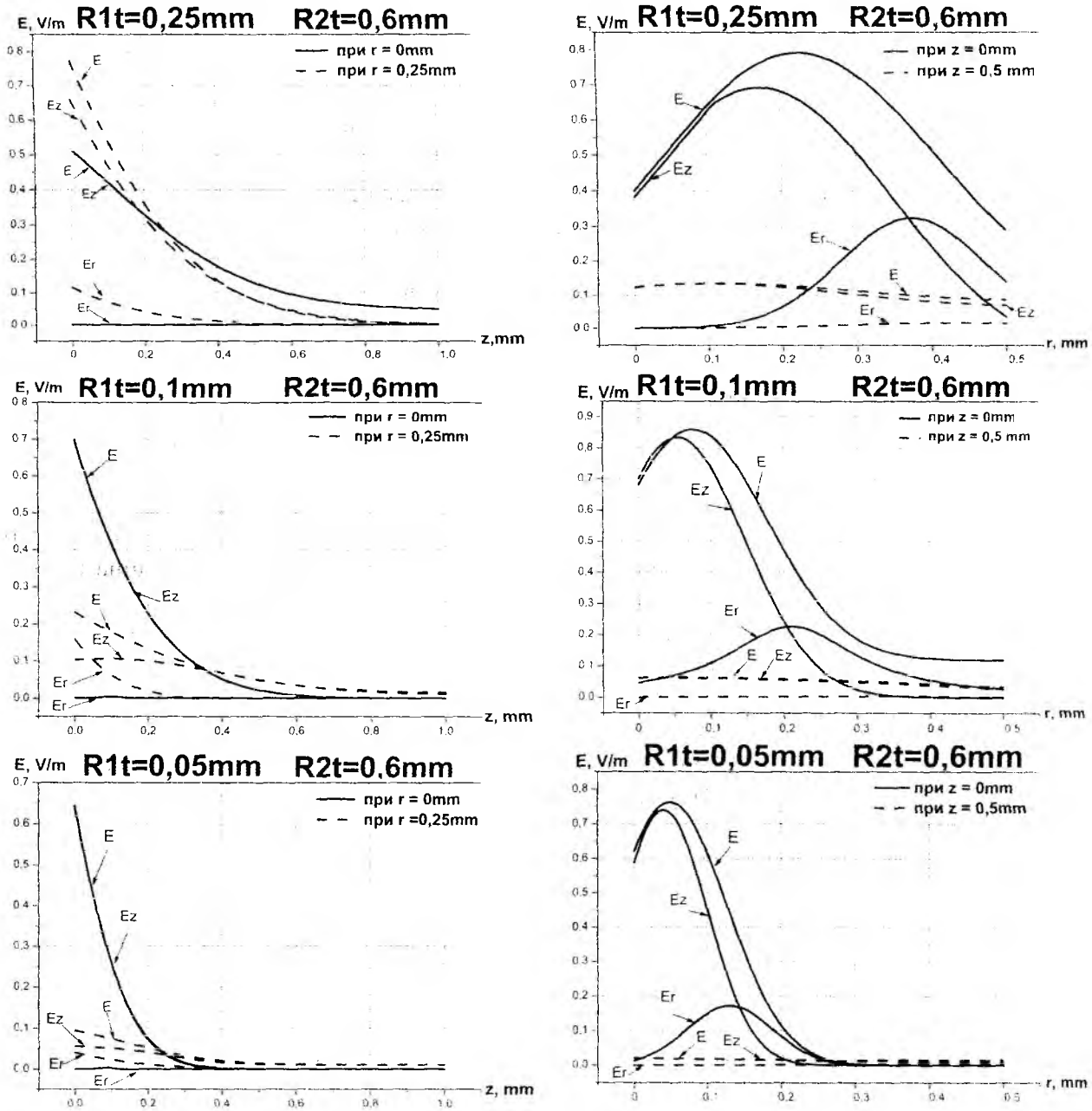
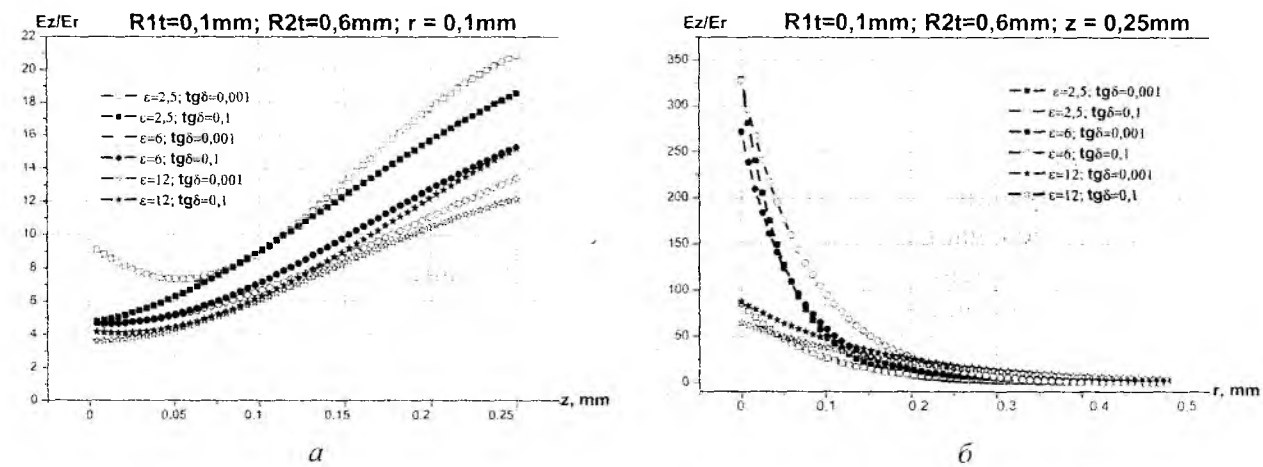

E, V/m R1t=0,25mm R2t=0,6mm
при r = 0mm
при r = 0,25mm
z,mm
E, V/m R1t=0,25mm R2t=0,6mm
при z = 0mm
при z = 0,5 mm
r, mm
E, V/m R1t=0,1mm R2t=0,6mm
при r = 0mm
при r = 0,25mm
z, mm
E, V/m R1t=0,1mm R2t=0,6mm
при z = 0mm
при z = 0,5 mm
r, mm
E, V/m R1t=0,05mm R2t=0,6mm
при r = 0mm
при r =0,25mm
z, mm
E, V/m R1t=0,05mm R2t=0,6mm
при z = 0mm
при z = 0,5mm
r, mm

Рис. 2


Ez/Er R1t=0,1mm; R2t=0,6mm; r = 0,1mm
ε=2,5; tgδ=0,001
ε=2,5; tgδ=0,1
ε=6; tgδ=0,001
ε=6; tgδ=0,1
ε=12; tgδ=0,001
ε=12; tgδ=0,1
z, mm
Ez/Er R1t=0,1mm; R2t=0,6mm; z = 0,25mm
r, mm

а *б*

Рис. 3

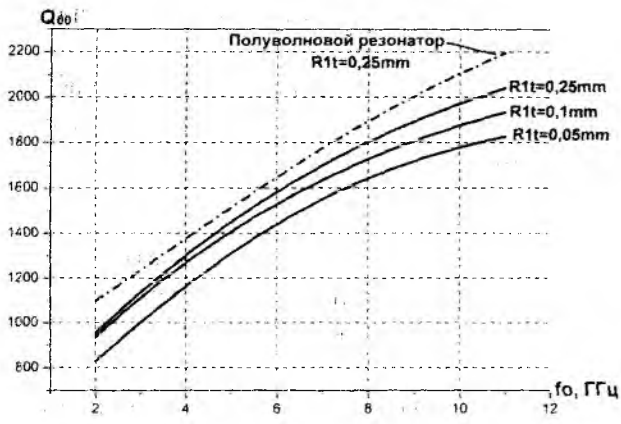


Рис. 4

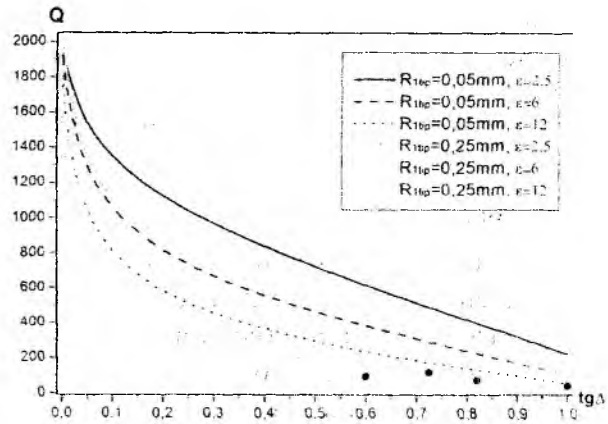


Рис. 5

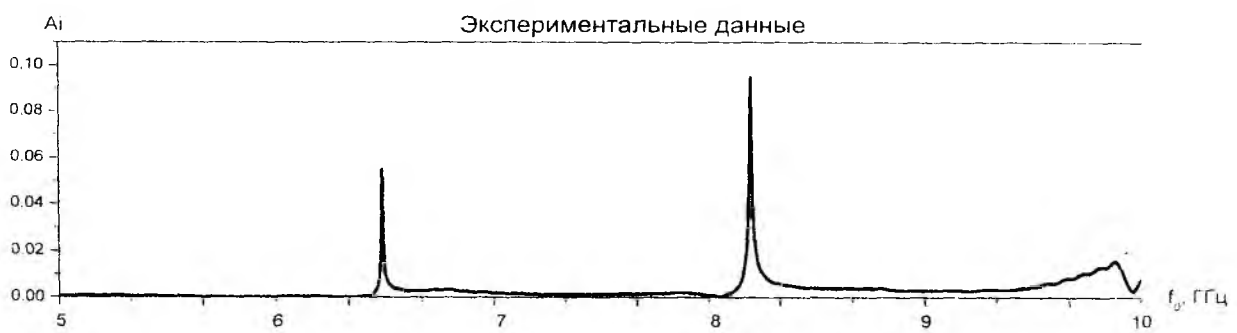
Экспериментальные исследования

Представленные выше результаты численного исследования распределения электрических составляющих поля в измерительной апертуре качественно совпадают с имеющимися в [7] экспериментальными данными обычного цилиндрического коаксиального датчика.

Изготовленный конусный датчик экспериментально исследовался на установке, использующей векторный сетевой анализатор NA5230A. На рис. 6 приведен спектр его возбуждения в диапазоне 5...10 *ГГц*. Измеренные значения добротности (рис. 6, *а*) не соответствуют теоретическим (рис. 6, *б*) из-за несовершенства обработки внутренней поверхности резонатора и существенного вклада переходного сопротивления стыков разъемных частей в СВЧ потери. Качественно зависимость добротности от частоты возбуждения отражает теоретически ожидаемую. На рис. 5 точками представлены результаты экспериментального исследования ненагруженной добротности от tg δ (электропроводности) кремния (ε=12) для конусного конструктива с геометрией (L = 105 *мм*; R_1 = 1,9 *мм*; R_2 = 6 *мм*; R_{1t} = 0,25 *мм*; R_{21} = 0,6 *мм*) на рабочей частоте $8 \cdot 10^9$ *Гц*.



а



б

Рис. 6

Наблюдается качественное соответствие экспериментальных зависимостей и теоретических оценок.

Количественное расхождение связано с отличием реальной добротности Q_{00} рабочего образца резонатора от теоретической и погрешностью вычислений значения ненагруженной добротности из экспериментальных данных ее измерений.

Выводы

Результаты выполненных исследований свидетельствуют о перспективности применения конусного конструктива для разрешения проблемы раздельного управления чувствительностью и пространственной разрешающей способностью коаксиальных четвертьволновых датчиков апертурного типа.

Особое значение это имеет для продвижения сканирующей микроволновой микроскопии полупроводниковых структур в субмикронный диапазон пространственной разрешающей способности.

Дальнейшие исследования целесообразно продолжить в направлении конкретизации количественных оценок чувствительности и характеристик преобразования такого датчика, а также в направлении решения оптимизационных задач.

Список литературы: 1. *Chen L. F., Ong C. K., Neo C. P. and other.* Microwave Electronics Measurement and Materials Characterization // Southern Gate: John Wiley & Sons Ltd, 2004. 537 p. 2. *Anlage S.M., Talanov V.V., Schwartz A.R.* Principles of Near-Field Microwave Microscopy // Scanning Probe Microscopy: Electrical and Electromechanical Phenomena at the Nanoscale. Vol. 1. (Springer-Verlag, New York, 2007, ISBN: 978-0-387-28667-9). P. 215–253. 3. *Tabib-Azar M., Katz J.L., LeClair S.R.* Evanescent Microwaves: A Novel Super-Resolution Noncontact Nondestructive Imaging Technique for Biological Applications // IEEE transactions on instrumentation and measurement. 1999. Vol. 48. №6. P. 1111–1116. 4. *Kim M., Kim J., Kim H.* Nondestructive high spatial resolution imaging with a 60 GHz near-field scanning millimeter-wave microscope // Review of Scientific Instruments. 2004. Vol. 75. № 3. P. 1–5. 5. *Гордиенко Ю. Е., Гуд Ю. И., Полетаев Д. А.* Вклад колебательных и излучательных потерь в характеристики СВЧ преобразователей с коаксиальной измерительной апертурой // Радиотехника. 2009. № 157. С. 108–114. 6. *Гордиенко Ю.Е., Петров В.В., Полетаев Д.А.* Свойства четвертьволнового коаксиального СВЧ измерительного преобразователя для диагностики материалов // Радиотехника. 2008. №154. С. 61–66. 7. *Imtiaz A., Anlage S.* Effect of tip geometry on contrast and spatial resolution of the near-field microwave microscope // Journal of the applied physics. 2006. Vol. 100. P. 1–8.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 23.11.2009

УДК 538.3+537.86

Н. Н. ГОРОБЕЦ, д-р физ.-мат. наук, А. В. ТРИВАЙЛО

АНАЛИЗ ОПАСНЫХ СИГНАЛОВ В ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

Введение

Развитие современных програмно-аппаратных средств и комплексов проведения исследований объектов информационной деятельности на наличие сигналов, искажающих прием, обработку и представление информации, требует усовершенствования существующих, разработки и использования новых математических методов представления и обработки таких сигналов. Опасные в этом смысле сигналы извлекаются путем их обнаружения, приема и анализа при работе основных и вспомогательных технических средств, расположенных на объекте, а также при наличии побочных электромагнитных излучений и наводок. При этом опасным считается именно информационный сигнал. (Информативными побочными электромагнитными излучениями называются сигналы, представляющие собой высокочастотную несущую, модулированную информацией, обрабатываемой средствами вычислительной техники (СВТ), например изображения, выводимые на монитор, данными, обрабатываемыми на устройствах ввода-вывода и т.д. Неинформативными побочными электромагнитными излучениями называются сигналы, анализ которых может дать представление только о режиме работы СВТ и никак не отражает характер информации обрабатываемой на СВТ.)

Любой опасный сигнал характеризуется низкой мощностью, нестационарностью и низкой вероятностью его обнаружения в сложной помеховой обстановке. Поэтому основными требованиями к выбору математических методов его описания являются: обеспечение такого представления сигналов, которое учитывало бы его нестационарность; применимость в задачах энергетического обнаружения даже в условиях воздействия нестационарных шумов; наличие для опасных представлений эффективных алгоритмов обработки.

До недавнего времени известные методы анализа опасных сигналов основывались на статическом подходе. Прямое и обратное преобразование Фурье (ПФ) по сути представляет собой математическую абстракцию. Так, спектральная функция неизменна по времени и может быть вычислена, если функция времени известна на промежутке времени $t \in (-\infty, \infty)$. Такое представление на практике выполняется в достаточном приближении, если рассматриваются установившиеся процессы в системах (стационарные режимы работы). При рассмотрении переходных процессов это представление становится неадекватным и необходимо вводить другие представления, связывающие временные и спектральные характеристики сигналов. С позиций анализа произвольных сигналов и функций в частотной области и точного восстановления после преобразований можно отметить ряд недостатков разложения сигналов в ряды Фурье, которые привели к появлению оконного преобразования Фурье и стимулировали развитие вейвлетного преобразования. Основные из них: 1) ограниченная информативность анализа нестационарных сигналов и практически полное отсутствие возможностей анализа их особенностей (сингулярностей), т.к. в частотной области происходит «размазывание» особенностей сигналов (разрывов, ступенек, пиков и т.п.) по всему частотному диапазону спектра; 2) гармонические базисные функции разложения не позволяют отображать перепады сигналов с бесконечной крутизной типа прямоугольных импульсов, т.к. для этого требуется бесконечно большое число членов ряда. При ограничении числа членов ряда Фурье в окрестностях скачков и разрывов восстановленного сигнала возникают осцилляции (явление Гиббса); 3) преобразование Фурье отображает самые общие сведения о частотах исследуемого сигнала и не дает представления о локальных свойствах сигнала при быстрых временных изменения его спектрального состава. Так, например, преобразование Фурье не различает сигнал с суммой двух синусоид (стационарный сигнал), от сигнала с двумя последовательно следующими синусоидами с теми же частотами (нестационарный сигнал), т.к. спектральные коэффициенты вычисляются интегрированием по всему интервалу задания

сигнала. Преобразование Фурье не позволяет анализировать частотные характеристики сигнала в произвольные моменты времени.

В связи с этим для анализа опасных сигналов целесообразно использовать частотно-временные представления, а именно – математические методы частотно-временного распределения. Цель статьи – анализ современных методик компьютерного анализа опасных сигналов в частотно-временной области.

Частотно-временной анализ опасных сигналов

1. Динамическое преобразование Фурье (ДПФ). Частным способом решения задачи анализа частотных характеристик опасных сигналов в произвольные моменты времени является оконное преобразование Фурье с движущейся по сигналу оконной функцией, имеющей компактный носитель. Временной интервал сигнала при большой его длительности разделяется на подынтервалы, и преобразование Фурье выполняется последовательно для каждого подынтервала в отдельности. Тем самым осуществляется переход к частотно-временному (частотно-координатному) представлению сигналов. При этом в пределах каждого подынтервала сигнал "считается" стационарным. Результатом оконного преобразования является семейство спектров, которым отображается изменение спектра сигнала по интервалам сдвига окна преобразования. Это в какой-то мере позволяет выделять на координатной оси и анализировать особенности нестационарных сигналов.

Динамическое (оконное) преобразования Фурье (ДПФ) имеет вид

$$\dot{S}f(\omega,t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)w(t-\tau)e^{-i\omega t}dt, \qquad (1)$$

где w(t) – оконная функция (ОФ). Энергограмма ДПФ задается выражением

$$E_S f(T) = \int_{-\infty}^{\infty} |Sf(T,\tau)|^2 \, d\tau \,. \qquad (2)$$

Энергограмма ДПФ при интегрировании по ω дает полную энергию сигнала:

$$W = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} E_S f(\omega)d\omega \,. \qquad (3)$$

Тип окна	3 *дБ* ширины полосы	6 *дБ* ширины полосы	Наивысший боковой лепесток	Спад бокового лепестка (*дБ/октава*)	Свойства окна
Прямоугольное (Rectangular)	0,89	1,21	-12	6	Очень узкий основной лепесток, хорошее частотное разрешение, плохое амплитудное разрешение, хорошее подавление белого шума.
Хемминга (Hamming)	1,3	1,81	-43	6	Умеренно широкий основной лепесток, постоянный уровень боковых лепестков, хорошее амплитудное разрешение.
Блэкмана (Blackman)	1,68	2,35	-58	18	Широкий основной лепесток, заметный спад боковых лепестков, хорошее амплитудное разрешение.
Ханнинга (Hanning)	1,44	2,00	-32	18	Достаточно широкий входной лепесток, быстрый спад боковых лепестков, хорошее амплитудное разрешение

В табл. 1 приведены некоторые распространенные оконные функции и их характеристики [1]. Оконное преобразование позволяет выявить информативные особенности сигнала и

по времени, и по частоте. Разрешающая способность локализации определяется принципом неопределенности Гейзенберга, который гласит, что невозможно получить произвольно точное частотно-временное представление сигнала, то есть нельзя определить для какого-то момента времени, какие спектральные компоненты присутствуют в сигнале. Чем уже окно, тем лучше временное разрешение, но хуже частотное, и наоборот. Кроме того, чем уже окно, тем более справедливы предположения о стационарности сигнала в пределах окна.

Осуществим ДПФ для модельного сигнала – импульса конечной ширины, задаваемого выражением

$$f(t)=\begin{cases} A/2\tau_{имп}, & t\in[t_0-\tau_{имп};t_0+\tau_{имп}] \\ 0, & t\notin[t_0-\tau_{имп};t_0+\tau_{имп}] \end{cases}, \qquad (4)$$

где A и $\tau_{имп}$ – амплитуда и полуширина импульса соответственно.

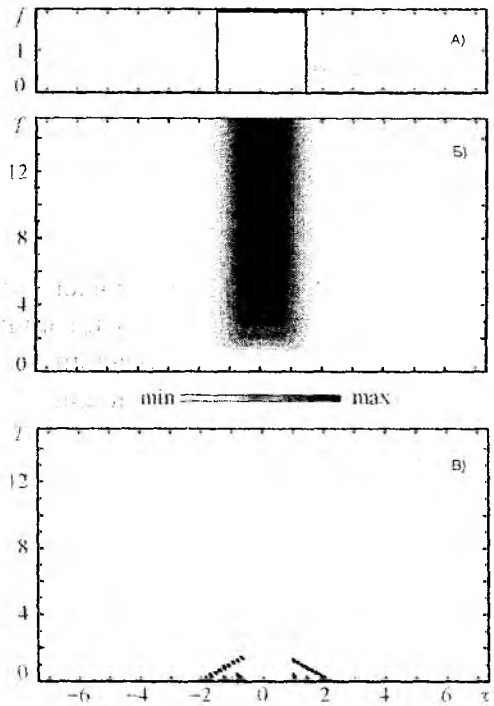


Рис. 1

На рис. 1 модельный сигнал проанализирован с помощью ДПФ. В верхней половине рис. 1 приводится исследуемый сигнал $f(t)$. В нижней половине рис. 1, *в* приведены результаты ДПФ исследуемого сигнала $f(t)$. Это модуль ФСП ДПФ (рис. 1, *б*) и его скелетон (рис. 1, *в*).

ДПФ является традиционным классическим методом анализа сигналов. В 90-х годах прошлого века непрерывное вейвлет-преобразование (НВП) и аналитическое вейвлет-преобразование (АВП) противопоставлялись ДПФ и рассматривались как его более удачная альтернатива. В работах [2-4] неоднократно демонстрировалось, что ДПФ целесообразно применять не вместо, а вместе с непрерывным вейвлет-преобразованием и адаптивным вейвлет-преобразованием.

Главный недостаток ДПФ состоит в том, что воздействие локальной особенности на вид функции спектральной плотности ДПФ может быть ограничено по времени только шириной оконной функции независимо от масштаба T.

ДПФ проигрывает вейвлет-преобразованиям при анализе сверхширокополосных сигналов. Тем не менее, ДПФ имеет и ряд достоинств. Так, при обработке узкополосных и широкополосных в классическом смысле сигналов предпочтительным оказывается именно применение ДПФ. Это объясняется тем, что базисные функции преобразования Фурье, как известно, являются собственными для монохроматических сигналов. К достоинствам ДПФ также следует отнести богатый выбор оконных функций и наличие обратного преобразования.

2. Преобразование Габора (ПГ). ПГ представляет собой разновидность ДПФ с гауссовским окном и задается соотношением

$$\dot{G}f(\omega,\tau)=\frac{1}{\left(\pi\sigma^2\right)^{1/4}}\int_{-\infty}^{\infty}f(t)\exp\left(-\frac{(t-\tau)^2}{2\sigma^2}\right)\exp(-i\omega t)\,dt, \qquad (5)$$

где σ определяет ширину окна. После замены ω на T получим:

$$\dot{G}f(T,\tau)=\frac{1}{\left(\pi\sigma^2\right)^{1/4}}\int_{-\infty}^{\infty}f(t)\exp\left(-\frac{(t-\tau)^2}{2\sigma^2}\right)\exp\left(-i\frac{2\pi t}{T}\right)dt. \qquad (6)$$

Энергограмма ПГ задается соотношением

$$E_G f(T) = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \dot{G}f(T,\tau) \right|^2 d\tau. \qquad (7)$$

Основным достоинством ПГ является то, что оно обладает наилучшей время-частотной локализацией из всех существующих преобразований с точки зрения соотношения неопределенности. Его базисные функции обладают хорошей локализацией во временной и в частотной областях. Имеется также обратное преобразование. К недостаткам ПГ относится отсутствие автомодельности базиса, когда анализируемый сигнал на разных масштабах T раскладывается фактически по разным базисным функциям, а не по одной и той же, как при НВП и АВП.

3. Адаптивное преобразование Фурье (АПФ). АПФ сигнала $f(t)$ определяется соотношением [5]

$$\dot{A}_v f(T,\tau) = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) g\left(\frac{(t-\tau)}{T} \right) \exp\left(-i\pi v \left(\frac{t-\tau}{T} \right) \right) dt, \qquad (8)$$

где v – коэффициент ($v > 0$), показывающий, сколько полных периодов синусоиды укладывается на ширине финитной оконной функции $g(t)$.

Энергограмма АПФ задается соотношением

$$E_A f(T) = \int_{-\infty}^{\infty} \left| \dot{A}f(T,\tau) \right|^2 d\tau. \qquad (9)$$

АПФ занимает промежуточное положение между ДПФ и АВП. В ряде случаев АПФ сводится к АВП, но не всегда. Более того, АПФ допускает использование несимметричных оконных функций $g(t)$, что делает это преобразование удобным при обработке реальных сигналов, которые часто также являются несимметричными. В качестве недостатка можно отметить отсутствие обратного преобразования при произвольном виде $g(t)$.

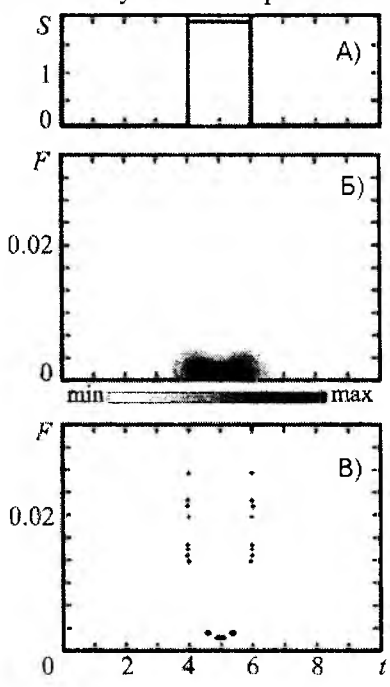


Рис. 2

4. Спектрограмма Фурье (СФ). СФ определяется как квадрат модуля ФСП ДПФ (см. [1, 6]):

$$P_S f(\omega,\tau) = \left| \dot{S}f(\omega,\tau) \right|^2 = \left| \int_{-\infty}^{\infty} f(t) w(t-\tau) e^{-i\omega t} dt \right|^2, \qquad (10)$$

Энергограмма СФ задается следующим соотношением:

$$E_S f(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} P_S f(\omega,\tau) d\tau. \qquad (11)$$

На рис. 2 модельный сигнал проанализирован с помощью СФ. В верхней половине рисунка приводятся исследуемый сигнал $f(t)$. В нижней половине рисунка приведены результаты СФ исследуемого сигнала $f(t)$. Это модуль ФСП СФ (рис. 1, *б*) и его скелетон (рис. 1, *в*). СФ, как и ДПФ, является классическим методом анализа сигналов. Основной недостаток СФ – наихудшее время-частотное разрешение среди используемых обычно нелинейных преобразований. Это плата за неоспоримое достоинство – отсутствие интерференционных членов, присущих в той или иной мере остальным нелинейным преобразованиям мере. Кроме того, как и у ДПФ, достоинством СФ является наличие большого набора всевозможных оконных функций.

5. Вейвлет-преобразование сигналов. Начало 80-х годов прошлого столетия ознаменовано появлением нового направления в области обработки сигналов вейвлет-анализа. Его ус-

пешное применение во многих практических и теоретических приложениях косвенно свидетельствует о неисчерпаемых возможностях вейвлет-методов и постоянно стимулирует поиск новых задач. За короткое время в печати появилось огромное число публикаций, посвященных самым различным аспектам вейвлет-анализа.

В отличие от традиционно применяемого при анализе сигналов преобразования Фурье, результаты, полученные с помощью вейвлет-анализа, часто имеют существенно большую информативность и позволяют непосредственно обрабатывать такие особенности сигналов, которые при традиционном подходе анализировать затруднительно.

Не отвергая значимость анализа Фурье, вейвлет-методы успешно дополняют, а иногда способны и полностью заменить обработку данных традиционными методами. Сравнение возможностей, которые предоставляют традиционный и новый подходы, проведено в обширной литературе. Прежде всего, следует выделить работы И. Добеши [7–9], К. Чуи [10], В. Свелденса [11–17], А. Луиса , где наиболее объемно охвачены вопросы, связанные с вейвлет-анализом. Обзор локализационных свойств можно найти в [18]. Различным сторонам обработки физических данных посвящены работы [19–21]. Внедрение в механизмы обработки данных методов вейвлет-анализа наглядно показывает их способность комплексно подходить к решению задач. Наиболее известны применения вейвлет-анализа для подавления шума, например [22–24]. Реальные данные часто содержат выпадающие участки; для обработки таких сигналов разработаны адаптивные вейвлет-методы [25, 26]. Высокая потребность в качественных алгоритмах частично удовлетворена разработанными методами быстрых преобразований [27]. Тем не менее, эти методы не всегда пригодны для анализа произвольных данных, что, в свою очередь, способствует поиску новых подходов снижения вычислительных затрат. Существенный прогресс в этом направлении достигнут благодаря появлению методов вейвлет-анализа второго поколения, в частности лифтинг-схемы [11–13, 15, 17]. Для обработки данных разработаны и успешно применяются методы, основанные на более точных моделях сигналов, разработанных с учетом экспериментальных данных [28–31]. Большинство таких алгоритмов являются итерационными, а это часто негативно сказывается на производительности системы обработки эксперимента.

Непрерывное вейвлет-преобразование (НВП, CWT– Continious Wavelet Transform) сигнала $f(t)$ задается соотношением [4, 32]:

$$Wf(a,b) = |a|^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)dt. \qquad (12)$$

где $\psi(t)$ – вещественная вейвлетобразующая функция, часто называемая просто вейвлетом: a – параметр масштабирования; b – параметр сдвига.

Для анализа сигналов удобно использовать следующие их характеристики: вейвлет-спектр $Wf(a,b)$, его модуль $|Wf(a,b)|$, плотность энергии сигнала $P_w f(a,b)$, скелетон, энергограмму и дисперсию модуля вейвлет-коэффициентов. Плотность энергии сигнала задается соотношением

$$P_w f(a,b) = |Wf(a,b)|^2. \qquad (13)$$

Под скелетоном поверхности в пространстве понимают картину линий, соединяющих локальные экстремумы (отдельно минимумы и максимумы) этой поверхности [6]. Энергограмма НВП задается интегралом

$$E_w f(a,b) = \int_{-\infty}^{\infty} P_w f(a,b)db. \qquad (14)$$

Энергограмма представляет собой распределение полной энергии сигнала W по различным масштабам a. Полная энергия сигнала

$$W = \int_0^{\infty} E_\omega f(a) \frac{da}{a^2}. \qquad (15)$$

На рис. 3 для удобства сравнения результатов НВП и ДПФ во всех числовых характеристиках параметр масштабирования a заменяется на период T: $(a = kT)$, а параметр сдвига – на переменную времени τ $(b = \tau)$. Где k – коэффициент пропорциональности, зависящий от выбранной функции $\psi(t)$. Тогда с учетом новых переменных имеем

$$Wf(T,\tau) = |a|^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\psi\left(\frac{t-\tau}{kT}\right)dt. \qquad (16)$$

Понятие масштаба ВП имеет аналогию с масштабом географических карт. Большие значения масштаба соответствуют общему представлению сигнала, а низкие значения масштаба позволяют различить детали. В терминах частоты низкие частоты соответствуют наиболее полной информации о сигнале (распределена на всей его протяженности), а высокие частоты – детальной информации и особенностям, которые имеют малую протяженность, т.е. масштаб вейвлета как единица шкалы частотно-временного представления сигналов обратен частоте. Масштабирование, как математическая операция, расширяет или сжимает сигнал. Большие значения масштабов соответствуют расширениям сигнала, а малые значения – сжатым версиям.

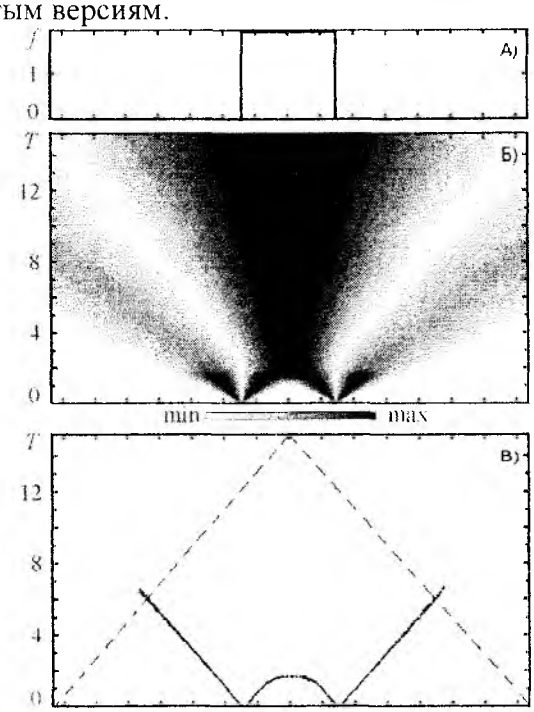


Рис. 3

На рис. 3 модельный сигнал проанализирован с помощью симметричного MHAT-вейвлета (mexh). В верхней половине рисунка приводятся исследуемый сигнал *f(t)* и результаты его НВП. Под графиком сигнала $f(t)$ (рис. 3, *а*) показан модуль его вейвлет-коэффициентов $Wf(T,\tau)$ (рис. 3, *б*). Будучи функцией двух переменных, графический образ $Wf(T,\tau)$ представляет собой поверхность в трехмерном пространстве. Ее проекция на плоскость выполнена в градациях серого цвета. Белый цвет соответствует нулевому, а черный – максимальному значению функции $Wf(T,\tau)$. Снизу от этого графика изображен скелетон (рис. 3, *в*).

Следует заметить, что форма вейвлета (четность или нечетность), доминирующая частота и степень ее локализации существенно влияют на вейвлет-спектры анализируемых сигналов и на возможности выделения его локальных особенностей.

На рис. 4, 5 приведены сравнительные спектры простых сигналов при использовании вейвлетов Wave (нечетный), Mhat (четный) и вейвлета по восьмой производной Гаусса, который также является четным, и имеет в 4 раза более высокую доминирующую частоту, чем вейвлет– Mhat.

Для оценки удачности выбора вейвлетного базиса при анализе конкретного сигнала с особенностью используется комплексный функционал качества, который был предложен в [32]. В работах [33, 34] с помощью комплексного функционала качества произведен выбор оптимального вейвлетного базиса для различных модельных сигналов при вейвлетном преобразовании.

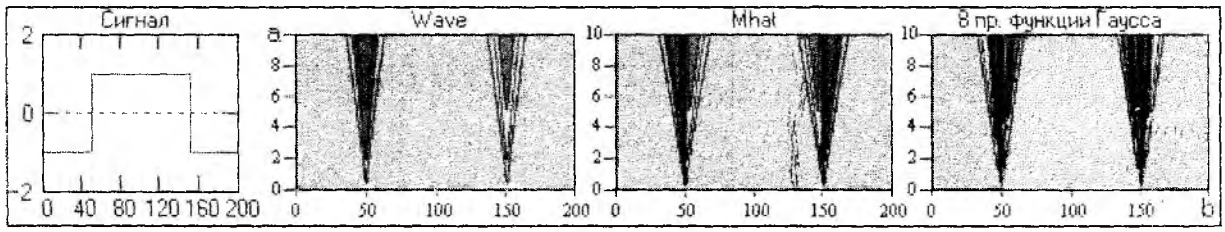


Рис. 4

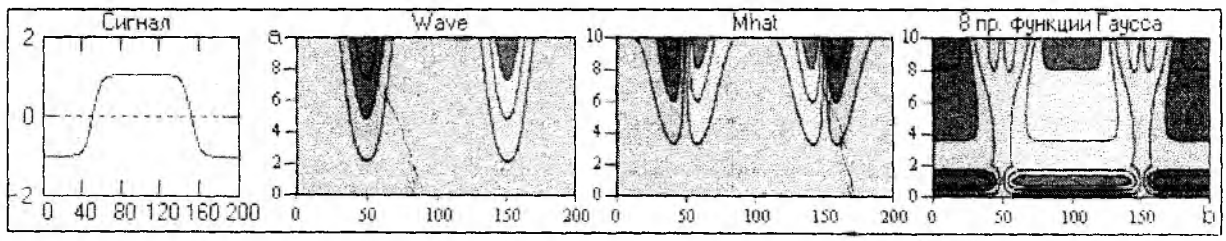


Рис. 5

Непрерывные вейвлеты дают более наглядное представление результатов анализа в виде поверхностей вейвлет-коэффициентов по непрерывным переменным. На рис. 6 анализируемый сигнал состоит из двух модулированных гауссианов. Преобразование вейвлетом Морлета четко показывает их пространственную и частотную локализацию, в то время как спектр Фурье дает только частотную локализацию.

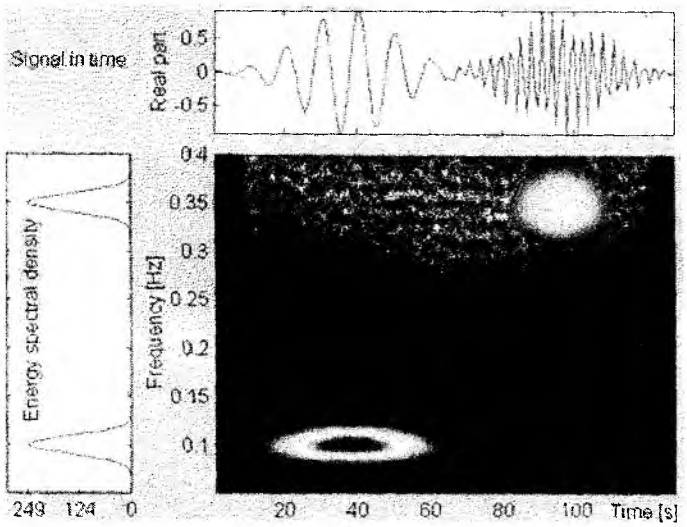


Рис. 6

НВП обеспечивает хорошие возможности для обнаружения и различения имеющихся в сигнале особенностей. Обнаружение локальной особенности сигнала удобно проводить с помощью модуля вейвлет-коэффициентов, а различение на качественном уровне – по внешнему виду скелетона. ДПФ при анализе сигналов с особенностями уступает по своим возможностям НВП, поскольку по сравнению с ним не обладает достаточным частотно-временным разрешением. Применение ДПФ предпочтительно при анализе слабо локализованных во времени сигналов и процессов (например, узкополосных, широполосных), а НВП – хорошо локализованных (в частности, СШП).

Вместо вещественной вейвлетобразующей функции $\psi(t)$ можно использовать комплексную $\dot{\psi}(t)$. Тогда соответствующее преобразование, называемое аналитическим вейвлет-преобразованием (АВП) вещественного сигнала $f(t)$, задается выражением (см., например, [34])

$$\dot{W}f(a,b) = |a|^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\psi^*\left(\frac{t-b}{a}\right)dt, \qquad (17)$$

или

$$\dot{W}f(T,\tau) = |a|^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\psi^*\left(\frac{t-\tau}{kT}\right)dt, \qquad (18)$$

где $\psi^*(t)$ – функция, комплексно сопряженная аналитическому вейвлету $\psi(t)$. Основное отличие АВП от НВП заключается в комлекснозначности получаемого вейвлет-спектра $\dot{W}f(a,b)$. АВП наследует от НВП как все его достоинства, так и недостатки. Кроме того, по-

лезной особенностью АВП является возможность рассматривать не только $\mathrm{Re}\dot{W}f(a,b)$, как при НВП, но и $\mathrm{Im}\dot{W}f(T,\tau)$, $\left|\dot{W}f(T,\tau)\right|$, $\arg\dot{W}f(T,\tau)$, что позволяет получить дополнительную информацию об исследуемом сигнале.

На рис. 7 приведен результат применения аналитического вейвлет-преобразования для анализа модельного сигнала – прямоугольно импульса конечной ширины. В качестве базисного вейвлета использовался комплексный вейвлет Гаусса cgaul. На рисунке показан анализируемый сигнал во временной области, под ним последовательно – амплитудная (рис. 7, *б*) и фазовая (рис 7, *в*) характеристики комплексного вейвлет-спектра. Поверхности $\left|\dot{W}f(T,\tau)\right|$ и $\arg\dot{W}f(T,\tau)$ графически на плоскости изображаются в градациях серого цвета, причем максимальному значению функции соответствует черный цвет, а минимальному – белый.

АВП при анализе сигналов с особенностями интересно, в первую очередь, возможностью использования фазовой характеристики $\arg\dot{W}f(a,b)$.

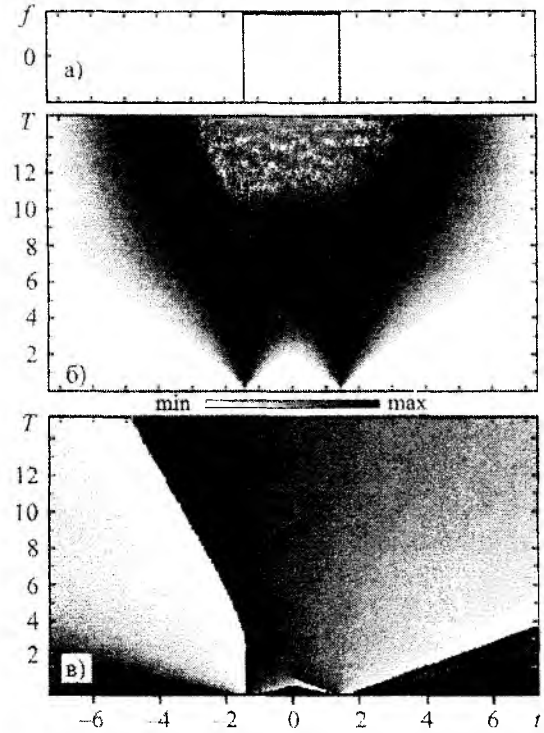


Рис. 7

Так, для слабо выраженной особенности (например, при малом скачке фазы гармонического сигнала), когда на плоскости модуля вейвлет-коэффициентов ее наличие невооруженным глазом определить невозможно, на фазовой характеристике по-прежнему хорошо видно точное положение особенности на оси времени.

Достоинства и недостатки вейвлетных преобразований: 1) Вейвлетные преобразования обладают практически всеми достоинствами преобразований Фурье. Вейвлетные базисы могут быть хорошо локализованными как по частоте, так и по времени. При выделении в сигналах хорошо локализованных разномасштабных процессов можно рассматривать только те масштабные уровни разложения, которые представляют интерес. 2) Вейвлетные базисы, в отличие от преобразования Фурье, имеют достаточно много разнообразных базовых функций, свойства которых ориентированы на решение различных задач. 3) Базисные вейвлеты могут иметь и конечные, и бесконечные носители, реализуемые функциями различной гладкости. Недостатком вейвлетных преобразований является их относительная сложность, зависимость вейвлет-спектра анализируемого сигнала от вида выбранного вейвлета и субъективность выбора вейвлета в каждом конкретном случае. Еще один недостаток НВП заключается в отсутствии обратного преобразования для неортогональных вейвлетов.

Практическое использование вейвлет-преобразований связано, в основном, с дискретными вейвлетами как в силу повсеместного использования цифровых методов обработки данных, так и в силу ряда различий дискретного и непрерывного вейвлет-преобразований.

Вейвлет-анализ целесообразно применять для анализа сложных нестационарных сигналов. Устранение избыточности преобразования может осуществляться на основе двух основных подходов. Во-первых, на вейвлетной плоскости могут оставляться лишь только интересующие нас свойства сигнала, а все остальные – удаляться. Типичным приложением является очистка сигналов от шумов, идентификация объектов и т.д. Другой подход является статистическим и заключается в вычислении распределений и моментов. В зависимости от задачи экспериментатор должен сам решить, какой подход ему применить.

6. Вигнер-анализ сигналов. Преобразование Вигнера, как известно, задается соотношением [35-38]:

$$P_V f(\omega,\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s\left(\tau + \frac{t}{2}\right) s^*\left(\tau - \frac{t}{2}\right) \exp(-i\omega t)\, dt, \qquad (19)$$

где $P_V f(\omega,\tau)$ – функция спектральной плотности (ФСП) ПВ, знак " * " означает операцию комплексного сопряжения. Кроме анализа ФСП ПВ, целесообразно использовать также их скелетон-линии локальных экстремумов модуля ФСП (скелетон состоит из отдельных хребтов) и энергограммы – распределения энергии сигнала по частотам:

$$E_V f(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} P_V(\omega,\tau) d\tau. \qquad (20)$$

Энергию сигнала можно вычислить как

$$W = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \iint P^2{}_V f(\omega,\tau) d\tau d\omega}. \qquad (21)$$

Основным достоинством ПВ является его хорошее время-частотное разрешение. К достоинствам ПВ, а также остальных преобразований класса Коэна можно отнести наличие обратных преобразований, позволяющих восстановить сигнал по известной ФСП.

В то же время ПВ присущи определенные недостатки. Первый из них характерен для всех преобразований класса Коэна и связан с тем, что ФСП этих преобразований в некоторых областях может оказаться отрицательной, что физически корректно интерпретировано быть не может.

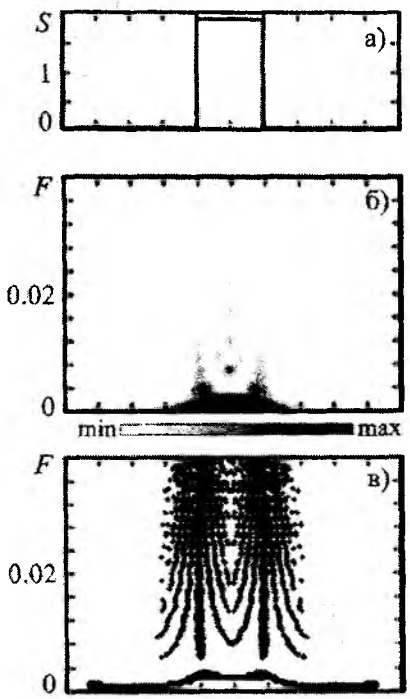


Рис. 8

Второй недостаток состоит в наличии в ФСП интерференционных членов для многокомпонентных сигналов. Однако существует несколько подходов, позволяющих уменьшить интенсивность этих интерференционных членов, используя определенные методы усреднения. Основной метод борьбы с этим недостатком ПВ – введение в преобразование весовых оконных функций во временной и частотной областях. Эта идея реализована в псевдопреобразовании Вигнера (ППВ) и сглаженном псевдопреобразовании Вигнера (СППВ) [38]. Однако время-частотное разрешение ППВ и СППВ по сравнению с разрешением ПВ несколько ухудшается.

В целом ПВ позволяет выявлять время-частотную структуру различных сигналов с особенностями. При этом для получения большего количества достоверной информации о сигнале желательно сравнивать результаты не только со СФ, но и с результатами НВП и АВП.

На рис. 8 ФСП представлены в градациях серого цвета, причем более темный тон соответствует большему значению функции: *а* – сигнал во временной области, *б* – ФСП ПВ, *в* – скелетон ФСП ПВ.

7. Чои–Вильямс-анализ сигналов (ПЧВ). В 1989 г. Чои и Вильямсом [39] было предложено использовать распределение, которое относится к классу преобразований Коэна и позволяет уменьшить влияние интерференции при сохранении полезных свойств ПВ.

ПЧВ сигнала *fit)* задается следующим соотношением (см., например, [1, 40]):

$$P_{CW} f(\tau,\omega) = \sqrt{\frac{\sigma}{4\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(-i\omega t)}{|t|} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(\frac{-(u-\tau)^2 \sigma}{4t^2}\right) f\left(u + \frac{t}{2}\right) f^*\left(u - \frac{t}{2}\right) du dt, \qquad (22)$$

где символ "*" обозначает операцию комплексного сопряжения, c – положительный масштабный коэффициент. Энергию сигнала можно вычислить как

$$W = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\iint P^2_{CW} f(\omega,\tau)d\tau d\omega}. \qquad (23)$$

Практическое значение ПЧВ при анализе сигналов заключается в следующем [40]. Во-первых, оно дает возможность получать более полную информацию о сигнале, чем при использовании других средств, например спектрограмм. Во-вторых, позволяет проводить анализ частотно-временного содержания отдельных особенностей сигнала. В-третьих, представляет интерес анализ соответствующей ФСП сигнала без учета того, является она частотно-временной плотностью сигнала или нет.

Достоинства ПЧВ состоят в хорошей частотно-временной локализации и инвариантности относительно сдвигов фазы, времени и частоты. Его возможности по выявлению частотно-временной локализации сигналов превосходят возможности ДПФ. Основным преимуществом ПЧВ перед ПВ является параметр, регулирующий уровень интерференционных членов. Прием и обработка реальных сигналов всегда сопровождается влиянием помех. Внешние помехи чаще всего представляют собой случайную последовательность импульсов со случайными параметрами, причем они не являются гауссовыми. Для таких помех разномасштабные компоненты в разложении скоррелированны, что приводит к неэффективности линейных методов анализа (таких, как фурье-анализ, вейвлет-анализ и др.). В то же время применение нелинейных преобразований из класса Коэна, в число которых входит и преобразование Чои–Вильямса (ПЧВ), может обеспечить повышение качественных показателей при нелинейной фильтрации помех.

ПВ, будучи квадратичным по исследуемому сигналу, ПЧВ является одним из возможных методов нелинейной обработки сигналов, которая получает все большее распространение. Недостатками ПЧВ являются возникновение интерференции при анализе суммы нескольких сигналов, приводящей к появлению в ФСП ложных экстремумов, а также то, что при уменьшении значения параметра c, управляющего уровнем интерференционных членов, вместе с ними подавляются и локальные особенности сигнала, а следовательно, снижается частотно-временное разрешение.

8. Преобразование Борна–Жордана (ПБЖ). ПБЖ сигнала $f(t)$ определяется соотношением [6]

$$P_{BJ} f(\tau,\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{|t|} \int_{\tau-|t|/2}^{\tau+|t|/2} f(s+\frac{t}{2}) f^*\left(s-\frac{t}{2}\right) ds \exp(-i\omega t)\, dt. \qquad (24)$$

Энергограмма ПБЖ:

$$E_{JB} f(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} P_{JB}(\omega,\tau) d\tau. \qquad (25)$$

ПБЖ – наименее известное из всех обычно используемых преобразований. Оно, как и ПЧВ, является еще одним способом усреднения ПВ с целью снижения уровня интерференционных членов. Подобно ПЧВ, ПБЖ также имеет несимметричность характера подавления интерференции вдоль прямых $\omega = const$ и $\tau = const$. В отличие от ПЧВ ПБЖ лучше подавляет ее во втором случае. К недостаткам ПБЖ можно отнести невозможность управления величиной данного эффекта, а значит, и изменением время-частотного разрешения.

Также для анализа опасных сигналов рекомендуется совместное использование ДПФ, СФ, ПВ, ПЧВ, НВП, АВП, ПБЖ, например в рамках системного спектрального анализа, разработанного украинскими радиофизиками О. В. Лазоренко и Л. Ф. Черногором [41].

9. Преобразование Гильберта–Хуанга. Под преобразованием Гильберта–Хуанга (**Hilbert–Huang transform – HHT) понимается совокупность** эмпирического метода декомпозиции нелинейных и нестационарных сигналов (EMD) и Гильбертов спектральный анализ

(HSA) [42–54]. HHT в целом представляет собой частотно-временной анализ данных (сигналов) и не требует априорного функционального базиса. Функции базиса получаются адаптивно непосредственно из данных процедурами отсеивания EMD. Мгновенные частоты вычисляются от производных фазовых функций Гильбертовым преобразованием функций базиса. Заключительный результат представляется в частотно-временном пространстве.

Большинство естественных материальных процессов в реальных физических системах и соответствующих этим процессам и системам данных в той или иной мере являются нелинейными и нестационарными. Это относится и к естественным шумовым процессам, сопровождающим регистрацию какой-либо полезной информации, и к шумам самой измерительной аппаратуры, особенно высокочувствительной, и к шумам передачи данных по каналам связи. Необходимое условие корректного представления нелинейных и нестационарных данных заключается в том, чтобы иметь возможность формирования адаптивного базиса разложения сигналов, функционально зависимого от содержания самих данных. Такой подход и реализуется в методе EMD.

Заключение

Проанализированы различные частотно-временные распределения сигналов. С позиций технической защиты информации данный обзор преобразований и результаты анализа модельного сигнала актуальны, поскольку в настоящее время в данной области анализ опасных сигналов осуществляется преимущественно в частотной области. Поскольку опасные сигналы, например побочные электромагнитные излучения, являются функцией времени и угловых координат, то для осуществления восстановления сигнала и его анализа необходимо осуществлять именно его частотно-временной анализ. Исключительно частотный анализ сигналов (преобразование Фурье) не позволяет проанализировать восстановленный сигнал во временной области, а соответственно, нет возможности анализа формы сигнала, которая в случае широкополосных и сверхширокополосных сигналов является носителем информации.

Список литературы: 1. *The transforms and applications handbook* / Editor-in-chief, Alexander Poularikas.USA: CRC Press, 1996. 1335 p. 2. *О. В. Лазоренко, С. В. Лазоренко, Л. Ф. Черногор.* Вейвлет-анализ модельных сверхширокополосных сигналов // Успехи современной радиоэлектроники. 2006. №8. С. 47-61. 3. *О. В. Лазоренко, С. В. Лазоренко, Л. Ф. Черногор.* Применение вейвлет-анализа к задаче обнаружения кратковременных знакопеременных и сверхширокополосных процессов // Электромагнитные волны и электронные системы. 2004. Т. 9, №9-10. С. 31-62. 4.*О. В. Лазоренко, Л. Ф. Черногор.* Фрактальные сверхширокополосные сигналы // Радиофизика и радиоастрономия. 2005. Т. 10, №1. С. 62-84. 5. *О. В. Лазоренко, С. В. Панасенко, Л. Ф. Черногор.* Адаптивное преобразование Фурье // Электромагнитные волны и электронные системы. 2005. Т. 10, №10. С. 39-50. 6. *Л. Коэн.* Время-частотные распределения: Обзор // ТИИЭР. 1989. Т. 77, №16. С. 72-120. 7.*И. Добеши.* Десять лекций по вейвлетам. Пер. с англ. Ижевск, НИЦ регулярная и хаотическая динамика, 2001. 8. *I. Daubeches.* Recent Results in Wavelet Applications. Proceedings of SPIE Aerosense Symposium, 1998, pp. 23–31. 9. *I. Daubeches.* Ten Lectures on Wavelets. MIAN, Philadelphia, 1992. 10. *К. Чуи.* Введение в вейвлеты. М.: Мир, 2001. 11. *W. Sweldens.* The Lifting Scheme: A Construction of Second Generation Wavelets. SIAM J. Math. Anal, vol. 29 (1997), №. 2, pp. 511–546. 12. *W. Sweldens.* The Lifting Scheme: A new Philosophy in Biorthogonal Wavelet Constructions. In Wavelet Applications in Signal and Image Processing III. Proc. SPIE 2569, 1995, pp. 68–79. 13. *W. Sweldens.* Wavelets and the lifting scheme: A 5 minute tour. Zeitschrift fьr Angewandte Mathematik und Mechanik, vol. 76 (Suppl. 2) (1996), pp. 41–44. 14. *W. Sweldens.* Wavelets: What Next? Proceedings of the IEEE, vol. 84 (1996), № 4, pp. 680–685. 15. *W. Sweldens, I. Daubechies.* Factoring Wavelet Transforms into Lifting Steps. Fourier Anal. Appl., vol. 4 (1998), №. 3, pp. 247–269. 16. *W. Sweldens, R. Pissens.* Wavelet Sampling Techniques. Proceedings of the Statistical Computing Section, American Statistical Association, pp. 20–29, 1993. 17.*W. Sweldens, P. Schruder.* Building your own Wavelets at Home (in Wavelets in Computer Graphics). ACM SIG-GRAPH Course Notes, 1996, pp. 15–87. 18. I. *Daubechies.* The wavelet transform, time-frequency localization and signal analysis. IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 36 (1990), pp. 961–1005. 19. *И. Дремин, О. Иванов, В. Нечитайло.* Вейвлеты и их использование. Успехи физических наук. 2001. Т. 171, № 5. С. 465–561. 20. *J. Morlet.* Sampling Theory and Wave Propagation in NATO ASI Series. Issues in Acoustic signal / Image processing and recognition. Vol. 1. Berlin, 1983, pp. 233–261. 21. *J. Morlet et al.* Wave Propagation and Sampling Theory // J. Morlet, G. Arens, I. Fourgeau, D. Giard. Geophysics, vol. 47 (1982), pp. 203-236. 22. *В. Воробьев, В. Грибунин.* Теория и практика вейвлет-преобразования. С.-Пб.: Издательство

ВУС, 1999. 23. *I. Dremin.* Continuous Wavelets as a Tool for Correlation Studies. Proceedings of the 8th International Workshop on Multiparticle Production, Hungary, 1998, pp. 287–293. 24. *U. Pen.* Application of Wavelets to Filtering of Noisy Data. In Wavelets: the Key to Intermittent Information? Oxford University Press, 2000. 25. *Д. Галягин. П. Фрик.* Адаптивные вейвлеты (алгоритм спектрального анализа сигналов с пробелами в данных) // Математическое моделирование систем и процессов. 1996. № 6. С. 10. 26. *Л. Новиков.* Адаптивный вейвлет-анализ сигналов // Научное приборостроение. 1998. Т. 9, № 2. С. 35. 27. *В. Малоземов, А. Певный, А. Третьяков.* Быстрое вейвлетное преобразование дискретных периодических сигналов и изображений // Проблемы передачи информации. 1998. Т. 34, № 5. С. 465–561. 28. *H. Agakishiev et al.* Cherenkov Ring Fitting Techniques for the CERES RICH Detectors. Nuclear Instruments And Methods, A371 (1996), pp. 243–247. 29 *H. Agakishiev et al.* Effective Pulse Resolution Algorithms for detectors with Gaussian-Like Signal Shape. JINR Communication E10–97–105, Dubna, 1997. 30. *N. Astafyeva, I. Dremin, K. Kotelnikovol.* Pattern Recognition in High Multiplicity Events. Modern Physics Letters, 1997, A12, pp. 1185–1192. 31. *S. Voloshin, Y. Zhang.* Flow Study in Relativistic Nuclear Collisions by Fourier Expansion of Azimuthal Particle Distributions. Zeitschrift for Physik C Particles and Fields, vol. 70 (1996), pp. 665–671. 32. *Лазоренко О. В., Лазоренко С. В., Черногор Л. Ф.* Вейвлет-анализ нелинейных волновых процессов // Успехи современной радиоэлектроники. 2005. №10. С. 3-21. 33. *Лазоренко О.В., Лазоренко С.В., Черногор Л.Ф.* Вейвлет-анализ модельных сигналов с особенностями. 1. Непрерывное вейвлет-преобразование // Радиофизика и радиоастрон. Т. 12. № 2. С. 182–204. 2007. 34. *Лазоренко О.В., Лазоренко С.В., Черногор Л.Ф.* Вейвлет-анализ модельных сигналов с особенностями. 2. Аналитическое и дискретное вейвлет-преобразование // Радиофизика и радиоастрон. Т. 12. № 3. С. 278–294. 20076. 35. *О. В. Вишнивецкий, В. Ф. Кравченко, О. В. Лазоренко, Л. Ф. Черногор.* Преобразование Вигнера и атомарные функции в цифровой обработке сигналов // Электромагнитные волны и электронные системы. 2006. Т. 11, №6. С. 26-38. 36. *Wigner E. P.* On the quantum correction for thermo-dynamic equilibrium // Phys. Rev. 1932. Vol. 40. P. 749-759. 37. *Малла С.* Вэйвлеты в обработке сигналов: Пер. с англ. М.: Мир, 2005. 671 с. 38. *Auger F., Flandrin P., Goncalves P., Lemoine O.* Time-Frequency Toolbox Reference Guide. Hewston: Rice University, 2005. 180 p. 39. *ChoiH.-J., Williams W J.* Improved Time-Frequency Representation of Multicomponent Signals Using Exponential Kernels // IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process. 1989. Vol 37, No. 6. P. 862-871. 40. *Вишнивецкий О. В., Кравченко В. Ф., Лазоренко О. В., Черногор Л. Ф.* Преобразование Вигнера и атомарные функции в цифровой обработке сигналов // Электромагнитные волны и электронные системы. 2006. Т. 11, №6. С. 26-38. 41. *Лазоренко О. В., Черногор Л. Ф.* Системный спектральный анализ сигналов: теоретические основы и практические применения // Радиофизика и радиоастрономия. 2007. Т. 12, № 2. С. 162-181. 42. *Huang, N.E., Shen, Z., Long, S.R., Wu, M.C., Shih, S.H., Zheng, Q., Tung, C.C., and Liu, H.H.*, The empirical mode decomposition method and the Hilbert spectrum for non-stationary time series analysis, Proc. Roy. Soc. London, A454, 903-995, 1998. 43. *Huang, N.E., Shen, Z., and Long, S.R.*, A new view of water waves-the Hilbert spectrum, Ann. Rev. Fluid Mech., 31, 417-457, 1999. 44. *Flandrin, P.*, Time-Frequency / Time-Scale Analysis, Academic Press, San Diego, 1999. 45. *Huang, N.E., Wu, M.L., Long, S.R., Shen, S.S.P., Qu, W.D., Gloersen, P., and Fan, K.L.*, A confidence limit for the empirical mode decomposition and the Hilbert spectral analysis, Proc. Roy. Soc. London, A459, 2317-2345, 2003. 46. *Huang, N.E., Long, S.R., and Shen, Z.*, The mechanism for frequency downshift in nonlinear wave evolution, Adv. Appl. Mech., 32, 59-111, 1996. 47. *Olhede, S. and Walden, A.T.*, The Hilbert spectrum via wavelet projections, Proc. Roy. Soc. London, A460, 955-975, 2004. 48. *Flandrin, P., Rilling, G., and Goncalves, P.*, Empirical mode decomposition as a filterbank, IEEE Signal Proc. Lett., 11(2), 112-114, 2004. 49. *Nunes, J.C., Guyot, S., and Delechelle, E.*, Texture analysis based on local analysis of the bidimensional empirical mode decomposition, Mach. Vision Appl., 16(3), 177-188, 2005. 50. *Linderhed, A.*, Compression by image empirical mode decomposition, IEEE Int. Conf. Image Process., 1, 553-556, 2005. 51. *Linderhed, A.*, 2D empirical mode decompositions in the spirit of image compression, Wavelet Independ. Compon. Analy. Appl. IX, SPIE Proc, 4738, 1-8, 2002. 52. *Long, S.R.*, Applications of HHT in image analysis, Hilbert-Huang Transform and Its Applications, Interdisciplinary Mathematical Sciences, 5, 289-305, World Scientific, Singapore, 2005. 53. *Huang, N.E., Wu, Z., Long, S.R., Arnold, K.C., Blank, K., and Liu, T.W.*, On instantaneous frequency, Proc. Roy. Soc. London 2006, in press. 54. *Huang, N.E.*, Introduction to the Hilbert-Huang transform and its related mathematical problems, Hilbert-Huang Transform and Its Applications, Interdisciplinary Mathematical Sciences, 5, 1-26, World Scientific, Singapore, 2005.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 13.10.2009

УДК 621.385.6

Г. С. ВОРОБЬЕВ, д-р физ.-мат. наук, М. В. ПЕТРОВСКИЙ, канд. физ.-мат. наук, А. А. РЫБАЛКО, Ю. В. ШУЛЬГА

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ВОЛН РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ НА ПЛАНАРНЫХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СТРУКТУРАХ

Введение

Проблема создания новых модификаций приборов КВЧ диапазона с улучшенными выходными параметрами является актуальной [1]. Особое внимание уделяется разработке низковольтных усилителей и генераторов миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов длин волн в интегральном исполнении. Перспективными являются периодические металлодиэлектрические структуры (МДС), образованные, например, ленточной металлической решеткой, нанесенной на слой диэлектрика [2] (современные технологии позволяют изготавливать МДС с микронным периодом). В отличие от отражательной металлической решетки, такие системы имеют ряд специфических особенностей, связанных с возбуждением черенковского и дифракционного излучений. Кроме того, в МДС возможен режим возбуждения аномального дифракционного излучения (АДИ), которое, подобно черенковскому излучению, возникает только в диэлектрике [3] при значительно меньших скоростях электронного потока. До настоящего времени основное внимание уделялось экспериментальному исследованию многосвязных открытых резонаторов и волноводов с МДС [4], что в значительной мере затрудняло физическую трактовку полученных результатов без знания электродинамических характеристик МДС, как автономного формирователя пространственных волн.

В данной работе в приближении заданного тока проведен краткий анализ возможных режимов излучений в системе, образованной периодической структурой, нанесенной на диэлектрический слой конечной толщины. Численно и экспериментально исследованы модели черенковского и дифракционного излучений, реализованные посредством замены волны пространственного заряда электронного потока поверхностной волной диэлектрического волновода (ДВ). Обсуждается возможность практического использования изученных режимов возбуждения пространственных гармоник волн в практических устройствах КВЧ.

Анализ основных режимов возбуждения электронным потоком пространственных волн излучения на планарной МДС

Рассматривается планарная электродинамическая система (рис. 1), которая образована поверхностью $z=-a$ ленточной периодической структуры (период – l, ширина лент – d), нанесенной на диэлектрический слой, вблизи МДС движется монохроматический электронный поток (ЭП) с плотностью заряда $\rho=\rho_0\delta(z-a)e^{i(ky-\omega t)}$. Здесь обозначено: ρ_0 – поверхностная плотность заряда; $\delta(z-a)$ – дельта-функция; $\Delta_\varepsilon=\delta_0-a$ – толщина диэлектрика с проницаемостью ε; $k=\omega/\upsilon_0$ – волновое число; ω – частота излучения; υ_0 – начальная скорость электронов.

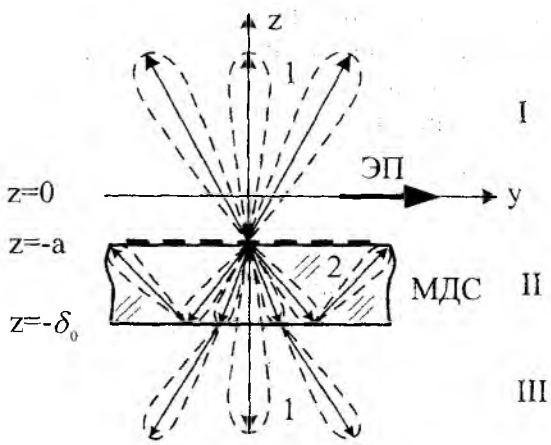


Рис. 1

Лучи 1 соответствуют дифракционному излучению (ДИ), уходящему в свободное пространство, лучи 2 соответствуют режимам черенковского излучения (ЧИ) и АДИ.

которые сосредоточены в слое диэлектрика и за счет полного внутреннего отражения от боковых поверхностей могут выходить в свободное пространство через торцы МДС.

Электромагнитное поле в областях I ($z > -a$), II ($-\delta_0 < z < -a$), III ($z < -\delta_0$) представляется в виде [2]:

$$\begin{aligned}
\vec{H}^{I} &= \vec{H}_c + \vec{i}\sum_n \left[A_n e^{iq_n(z+a)} + B_n e^{-iq_n(z-b)} \right] e^{ik_n y}, \\
\vec{H}^{II} &= \vec{i}\sum_n \left[C_n e^{-iq_{n\varepsilon}(z+a)} + D_n e^{iq_{n\varepsilon}(z+\delta_0)} \right] e^{ik_n y}, \\
\vec{H}^{III} &= \vec{i}\sum_n F_n e^{-iq_n(z+\delta_0)} e^{ik_n y}, \\
\vec{E} &= \vec{i}\,\frac{c}{\omega} rot\vec{H},
\end{aligned} \tag{1}$$

где $\vec{H}_c = \vec{i}\beta F sign z e^{-q|z|+iky}$ – собственное поле ЭП в свободном пространстве; A_n, B_n, C_n, D_n, F_n – Фурье-компоненты дифракционного поля, $F = 2\pi\rho_0$, $q = k\sqrt{1-\beta^2}$, $q_n = k\theta_n = k\beta\sqrt{1-\tau_n^2}$, $q_{n\varepsilon} = k\theta_{n\varepsilon} = k\beta\sqrt{\varepsilon-\tau_n^2}$, $\beta = \upsilon_0/c$ – относительная скорость ЭП; c – скорость света; $\tau_n = (\eta + n)/\kappa$, $\eta = \kappa/\beta$, $\kappa = l/\lambda$, λ – длина волны излучения, $k_n = k + 2\pi n/l$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$ – номер пространственной гармоники.

В зависимости от параметров κ, β, ε электромагнитные поля (1) состоят из суммы пространственных излучаемых и поверхностных гармоник. Неизвестные Фурье-компоненты дифракционного излучения, представляющие собой амплитуды пространственных гармоник полей, определяются из решения электродинамической задачи, удовлетворяющей точным граничным условиям на поверхности диэлектрика и граничным условиям Леонтовича на металлической поверхности. Полученная система функциональных уравнений известным методом задачи Римана – Гильберта сводится к решению бесконечной системы линейных алгебраических уравнений относительно неизвестных коэффициентов X_n, которые напрямую связаны с амплитудами пространственных гармоник искомого поля [2]. В дальнейшем методом редукции получают систему для конечного числа слагаемых, что позволяет численными методами определить влияние параметров электродинамической системы на основные характеристики дифракционно-черенковского излучения.

В частности, из анализа электромагнитных полей (1) следует, что пространственные гармоники ДИ, выходящие из диэлектрика, возбуждаются при тех же условиях, что и в структурах с отражательной дифракционной решеткой [2]:

$$\frac{\kappa}{|n|+\kappa} \le \beta \le \frac{\kappa}{|n|-\kappa}, \quad \gamma_{n\varepsilon} = \arccos\frac{\eta + n}{\kappa\sqrt{\varepsilon}}. \tag{2}$$

При условиях (2) ДИ возбуждается в двух направлениях (рис. 1): в пространство **I** и через слой диэлектрика II в пространство III. Для заданного параметра κ с изменением скорости электронов угол ДИ изменяется в широком интервале – от 0 до значений $\pm\pi$. Если $\kappa = |n|\beta$, то ДИ направлено под углом 90° к поверхности дифракционной решетки и одновременно присутствует в областях I, III (рис. 1). Плотность энергии ДИ и симметрия направления углов излучения относительно границы раздела $z = -a$ зависят от ε, поскольку угол $\gamma_{n\varepsilon}$ в диэлектрике больше угла излучения γ_n в вакууме. При определенных условиях несимметричность углов излучения приводит к полному внутреннему отражению ДИ от границы диэлектрика (рис. 1, лучи 2). Такой режим возбуждения получил название аномального ДИ и подробно описан в [3].

Для заданных параметров к пространственные гармоники АДИ возбуждаются в двух интервалах относительной скорости электронного потока

$$\frac{\kappa}{|n|+\kappa\sqrt{\varepsilon}} \le \beta \le \frac{\kappa}{|n|+\kappa}, \qquad \frac{\kappa}{|n|-\kappa} \le \beta \le \frac{\kappa}{|n|-\kappa\sqrt{\varepsilon}}. \tag{3}$$

Следовательно, аномальное ДИ, как и черенковское излучение, распространяется только в диэлектрике и не наблюдается в свободном пространстве. В отличие от черенковского излучения, которое возбуждается в диэлектрике под углом $\gamma_{0\varepsilon} = \arccos\left(1/\beta\sqrt{\varepsilon}\right)$ при значениях $\beta > 1/\sqrt{\varepsilon}$, аномальное ДИ возбуждается при скоростях ЭП $\beta < 1/\sqrt{\varepsilon}$ в двух узких интервалах углов (2), направления которых определяются условиями (3). Таким образом, в диэлектрическом слое МДС может возбуждаться объемная электромагнитная волна аномального ДИ, которая распространяется либо в направлении движения ЭП, либо в обратном направлении. При этом внутри диэлектрика МДС электромагнитное поле (1) объемной волны АДИ определяется суперпозицией пространственных гармоник с амплитудами C_n, D_n, а на границах МДС $z = -a$, $z = -\left(a + \delta_0\right)$ электромагнитное поле АДИ со стороны свободного пространства затухает и распространяется в виде поверхностных волн пространственных гармоник с амплитудами A_n, F_n.

Если период МДС $l \ge 0{,}5\lambda/\sqrt{\varepsilon}$, то при условиях излучения (3), ЭП может одновременно возбуждать несколько пространственных гармоник аномального ДИ (многолучевое АДИ). При черенковских скоростях электронов одновременно с многолучевым АДИ возбуждаются (под другими углами) пространственные гармоники ЧИ, т.е. в диэлектрике образуется смешанное дифракционно-черенковское излучение (ДЧИ). При совместном выполнении условий (2), (3) и $\varepsilon\beta^2 \ge 1$ также возбуждается ДЧИ с пространственными гармониками классического ДИ, в этом случае МДС фильтрует дифракционный спектр излучения, не пропуская в свободное пространство гармоники черенковского и дифракционного излучений.

Методика численного и экспериментального моделирования

В настоящее время наиболее распространенным из численных методов моделирования электромагнитных явлений для широкого класса электродинамических систем является метод конечных разностей [5, 6], который использовался в данной работе. Суть метода заключается в том, что для построения конечно-разностной схемы используется система уравнений Максвелла в частных производных с учетом материальных уравнений в заданной системе координат. При переходе от непрерывного континуума по пространству и времени к дискретному используется пространственно-временная дискретизация, которая заключается в покрытии равномерной сеткой всего пространства вычислений для произвольного текущего момента времени. Для определения значений пространственных производных в каждом узле сетки используют информацию об искомой компоненте поля в соседних узлах сетки разбиения. С учетом минимизации вычислительной неустойчивости более предпочтительной оказывается трехточечная аппроксимация производных или применение шаблона типа крест [6].

Экспериментальное моделирование пространственных волн в МДС было реализовано путем применения метода идентификации свойств волны пространственного заряда ЭП с поверхностной волной диэлектрического волновода, который подробно изложен и обоснован в [2]. Данный метод нашел широкое применение для изучения электродинамических характеристик открытых резонаторов и волноводов с периодическими структурами [4]. Однако схема его реализации зависит от вида изучаемого объекта и требует определенной модернизации измерительной части установки.

Экспериментальная модель МДС и схема ее включения в измерительный СВЧ тракт, обеспечивающий контроль электродинамических характеристик в диапазоне частот

$f = 53-80$ *ГГц* показаны на рис. 2: диэлектрическая призма 1, с нанесенной на ее боковую поверхность ленточной дифракционной решеткой 2, крепилась на специальном юстирующем устройстве, которое позволяло осуществлять пространственную ориентацию объекта по осям x, y, z с точностью $\pm 0{,}1$ *мм*. Диэлектрический волновод 3 включался в согласующие переходы 4, которые через волноводы сечением $3{,}6 \times 1{,}8$ *мм*^{2} были сопряжены со стандартным измерительным СВЧ трактом, позволяющим контролировать основные волноводные характеристики: *КСВ* и коэффициенты прохождения ($K_П$) мощности. Пространственные характеристики волн (диаграммы направленности излучения) определялись методом подвижной антенны [7], выполненной в виде рупора 5 с выходом на индикаторное устройство амплитуды излучаемого поля. Рупор располагался в плоскости yz и закреплялся на специальной штанге, что обеспечивало регистрацию угловых величин с точностью $\Delta\varphi = \pm 0.5°$. Сигнал с индикатора поступал на самописец, запись с которого проходила компьютерную обработку по построению диаграмм направленности излучения, наблюдаемых под углами φ в свободном пространстве.

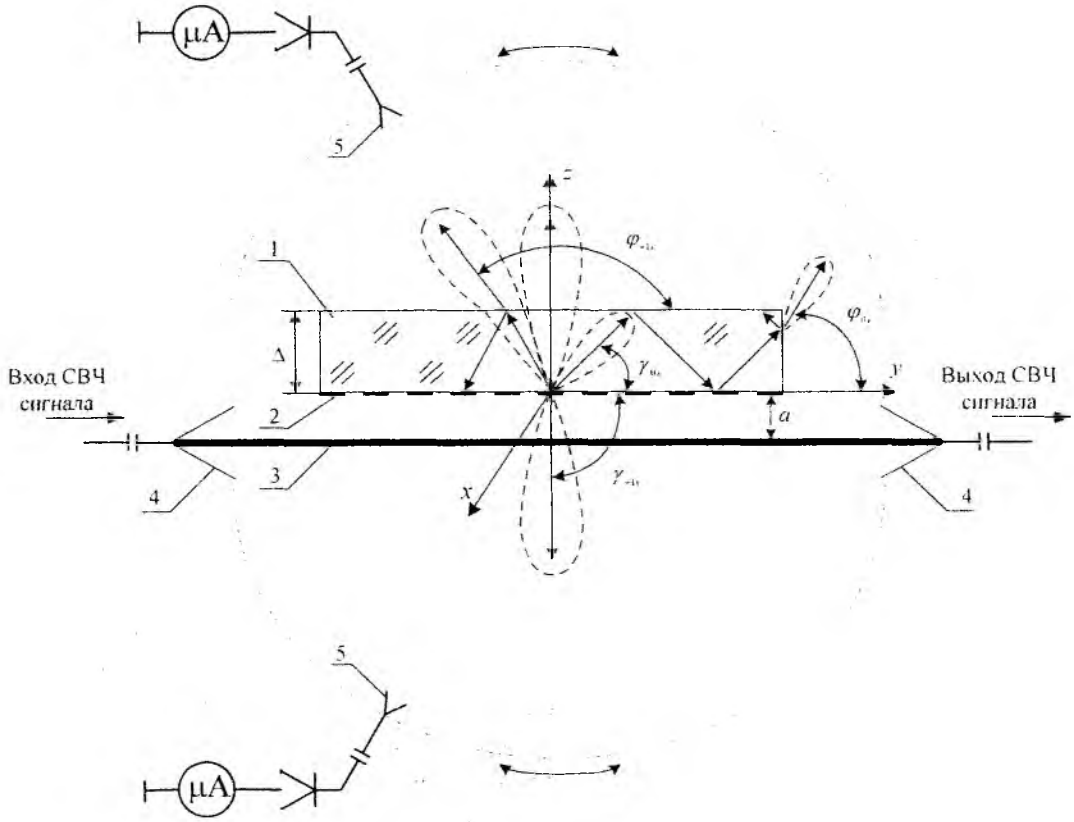


Рис. 2

Перед началом цикла измерений проводилась предварительная настройка и калибровка волноведущей системы (согласующие рупора – ДВ), которая заключалась в максимальном ее согласовании с измерительным трактом ($КСВ = 1{,}1-1{,}2$, $K_П = 0{,}8-0{,}9$), а также в определении относительной скорости волны в волноводе $\beta_в = \dfrac{v_ф}{c}$ ($v_ф$ – фазовая скорость) и уровня паразитного излучения от согласующих рупоров. Для этих целей использовалась стандартная аппаратура по измерению характеристик волноводного тракта, в который включался диэлектрический волновод с калибровочной отражательной дифракционной решеткой, рассчитанной на центральную частоту заданного диапазона. Интервал значений $\beta_в = 0{,}595 \div 0.810$ варьировался путем применения в исследованиях серии ДВ с различными ε и сечениями, а

ориентировочное значение прицельного параметра (расстояния ДВ – ленточная ДР) определялось по минимальному искажению лепестка диаграммы направленности излучения на центральной частоте.

После проведения предварительных измерений отражательная ДР заменялась МДС с заданными параметрами l, к, $\beta_в$, ε и коэффициентом заполнения $u = \cos\frac{\pi d}{l}$, которые определялись по диаграммам Бриллюэна [2] и соотношениям (2), (3). Экспериментальные образцы МДС были реализованы на основе прямоугольных фторопластовых призм ($\varepsilon = 2{,}05$) с поперечными размерами 54×60 *мм*² для трех значений Δ: $\Delta_1 \approx \lambda/4$, $\Delta_2 \approx \lambda/2$, $\Delta_3 \approx 4\lambda$. Поперечные размеры призм примерно соответствовали апертурам зеркал открытых резонаторов, спектры которых в последующем исследовались при внесении в них МДС. Требуемая точность нанесения ленточной ДР на плоскость призмы достигалась применением процесса фотолитографии, обеспечивающего погрешность по периоду и ширине лент $\pm 0{,}01$ *мм*.

В частности, реализованные в эксперименте и используемые при численном анализе параметры МДС для трех основных режимов возбуждения пространственных волн на центральной частоте диапазона приведены в таблице.

Из таблицы видно, что основные режимы излучений реализуются в двух интервалах значений относительных скоростей: $\beta_в = 0{,}78 \div 0{,}81$ (режимы черенковского и дифракционно-черенковского излучений) и $\beta_в = 0{,}59 \div 0{,}61$ (режим аномального дифракционного излучения). Это дает возможность с помощью двух ДВ перекрыть необходимый интервал $\beta_в$ в заданном диапазоне частот. Значения u выбирались из условия максимальной мощности излучения на основных гармониках заданного режима возбуждения пространственных волн.

№ п/п	Режим возбуждения пространственных волн	l, *мм*	d, *мм*	к	u	$\beta_в$
1	черенковский $n = 0$ - в диэлектрик	1,17	0,39	0,30	+0,5	$0{,}78 \div 0{,}81$
2	дифракционно-черенковский $n = 0, -1, -2$ - в диэлектрик $n = -1$ - в свободное пространство	3,07	1,541	0,79	0	$0{,}78 \div 0{,}81$
3	аномальный дифракционный $n = -1$ в диэлектрик	1,36	1,08	0,35	-0,8	$0{,}59 \div 0{,}61$

На рис. 3 для первых двух вариантов выполнения МДС приведены расчетные значения углов излучения γ (сплошные линии) и углов преломления φ (пунктир), полученные путем использования законов лучевой оптики [8]. Третий вариант МДС исследовался в интервале значений $\beta_в = 0{,}59 \div 0{,}61$, что позволило выделить режим АДИ на гармонике $n = -1$. Углы излучения данного режима на рис. 3 не показаны, поскольку они практически совпадают с углами излучения АДИ на гармонике $n = -2$ (графики 3).

Из рис. 3 видно, что углы излучения в диэлектрик пространственных гармоник ДЧИ находятся в интервале значений $\gamma_{n\varepsilon} = 25 \div 180°$. Причем для гармоники с $n = -1$, излучаемойв диэлектрик, не выполняется закон полного внутреннего отражения на противоположной грани призмы, в результате чего после преломления она излучается в свободное пространство и ведет себя аналогично гармонике с $n = -1$, излучаемой от решетки в верхнее полупространство (рис. 1).

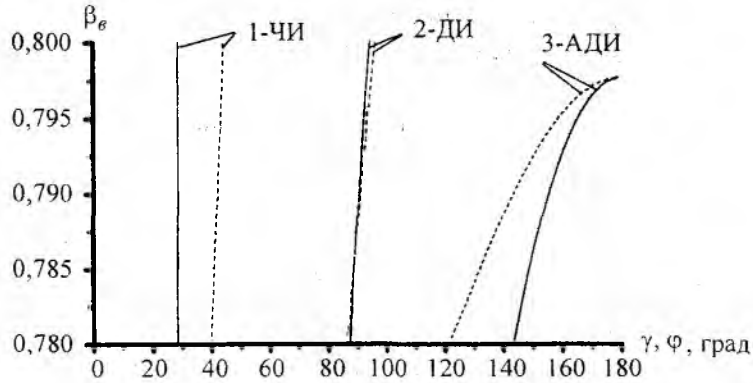


Рис. 3

Следует отметить, что гармоники АДИ с номерами $n=-1$ и $n=-2$ соответственно, излучаемые в диэлектрик, из-за полного внутреннего отражения на боковых поверхностях, в свободное пространство излучаются с торцов призмы, преломляясь на их гранях, и существуют не во всем диапазоне изменения $\beta_в$, что необходимо учитывать при проведении экспериментов.

Результаты численного и экспериментального моделирования пространственных характеристик МДС

В результате проведения серии экспериментов на МДС толщиной $\Delta \approx \lambda/4 \div 4\lambda$ установлено, что для режимов моделирования ЧИ и ДИ максимальная интенсивность диаграмм направленности излучения наблюдается при толщине призмы, превышающей в несколько раз длину волны, что можно объяснить минимальным количеством переотражений лучей до выхода из поверхности призмы. С уменьшением толщины призмы до значений $\Delta < \lambda$ большая часть энергии распространяется в окружающем пространстве, и диэлектрический слой с решеткой выполняет функцию антенны, излучающей энергию вдоль продольной оси системы [9].

В частности, на рис. 4, *а*, *б*, для $\Delta > \lambda$ в относительных единицах мощности $P/P_{\max}$ ($P_{\max}$ - максимальная мощность гармоники излучения с индексом n) представлены типичные диаграммы численного и экспериментального моделирования излучений пространственных волн в МДС, параметры которых приведены в таблице для заданных интервалов относительной скорости поверхностной волны ДВ: *а* – черенковский и АД режимы излучения; *б* – дифракционно-черенковский режим излучения (1 – эксперимент, 2 – теория). Из графиков видно, что для всех режимов экспериментального моделирования (графики 1 – сплошные линии) наблюдаются диаграммы направленности излучения в области углов, соответствующих приближенным оценкам (рис. 3) и результатам численного анализа методом конечных разностей (графики 2 – пунктирные линии). Причем преобладающими и примерно равными по интенсивности в исследуемых режимах являются черенковская и минус первая (излучаемая через диэлектрик в свободное пространство) дифракционная гармоники, что обусловлено заданным значением коэффициента заполнения решетки $u=0$, определяющим условие максимальной плотности энергии гармоники с $n=-1$ при излучении по нормали. Дифракционная гармоника с $n=-2$ $(\varphi_{-2_\Sigma} \approx 140)^\circ$ имеет уровень интенсивности на порядок меньший, чем основная гармоника, и на рис. 4, *б* проявляется в виде фонового излучения, которое может быть также связано с переизлучением собственных волн диэлектрического слоя [9]. Для значений $\Delta < \lambda$ амплитуды таких волн могут быть сравнимы с амплитудами пространственных волн, что необходимо учитывать при постановке экспериментальных исследований с МДС в планарном тонкопленочном исполнении. Наблюдаемые искажения в основных лепестках диаграмм направленности излучений связаны с несогласованностью торцов призм со свободным пространством, а отличие результатов численного анализа от эксперимента обусловлено приближенностью теоретической модели, которая не учитывает конечной проводимости ленточной решетки, а также технологические погрешности при изготовлении МДС.

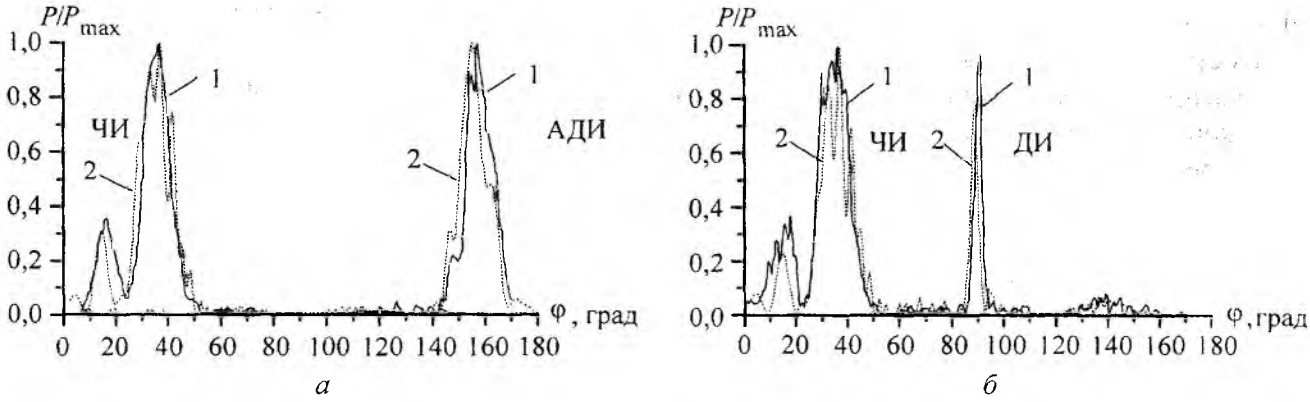


Рис. 4

Анализ возможности использования режимов дифракционно-черенковского излучения в практических схемах устройств КВЧ

Проведенный анализ пространственных характеристик МДС позволяет рассмотреть возможности применения их при реализации новых модификаций устройств электроники и техники КВЧ, примеры которых представлены на рис. 5: *а* – ГДИ; *б* – ЛОВ; *в* – усилитель на эффекте Смита-Парселла; *г* – генератор на эффекте АДИ (1 – ЭП, 2 – периодическая структура типа «гребенка», 3 – МДС, 4 – экран (зеркало), 5 – устройство ввода (вывода) энергии).

Так, например, при параметрах системы $\varepsilon = 25$, $\kappa = 0,3$, $\beta = 0,3$ электронный поток возбуждает ДИ под углами $90°$. Такой режим излучения может быть использован в открытом резонаторе при реализации модификации ГДИ с МДС (рис. 5, *а*). При этом за счет взаимодействия ЭП с полями МДС и отражательной решетки повышается эффективность модуляции электронов в пространстве взаимодействия и происходит суммирование, при соответствующем подборе фаз, излучений от структур 2, 3. Кроме того, в [10] показано, что электродинамические свойства такой системы, по сравнению с ОР без МДС, обладают качественно новыми свойствами. Путем изменения толщины диэлектрического слоя и параметров ДР возможна реализация режимов затухания энергии в резонаторе либо увеличения амплитуды колебаний и их селекции, что свидетельствует о возможности построения на базе МДС различных функциональных устройств КВЧ: фильтров, стабилизаторов частоты; устройств вывода энергии; высокостабильных полупроводниковых генераторов.

При параметрах МДС $\varepsilon = 25$, $\kappa = 0,2$, $\beta = 0,25$ в диэлектрике под углом $\gamma_{0\varepsilon} \approx 37°$ будет возбуждаться основная ($n = 0$) гармоника ЧИ, а в свободном пространстве под скользящим углом $\gamma_{-1\varepsilon} \approx \pi$ - основная ($n = -1$) гармоника ДИ, которая фактически является поверхностной обратной волной. Данный режим может быть использован при реализации ЛОВ (рис. 5, *б*).

В [11] проанализирована возможность создания усилителя на эффекте Смита – Парселла с диэлектрическим слоем, через который возможен вывод энергии в нагрузку. Эффективность такой системы можно повысить путем использования МДС (рис. 5, *в*) со следующими параметрами: $\varepsilon = 25$, $\kappa = 0,2$, $\beta = 0,18$. В этом случае в диэлектрике под углом $\gamma_{-1\varepsilon} \approx 84°$ возбуждается основная ($n = -1$) гармоника ДИ, а угол излучения в свободном пространстве $\varphi_{-1} \approx 60°$ примерно соответствует углу излучения с отражательной ДР 2. Реализация такого режима возбуждения МДС в открытом волноводе позволяет организовать бегущую вдоль его оси волну и вывод энергии через диэлектрический слой.

Перспективным, с точки зрения реализации низковольтных источников колебаний миллиметрового диапазона волн, является режим АДИ, который может быть реализован по схеме рис. 5, *г*. Например, из неравенств (3) следует, что для возбуждения в МДС с параметрами $\varepsilon = 25$, $l = 0,4$ *мм*, $\kappa = 0,1$ основной пространственной гармоники АДИ ($\lambda = 4$ *мм*) требуется источник питания с напряжением $0,4\ кВ \le U \le 10\ кВ$ (такие источники используются в ГДИ [2]).

При этом в интервале напряжений $0,4\,кВ \le U \le 2\,кВ$ АДИ возбуждается под острым углом и распространяется в диэлектрике в направлении движения ЭП, а при $3\,кВ \le U \le 10\,кВ$ – излучается и распространяется в противоположном направлении. Приведенные параметры МДС и источников питания вполне реализуемы на базе существующих технологий электровакуумных приборов КВЧ.

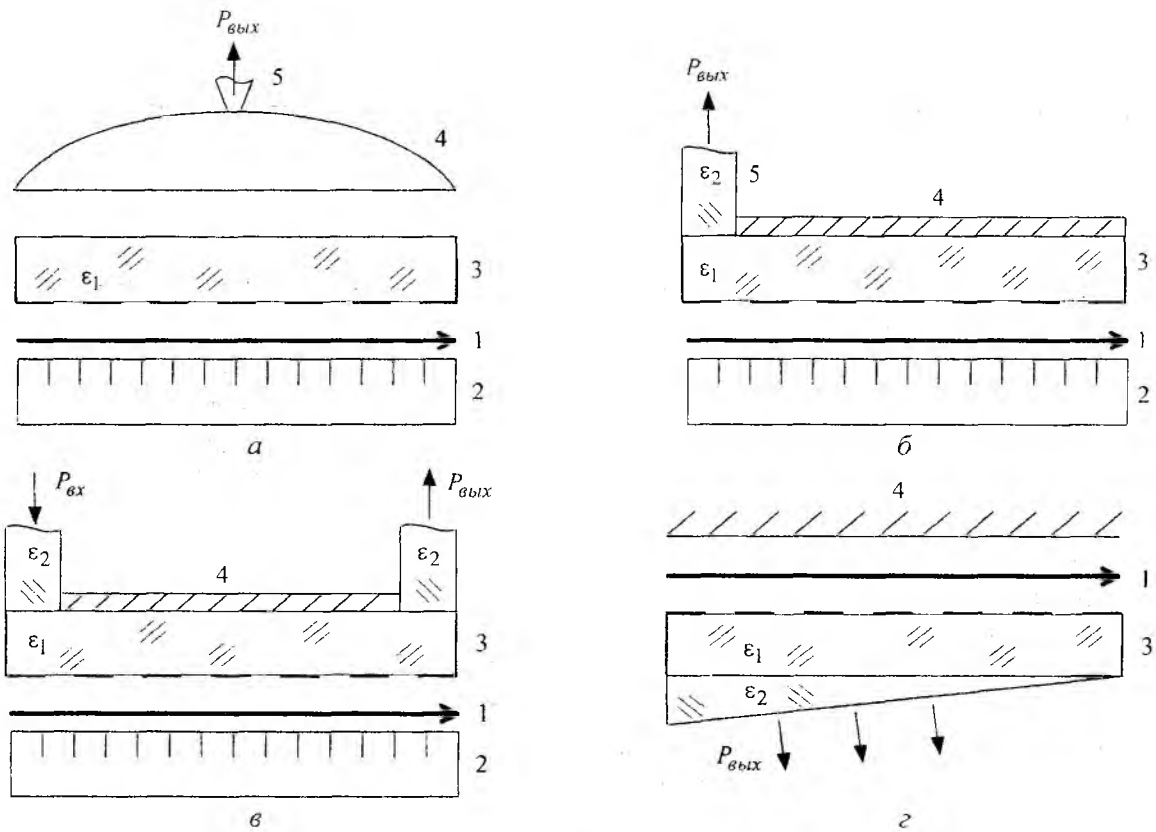


Рис. 5

Выводы

Численно и экспериментально промоделированы основные режимы возбуждения пространственных волн черенковского и дифракционного излучений на периодических металлодиэлектрических структурах и рассмотрены возможности их реализации в практических устройствах КВЧ.

1. Методом заданного тока определены интервалы значений электродинамических параметров системы, в которых возможны режимы реализации черенковского, дифракционного и аномального дифракционного излучений.

2. Описана методика численного и экспериментального моделирования пространственных характеристик излучающих систем при возбуждении их поверхностной волной диэлектрического волновода, установлена степень корреляции результатов численного счета и эксперимента.

3. Проанализированы возможности использования различных режимов возбуждения пространственных волн в практических схемах устройств КВЧ, которые могут быть реализованы путем применения существующих технологий.

Список литературы: 1. *Perspectives* of application of new modifications of resonant quasi-optical structures in EHF equipment and electronics / G. S. Vorobyov, M. V. Petrovsky, A. I. Ruban, at all // Telecommunications and Radio Engineering. 2007. №66(20). P. 1839-1862. 2. *Шестопалов В. П.* Генераторы дифракционного излучения. К.: Наук. думка, 1991. 320 с. 3. *Аномальное* дифракционное излучение в планарной резонансной структуре с металлодиэлектрической решеткой / Г. С. Воробьев, М. В. Петровский, А. И. Цвык и др. // Вісник СумДУ. Сéрія Фізика, математика, механіка. 2005. №4(76). С. 159-173. 4. *Моделирование* черен-

ковского и дифракционного излучений на периодических металлодиэлектрических структурах (обзор) / Г. С. Воробьев, А. С. Кривец, М. В. Петровский и др. // Вісник СумДУ. Сер. Фізика, математика, механіка. 2003. №10(56). С.110-130. 5. *Сиренко Ю. К.* Моделирование и анализ переходных процессов в открытых периодических, волноводных и компактных резонаторах. Харьков: ЭДЭНА, 2003. 363 с. 6. *Чурюмов Г. И., Максимов И. С., Еремеев Д. Б.* Математическое моделирование электромагнитных явлений методом конечных разностей. 1. Общие положення // Радиотехника. 2003. №135. С. 7-14. 7. *Шестопалов В. П.* Физические основы миллиметровой и субмиллиметровой техники. Т.1.: Открытые структуры. К.: Наук. думка. 1985. 216 с. 8. *Вайнштейн Л. А.* Открытые резонаторы и открытые волноводы. М.: Сов. радио, 1966. 475 с. 9. *Воробьев Г. С.* Волновое моделирование черенковского и дифракционного излучений в пространственно ограниченных металлодиэлектрических структурах // Радиотехника 2000. Вып. 116 С. 12-20. 10. *Воробьев Г. С., Петровский М. В., Кривец А. С.* О возможности применения квазиоптических открытых резонансных металлодиэлектрических структур в электронике КВЧ // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2006. Т. 49, №7. С. 56-61. 11. The Smith-Pursell effect amplification of the electromagnetic waves in an open waveguide with a metal-dielectric layer / G. S.Vorobyov, A. S. Krivets, M. V. Petrovsky., at all // Telecommunications and Radio Engineering. 2003. №59(10,11, and 12). P. 80-92.

Сумский государственный университет

Поступила в редколлегию 13.10.2009

УДК 621.371.34

О. Л. ПАВЛОВА, В. А. ПЕТРОВ, канд.физ.-мат. наук, С. А. ШЕЙКО, канд. техн. наук

О КОРРЕКЦИИ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ, ПОЛУЧЕННЫХ СКАНИРОВАНИЕМ ДИАГРАММ НАПРАВЛЕННОСТИ ПРИЕМНЫХ АНТЕНН

Введение

Несмотря на многочисленные теоретические и экспериментальные исследования до настоящего времени нет достаточно убедительной интерпретации сложных явлений, наблюдаемых при рассеянии волн за радиогоризонт. Поэтому особый интерес представляют экспериментальные данные, позволяющее получить представление о пространственной структуре источников вторичного излучения при разных состояниях тропосферы. Такую возможность дают, в частности, экспериментальные данные о диаграммах направленности (ДН) приемных антенн на закрытых тропосферных трассах [1, 2], полученные при их быстром сканировании в азимутальной плоскости. Эти диаграммы сильно отличаются от ДН антенн в свободном пространстве и несут информацию об источниках вторичных волн в объеме рассеяния. Записи «мгновенных» ДН в работах [1, 2, 3] можно рассматривать как радиоизображения этих источников с дифракционно-ограниченной четкостью. Каждое такое изображение представляет собой свертку $I(z)$ функции $A(z)$, описывающей вторичные источники, с импульсной реакцией фокусирующей системы $G(z)$, причем $G(z)$ соответствует ДН приемной антенны в свободном пространстве.

Чтобы найти пространственную структуру источников $A(z)$, нужно решить интегральное уравнение

$$\int_{-\infty}^{\infty} A(\xi)\cdot G(\xi - z)\,d\xi = I(z), \qquad (1)$$

или в краткой записи:

$$A(z) * G(z) = I(z),$$

где знак $*$ обозначает операцию интегральной свертки. При обработке экспериментальных данных правая часть уравнения (1) и ядро свертки $G(z)$ заданы с ограниченной точностью и задача оказывается некорректной [4].

В данной работе рассматриваются условия получения одного из возможных приближенных решений уравнения (1) с помощью итерационного алгоритма Ван-Циттерта [5] и приводятся результаты обработки радиоизображений протяженных источников радиоволн с целью выявления характерных структурных особенностей.

Пеленгационная характеристика и диаграмма направленности

Апертурную антенну формально можно рассматривать как линейный оператор, осуществляющий преобразование Фурье, или линейный фильтр пространственных частот. Тогда в выражении (1) $G(z)$ – импульсная реакция фильтра, или диаграмма направленности антенны в свободном пространстве. На практике о диаграмме направленности судят по реакции $U(\theta)$ системы, состоящей из антенны и приемного устройства, на изменение угла прихода радиоволн θ. Зависимость напряжения U на выходе приемника от θ принято называть пеленгационной характеристикой.

Трудность точной интерпретации экспериментальных данных состоит в том, что пеленгационная характеристика $U(\theta)$ и диаграмма направленности $G(\theta)$ в общем случае не совпадают, причем это не связано с нелинейностью приемника и выходных устройств.

Линейная обработка импульсного сигнала в приемнике, как правило, преследует цель получения наибольшего отношения «сигнал/шум» путем согласованной фильтрации. При точном согласовании частотная характеристика фильтра $K(\omega)$ совпадает с комплексно-

сопряженным спектром сигнала $g^*(\omega)$, а спектр отклика фильтра с точностью до постоянного множителя C описывается выражением

$$g_{вых}(\omega) = K(\omega) \cdot g(\omega) = C \cdot g(\omega) \cdot g^*(\omega) = C \cdot |g(\omega)|^2 .$$

В этом случае максимальное импульсное напряжение U_m на выходе приемника пропорционально энергии импульса, а $U_m(\theta)$ соответствует диаграмме направленности по мощности $G_2(\theta)$. В другом предельном случае, когда $K(\omega) = const$ в полосе частот сигнала, напряжение на выходе $U(\theta)$ пропорционально диаграмме направленности по напряженности поля $G_1(\theta)$.

В оптике для когерентного и некогерентного освещения различают импульсные реакции фокусирующих систем по амплитуде и по интенсивности, но в обоих случаях связь источников излучения $A(\theta)$ с их изображениями в фокальной плоскости $I(\theta)$ описывается уравнением свертки [6]

$$A(\theta) * G(\theta) = I(\theta). \qquad (2)$$

Применяя операцию преобразования Фурье к левой и правой частям уравнения (2), получим

$$\tilde{A}(q) \cdot \tilde{G}(q) = \tilde{I}(q), \qquad (3)$$

где знак ~ обозначает Фурье-образ (спектр) соответствующей функции, а q пропорционально $1/\theta$. Одна и та же оптическая система имеет разные угловые разрешающие способности $G(\theta)$ и разные частотные характеристики $\tilde{G}(q)$ при когерентных и некогерентных источниках света [6].

В радиотехнических системах точное согласование приемного устройства с сигналом не достигается. Частотная характеристика фильтрующих цепей несколько шире, чем спектр сигнала $g(\omega)$. Но мы полагаем, что в выходном напряжении приемника присутствует составляющая, пропорциональная мощности сигнала, а ширина спектра $\tilde{G}(q)$ соответствует диаграмме направленности по мощности.

Наша задача состоит в вычислении $A(\theta)$ с той точностью, которая может быть достигнута при неточно известных правой части уравнения (2) и ядре свертки $G(\theta)$. В зависимости от вида ядра $G(\theta)$ задача либо не имеет решений, либо имеет приближенные «регуляризированные решения» [4]. Например, если $G(\theta) \sim \sin x / x$, то изображение $I(\theta)$ не поддается коррекции без привлечения дополнительной информации. Если $G(\theta) \sim \sin^2 x / x^2$, то, как показано ниже, возможно некоторое улучшение детализации изображения.

Пусть $A(z)$ – распределение над горизонтом амплитуд источников вторичных волн, удаленных на расстояние R от приемной антенны (рис. 1), и выполняется неравенство $|z| << R$. Тогда $\theta \approx z / R$. В зоне дифракции Фраунгофера $A(z)$ связано с полем в плоскости апертуры преобразованием Фурье. Поэтому $\tilde{A}(q)$ можно трактовать как распределение поля в раскрыве антенны, причем q – координата по горизонтали. Если $G_1(\theta) = \sin u / u$, где $u = (2\pi/\lambda) \cdot a \cdot \sin\theta \approx (2\pi/\lambda) \cdot a \cdot \theta$, то $\tilde{G}_1(q) = const$ при $-a/2 < q < a/2$ (рис. 2). На этом же рисунке приведен спектр ядра $G_2(\theta) = \sin^2 u / u^2$, отличный от нуля при $-a < q < a$. Коррекция изображения в последнем случае может состоять в «выравнивании» $\tilde{G}_2(q)$ в пределах $-a < q < a$. Это соответствует повышению разрешающей способности системы, но не более чем в два раза.

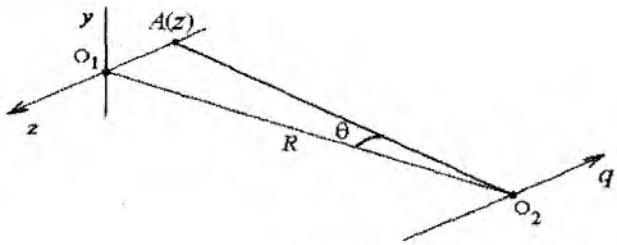


Рис. 1

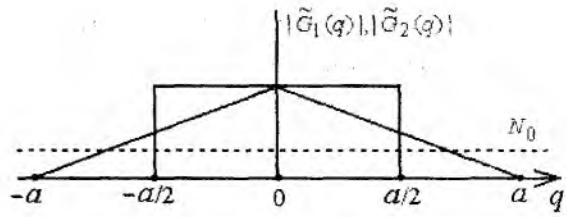


Рис. 2

Алгоритм Ван-Циттерта (последовательной свертки)

Алгоритм позволяет найти приближенное решение уравнения (1) путем итераций. Первоначальная гипотеза $A_0(\theta)$ после подстановки в (1) и вычисления разности $I_0(\theta) - I(\theta)$ корректируется в каждом цикле итераций. Скорректированная n раз гипотеза $A_n(\theta)$ и является приближенным решением. Средний квадрат разности текущей $I_i(\theta)$ и заданной $I(\theta)$ сверток может служить одним из признаков сходимости алгоритма.

Пусть i указывает номер итерации. Применяется следующая последовательность операций:

1) $I_i(z) = A_i(z) * G(z)$,

2) $A_{i+1}(z) = A_i(z) + [I(z) - I_i(z)]$,

3) $i \to i+1$,

4) переход к 1).

Здесь $I(z)$ и $G(z)$ заданы, $A_i(z)$ – текущая оценка пространственного распределения амплитуд источников вторичных волн, которая уточняется в последовательных итерациях.

После n итераций

$$A_n(z) = A_0(z) + \sum_{i=1}^{n} \left[I(z) - A_i(z) * G(z) \right]. \tag{3}$$

Выполняя преобразование Фурье левой и правой частей (3), получим

$$\tilde{A}_n(q) = \tilde{A}_0(q) + \sum_{i=1}^{n} \left[\tilde{I}(q) - \tilde{A}_i(q) \cdot \tilde{G}(q) \right]. \tag{4}$$

Если в качестве первого приближения $A_0(z)$ использовать заданный результат измерений $I(z)$, то выражение (4) преобразуется к следующей форме:

$$\tilde{A}_n(q) = \tilde{I}(q) \sum_{i=1}^{n} \left[1 - \tilde{G}(q) \right]^i. \tag{5}$$

Сумма геометрической прогрессии в (5) вычисляется точно, и получается

$$\tilde{A}_n(q) = \tilde{I}(q) \cdot \frac{1 - \left[1 - \tilde{G}(q) \right]^{n+1}}{\tilde{G}(q)}. \tag{6}$$

Если $[1 - \tilde{G}(q)] < 1$, то при достаточно больших n оценка $\tilde{A}_n(q)$ приближается к $\tilde{I}(q)/\tilde{G}(q)$ и соответствует инверсной фильтрации [5]. В этом случае очевидная трудность состоит в том, что при $\tilde{G}(q) \to 0$ конечные ошибки в измерении $\tilde{I}(q)$ приводят к неограниченному росту ошибок в оценке $\tilde{A}_n(q)$.

Если $\tilde{G}(q) < 1$, то справедливо разложение

$$\left[1-\tilde{G}(q)\right]^{n+1}=1-(n+1)\cdot\tilde{G}(q)+\frac{(n+1)\cdot n}{2!}\cdot\tilde{G}^2(q)-.... \qquad (7)$$

Используя (7), текущую оценку спектра «решения» $\tilde{A}_n(q)$ запишем так:

$$\tilde{A}_n(q)=\tilde{I}(q)\cdot(n+1)\cdot\left[1-\frac{n}{2!}\cdot\tilde{G}(q)+\frac{n\cdot(n-1)}{3!}\cdot\tilde{G}^2(q)-...\right]=\tilde{I}(q)\cdot(n+1)\cdot K(q,n).. \qquad (8)$$

где $K(q,n)$ можно рассматривать как характеристику фильтра, зависящую от числа итераций n и спектра ядра $\tilde{G}(q)$. В ходе выполнения алгоритма спектр заданной свертки $\tilde{I}(q)$ «усиливается» в $n+1$ раз и умножается на $K(q,n)$, причем с ростом n увеличивается вес высших спектральных составляющих. На рис. 3 приведена зависимость $K(q,n)$ для случая $\tilde{G}(q)=c\cdot\exp\{-q^2/b^2\}$, где c и b – постоянные.

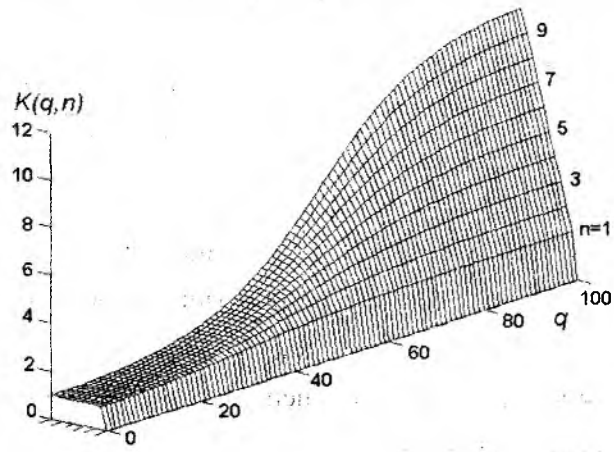


Рис. 3

Если правую часть уравнения (2) можно представить суммой точного значения $I(z)$ и выборки случайного процесса $N(z)$, то в ходе последовательных приближений одновременно усиливаются высшие спектральные составляющие $\tilde{I}(q)$ и $\tilde{N}(q)$, причем их отношение при заданном q не зависит от числа итераций.

Перед обработкой экспериментальных данных была исследована работа алгоритма на заранее известных реализациях $A(z)$. Задача такого исследования – определить оптимальное число итераций n (при заданном отношении «сигнал/шум»), при котором достигается минимум отношения

$$\chi_1=\left\{\sum_{i=1}^{M}\left[A_i(z)-A(z)\right]^2\Big/\sum_{i=1}^{M}A_i^2(z)\right\}^{1/2},$$

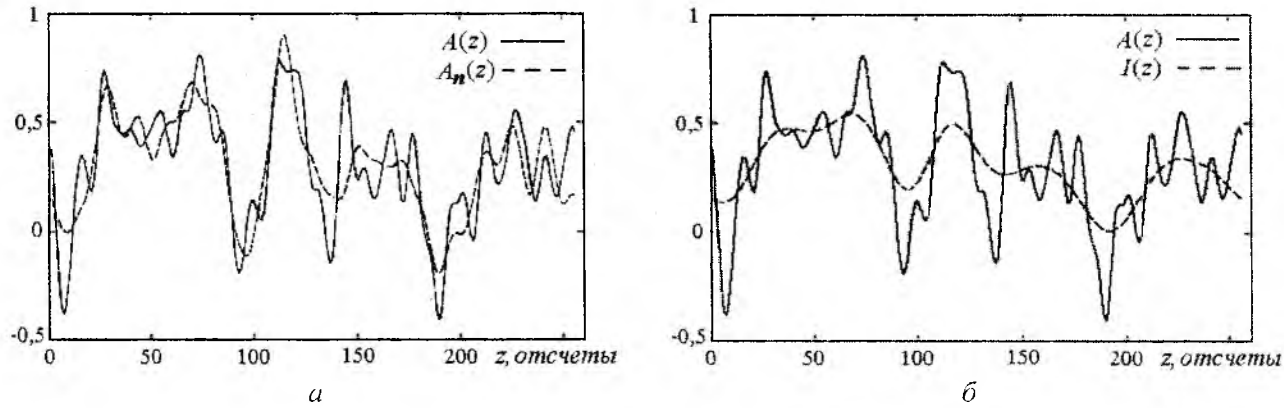
где M – число отсчетов в массиве, i – номер отсчета. Одновременно контролировалась разность модулей сверток $I_i(z)=|A_i(z)*G(z)|$ и $I(z)=|A(z)*G(z)|$ путем вычисления отношения

$$\chi_2=\left\{\frac{\sum_{i=1}^{M}\left[I_i(z)-I(z)\right]^2}{\sum_{i=1}^{M}I_i^2(z)}\right\}^{1/2}.$$

Исходные экспериментальные данные представляют собой модуль свертки. Поэтому при исследовании алгоритма в качестве первого приближения использовался модуль $|A(z)*G(z)|$.

Реализации $A(z)$ генерировались программно как последовательность нормально распределенных случайных отсчетов со спектром $\tilde{A}(q)$, отличным от нуля в интервале частот $-a<q<a$. Ядро $G(z)\sim\sin^2 z/z^2$ формировалось так, чтобы его спектр также был отличным от нуля при $-a<q<a$. Отсчеты реализаций шума $N(z)$ имели нормальное распределение, а спектр $\tilde{N}(q)$ не превышал по ширине спектр свертки $\tilde{I}(q)$.

На рис. 4, *а* пунктирной линией показан результат восстановления $A_n(z)$ по имеющемуся изображению $I(z)=\left[A(z)*G(z)+N(z)\right]$, обозначенному пунктирной линией на рис. 4, *б*. Сплошной линией на обоих рисунках показано истинное распределение $A(z)$. Дисперсия шума σ_N^2 для приведенного случая составила 0,01 от среднего квадрата $\overline{A^2(z)}$, число итераций $n=15$.

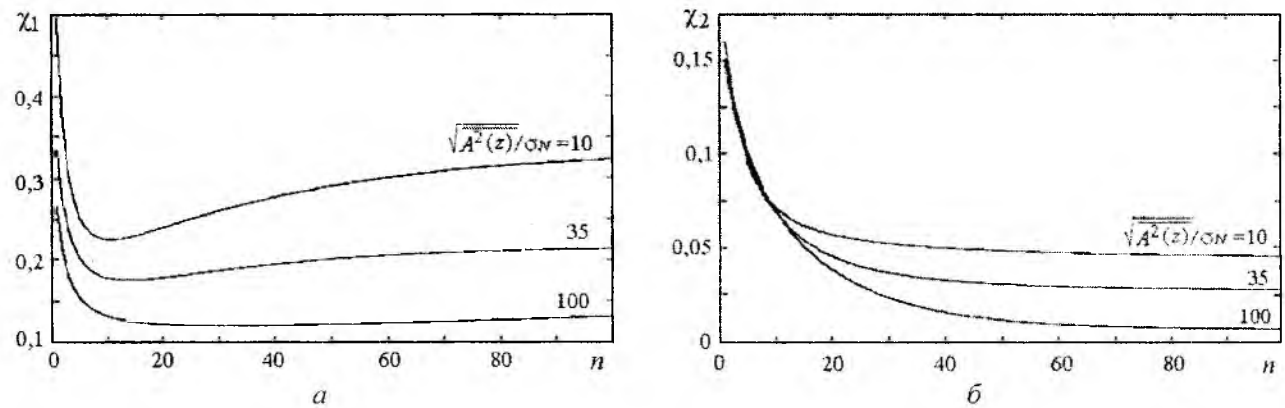


а *б*

Рис. 4

Результат коррекции $A_n(z)$ приближается к $A(z)$ несмотря на присутствие помехи.

На рис. 5, *а, б* показаны зависимости χ_1 и χ_2 от числа итераций n при разных отношениях «сигнал/шум». Для коррекции в эксперименте использовалось ядро вида $G(z)\sim\exp\{-z^2\}$. Оптимальное число итераций находится в интервале 10...40. При коррекции с использованием ядер вида $G(z)\sim\sin^2 z/z^2$ оптимальное число итераций составляет 50...80.



а *б*

Рис. 5

Уменьшение величины χ_2 не является однозначным «индикатором» близости «решения» $A_n(z)$ к истинному распределению $A(z)$. Во всех экспериментах с ядрами $G(z)\sim\exp\{-z^2\}$ при числе итераций $n=10...40$ величина χ_2 быстро уменьшается до 1...5 %. Последующие итерации n не приводят к заметному уменьшению χ_2, а отклонение приближенного решения от точного при этом увеличивается. Оптимальное число итераций соответствует быстрому изменению крутизны зависимости $\chi_2(n)$.

Результаты коррекции радиоизображений

Описанный алгоритм использован для коррекции радиоизображений в виде записей диаграмм направленности приемной антенны, полученных на трассе дальнего тропосферного

распространения радиоволн (ДТР) при разных состояниях атмосферы [2]. Протяженность трассы ДТР составляла 205 *км*. Прием сигналов осуществлялся антенной в виде усеченного параболоида вращения размером 2×10 *м* с шириной ДН в горизонтальной плоскости $\theta_г \approx 0{,}7°$ и в вертикальной плоскости $\theta_в \approx 3°$. На передающем конце трассы использовалась аналогичная антенна. При вращении приемной антенны период записи ДН составлял 10 или 20 *с*. Ряд последовательно записанных диаграмм соответствует малым изменениям среднего значения диэлектрической проницаемости в объеме рассеяния и разным выборкам пространственного распределения источников $A(z)$.

На закрытых тропосферных трассах максимальные уровни принятого сигнала достигаются при таком положении передающей и приемной антенн, когда оси их ДН лежат в плоскости большого круга ($\theta = 0$). Поэтому из радиоизображений источников выделялся фрагмент в интервале углов $-2^0 < \theta < 2^0$, соответствующий области рассеяния при ДТР. Обработаны 32 записи ДН, полученные в разное время суток. Примеры результатов коррекции радиоизображений приведены на рис. 6 и 7. Сплошной линией обозначены фрагменты экспериментальных ДН, а штриховой линией – результаты коррекции после 15–30 итераций.

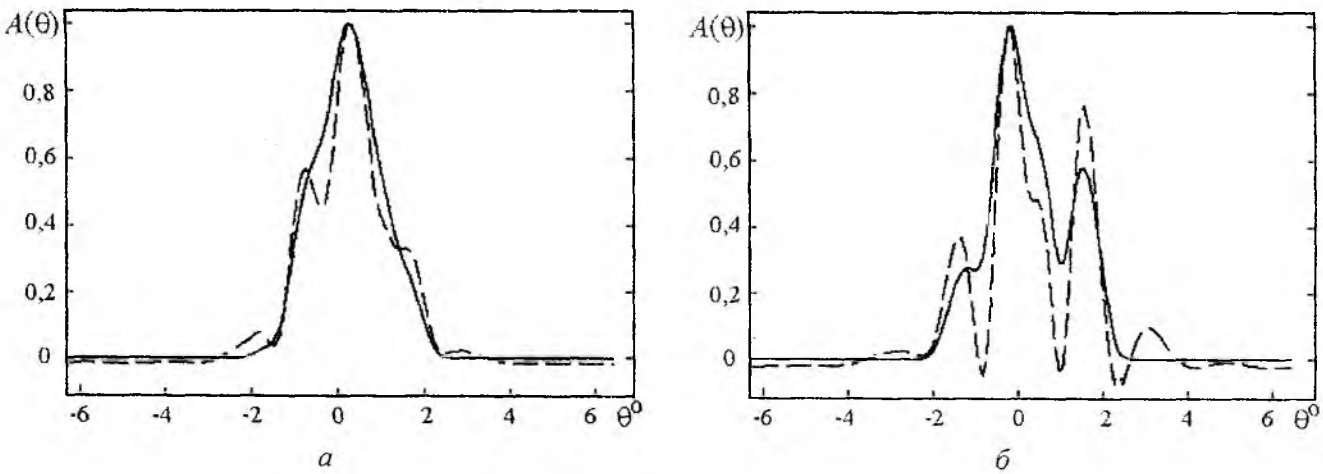


Рис. 6

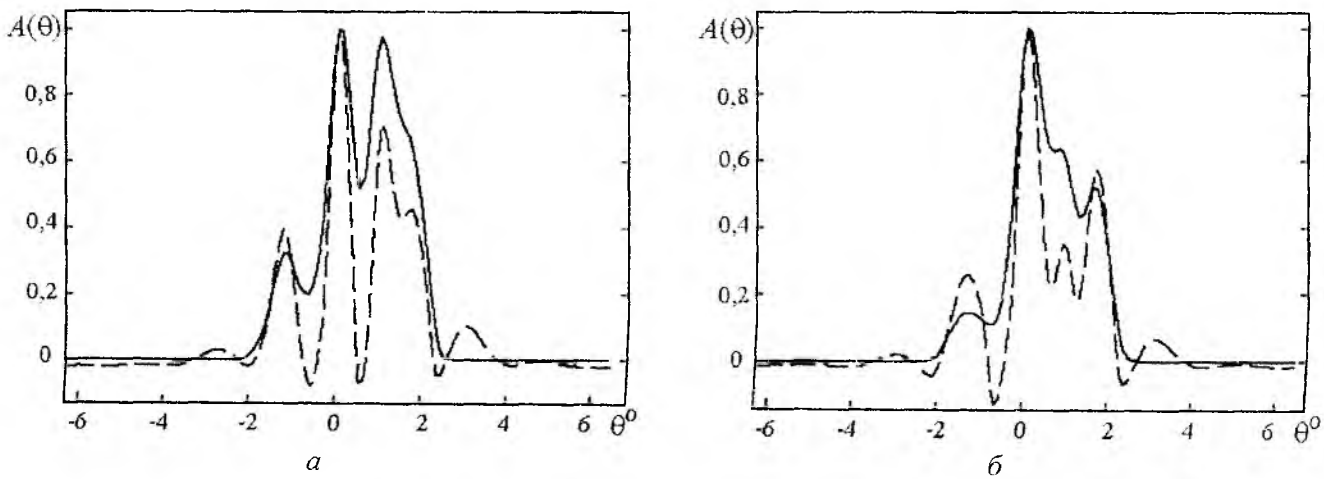


Рис. 7

Выводы

Коррекция радиоизображений пространственной структуры источников вторичного излучения, полученных сканированием ДН приемных антенн, возможна без привлечения дополнительной информации, если изображения являются сверткой распределения интенсивности

источников с импульсной реакцией системы по интенсивности. В этом случае разрешающая способность системы может быть увеличена вдвое.

В скорректированных изображениях часто наблюдается характерный интервал между максимумами. Это указывает на существование локальных областей излучения, отстоящих друг от друга на расстояние 300–500 *м*.

Периодичность в пространственном распределении источников может быть связана с детерминированной фазовой структурой поля сферической падающей волны и существованием протяженных областей с чередующимися изменениями фазы, когда передатчик и приемник находятся в зоне дифракции Френеля.

Авторы искренне признательны Я. С. Шифрину за предоставленные записи диаграмм направленности, подробное описание эксперимента и публикации по теме работы.

Список литературы: 1. *Шифрин Я. С.* Вопросы статистической теории антенн. М.: Сов. радио, 1970. 384 с. 2. *Экспериментальное* исследование дальнего тропосферного распространения ультракоротких радиоволн / Под ред. Я. С. Шифрина. Харьков: изд. АРТА, 1964. 103 с. 3. *Waterman A. T.* A rapid beam-swinging experiment in transhorizon propagation // IRE Transactions on Antennas and Propagation. October, 1958. P. 338-340. 4. *Тихонов А. Н., Арсенин В.Я.* Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1974. 222 с. 5. *Обработка* изображений и цифровая фильтрация / Под ред. Т. Хуанга. М.: Мир, 1979. 322 с. 6. *Борн М., Вольф Э.* Основы оптики. М.: Наука, 1973. 719 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 04.08.2009

УДК 621.317.799

А. Ю. ПАНЧЕНКО, д-р физ.-мат. наук

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ МОДУЛЯЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ПРИ ПРЯМОЙ СВЧ ГИГРОМЕТРИИ

Введение

В настоящее время проблема измерения влажности воздуха не имеет решения, которое бы удовлетворяло большинству практических случаев. Поэтому поиск оптимальных решений, которые бы соответствовали многочисленным требованиям идет в различных направлениях. Совершенствуются физические методы: гравиметрический, психрометрический, метод точки росы и прочие. Параллельно идет поиск оптимальных материалов для реализации сорбционных методов, и способов регистрации изменений, которые происходят под действием влаги. Не меньший практический интерес представляют диэлектрометрические методы в СВЧ диапазоне [1]. В ряде случаев им нет альтернативы. Например, при измерениях в атмосфере интерференционный, радиолокационный и радиометрический (радиотепловой) методы позволяют получить информацию о параметрах больших объемов воздушных масс, размеры которых исчисляются километрами или десятками километров [2]. В этом случае полученная информация определяется не только влажностью, но и существенно зависит от давления и распределения температуры. Данные, полученные с помощью СВЧ гигрометров, использующих диэлектрометрический метод и работающих в искусственных условиях, в которых можно контролировать и температуру и давление, определяются только влажностью. Поэтому метод СВЧ гигрометрии можно отнести к прямым [3]. Кроме того, он имеет ряд иных достоинств. К ним относится быстродействие, доступность и дешевизна компонент электронной схемы, возможность контроля параметров потока газа, при этом сенсор можно выполнить так, чтобы он не создавал препятствий движению потока. Однако основной проблемой, препятствующей распространению данного метода, является его низкая чувствительность.

Основные положения

Низкая чувствительность СВЧ гигрометров обусловлена, прежде всего, малой плотностью газов. Вклад в суммарное значение диэлектрической проницаемости поляризованных атомов воды по сравнению с неполярными атомами азота и кислорода велик. Согласно известным результатам исследований, например [4], для атмосферного воздуха при учете трех составляющих: азот, кислород, и водяной пар, значение индекса показателя преломления N=0,5·(ε-1)·10^6, определяется как

$$N = \frac{77,6p}{T} + \frac{e_h 3,73\cdot 10^5}{T^2}, \qquad (1)$$

где e_h – парциальное давление водяного парам в *гПа*; p – давление в *гПа*; H – относительная влажность, %.

Таким образом, в диапазоне комнатных температур относительный вклад водяного пара примерно на три порядка выше, чем остальных газов. Однако относительная часть водяного пара в общей массе воздуха также невелика. Для температур ниже точки кипения воды максимальное влагосодержание ограничивается насыщающим давлением водяного пара $e_н$, зависящей от температуры (точка росы) [4]:

$$e_н = 6,105\frac{H}{100}\exp\left[25,22\frac{T-273,2}{T} - 5,31\ln\left(\frac{T}{273,2}\right)\right]. \qquad (2)$$

Уже при температуре 50 ^{0}C по сравнению со значениями при 15 ^{0}C $e_н$ возрастает с 17 до 125 *гПа*, а N при H=100 % - с 350 до 700, однако это приводит к изменению ε с 1,0007 до 1,0014. Еще меньшие изменения происходят при уменьшении температуры. Так при -10 ^{0}C $e_н$ =2,8 *гПа*, а ε=1,00065. Таким образом, для прямой гигрометрии требуются приборы,

имеющие погрешность измерения отклонения диэлектрической проницаемости от диэлектрической постоянной вакуума порядка $10^{-6} - 10^{-7}$. Такой погрешности можно достичь, используя методы измерений, основанные на применении в качестве сенсоров объемных СВЧ резонаторов.

Физически достоинства резонансных методов обусловлены накоплением энергии сигнала, несущего полезную информацию. Аналогичным свойством обладают модуляционные методы. Накопление энергии сигнала на модулирующей частоте позволяет подавить некоррелированную помеху, а разностный принцип выделения информации – снизить погрешность ухода начальных параметров сенсора [5]. При этом можно исключить ухудшения иных технических и эксплуатационных параметров. Модулирующие устройства, как правило, проще и надежнее самих датчиков, а электронные средства корреляционной обработки сигналов хорошо разработаны. Оптимальный выбор значения модулирующей частоты позволит сохранить требуемое быстродействие, которое реально должно достигать величин порядка 10^{-1} *с*.

Непременным условием реализации модуляционных принципов в прямой СВЧ гигрометрии является воздействие модулирующего влияния непосредственно на один или несколько параметров резонаторного сенсора или исследуемого газа. Модуляция вторичных информационных сигналов улучшает лишь технические характеристики вторичных преобразователей и не увеличивает общего объема измерительной информации.

Эффективность модуляции может быть реализована только в случае известной или контролируемой характеристики преобразования. При этом известный участок должен охватывать возможный диапазон ухода начальных значений. Это требование особенно актуально для СВЧ резонаторов, имеющих высокую добротность, у которых уход резонанс-ной частоты f_p может быть больше полосы пропускания. Сформировать оптимальную характеристику преобразования можно включением диэлектрических вставок в резонирующий объем [6]. В этом случае появляются возможности модуляции параметров вставок. Наиболее перспективным представляется использования вставок из современных искусственных материалов, позволяющих изменять свои электрофизические параметры воздействием внешних полей.

Немаловажным фактором, облегчающим практическую реализацию модуляционных измерений с помощью СВЧ резонаторов, является достигнутый в настоящее время высокий уровень теоретической проработки последних. Это позволяет с высокой степенью достоверности рассчитать параметры измерителей и в ряде случаев исключить весьма затратный этап макетирования. Однако это не относится к модулирующим устройствам, а в ряде случаев и к модуляционным методам. Поэтому основным вопросом является создание методик оценки погрешностей модуляционных измерений, которые были бы столь же адекватны как и теория объемных резонаторов.

Ранее была показана перспективность акустической модуляции плотности воздуха в объемном резонаторе [7] и сделана численная оценка ее вклада в сдвиг резонансной частоты Δf_p при различных видах возбуждения [8]. При этом использованы известные модели, не учитывающие побочных факторов модуляционного воздействия.

Оценка деформационной погрешности и методика ее вычислений

Решение задачи определения f_p основывается на решении задачи о распространении волн в нерегулярном волноводе [9]. Не менее сложной является задача определения погрешности, вызванной деформацией стенок резонатора под действием акустического давления, которая в данном случае рассматривается как неустранимая погрешность. Рассмотрим методику и результаты расчета Δf_p при воздействии продольной звуковой волны типа (00n) в цилиндрическом резонаторе. Практически наиболее важной является деформация боковых стенок. Схема сил действующих на участок боковой стенки представлена на рис. 1.

Сечение выбранного участка равно произведению толщины стенки на малый элемент высоты цилиндра: $S=\Delta z\ d$. Угловой размер участка мал, поэтому $\sin\alpha \approx \alpha$. Тогда сила акустиче-

ского давления на участок $F_a = P_a\ R\ \alpha\ \Delta z$, а сила противодействия стенки $F_n = 2\ F_\tau\ \alpha/2$. А величина F_τ определяется упругим растяжением стенки: $F_\tau = E\ S\ \delta r/R$, где E – модуль Юнга. Собирая приведенные выше выражения, получим приращение радиуса:

$$\delta r = P_a \frac{R^2}{Ed}. \qquad (3)$$

Для основных материалов, используемых при создании СВЧ техники, величина модуля Юнга лежит в пределах от 70 *ГПа* – для алюминия, до 220 *ГПа* – для стали. Для меди E=110 *ГПа*. Эти значения будем использовать для дальнейших оценок.

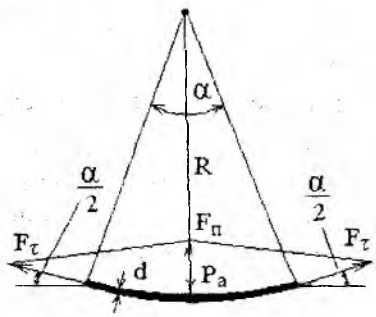


Рис. 1. Деформация боковой стенки резонатора

Для этих же материалов скорость распространения звуковых волн составляет 6,2 *км/с* – для алюминия, 5,85 *км/с* – для стали и 4,7 *км/с* – для меди. Поэтому влиянием распространения звуковой волны вдоль стенок можно пренебречь.

Звуковое давление зависит от мощности источника, его формы и может меняться в широких пределах. Диапазон слышимых звуков соответствует плотности потока мощности от 10^{-12} *Вт·м*$^{-2}$ (порог слышимости), до 10^{2} *Вт·м*$^{-2}$ (болевой порог). В специальных концентраторах, создающих сходящиеся пучки ультразвука плотность потока мощности достигает 10 *кВт·см*$^{-2}$.

Будем считать, что в случае газовой среды звуковое давление ограничивает появление нелинейных эффектов. Для коротких отрезков (1–5) λ_a, нелинейность сравнительно слабо проявляется при звуковых давлениях менее (0,01–0,05)P_0, где P_0 – начальное давление газа. При нормальном атмосферном давлении (1013,25 *гПа*) можно считать, что предельное давление в резонаторных измерительных преобразователях (РИП) достигнет 20 *гПа*.

Радиусы РИП могут колебаться в пределах 0,5 *см* для лабораторных измерителей до 1–2 *м* при установке измерителя в сечении технологического или транспортного трубопровода. Также в широких пределах может меняться и P_0, от долей атмосферы в высокодобротных лабораторных устройствах до десятков атмосфер в трубопроводах. Поэтому относительное измерение радиуса РИП при акустическом возмущении ($\delta r/R$) при отношении R/d в пределах 100 можно оценить как $10^{-12} - 10^{-6}$. Эти величины соизмеримы с величиной Δf_p при акустическом возмущении среды [10].

Второй вывод, который следует из представленных выше оценок, состоит в том, что для определения величины погрешности Δf_p достаточно использовать оценку изменения электромагнитного поля (ЭМП), основанную на приближениях первого порядка малости.

Решение задачи оценки изменения продольного размера зависит от ряда конструкционных факторов, учесть которые весьма сложно. Но для уточнения решений можно воспользоваться физически очевидной линейной связью между деформациями боковых и торцевых стенок.

Ввиду малости Δf_p из-за деформации стенок можно считать, что действие этого механизма является аддитивным. Поэтому расчет Δf_p проводился без учета ее изменения из-за модуляции диэлектрической проницаемости заполняющего газа, которое в соответствии с методологией данных измерений несет полезную информацию.

Построение вычислительной процедуры основано на определении относительного изменения положения точки выполнения нулевого граничного условия на металлическом торце резонатора при малых изменениях волнового сопротивления и коэффициента распространения вдоль оси. Поэтому она предполагает получение результата в виде относительного значения $\Delta f / f_0$ как функции от заданных параметров.

Среди входных параметров можно выделить в качестве основного отношение длин волн ЭМП и акустического возмущения. Этот параметр можно определить несколькими способами. Наиболее удобным для представления результатов и дальнейшего проектирования

реальных конструкций является его представление в виде отношения $\lambda_{эz}/\lambda_a$, где $\lambda_{эz}$ – длина волны вдоль оси Z. В этом случае ноль по оси абсцисс соответствует случаю $\lambda_a \to \infty$, то есть тогда, когда давление по всей длине резонатора одинаково.

Следующей величиной для нормировки будем считать изменение радиуса δr. Это обусловлено тем, что при малых изменениях этой величины изменения параметров электромагнитного и акустического полей будут линейными.

Еще одним параметром, влияющим на результирующую погрешность, является пространственное распределение акустического возбуждения относительно квазистационарного электромагнитного поля. При сохранении наглядности результатов ограничим исходные значения этого параметра двумя случаями: первый – случай, когда пучность акустического поля находится в центре резонатора, второй случай – когда в центре находится узел.

Следующим параметром является радиус резонатора, который определяет критическую длину волн ЭМП. Его можно определить косвенно, как отношение $\lambda_э/\lambda_{кр}$, где $\lambda_{кр}$ – критическая длина волны. Наибольшую практическую ценность имеют те моды, которые формируют осесимметричное поле, то есть E_{01} и H_{01}, для них поперечные волновые числа равны v_e=2,404 и v_h=3,833 соответственно для электрических и магнитных волн. Значение радиуса далее представлено в виде отношения $R/\lambda_э$.

Еще одним независимым входным параметром является число волн ЭМП по оси резонатора – n, которое определяет третий индекс в обозначении типа моды ЭМП.

Анализ и обсуждение результатов

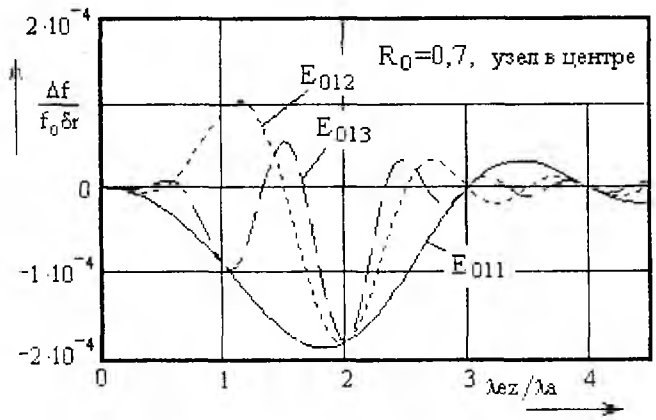


Рис. 2. Сдвиг резонансной частоты на низших модах волн Е-типа

Результаты расчета относительного значения погрешности для первых трех типов волн E-типа при условии узла акустического поля в центре резонатора, показаны на рис. 2. Закономерно, что при $\lambda_a \to \infty$ значение Δf_p =0. Уменьшение сдвига при уменьшении длины акустических волн также закономерно, поскольку в случае существенного укорочения волн их влияние взаимно компенсируется. Максимум погрешности находится в области значений $\lambda_{эz}/\lambda_a \sim 2$. Нужно заметить, что полезный оклик на этих типах волн имеет значительную величину и достигает максимума при несколько большем значении: $\lambda_{эz}/\lambda_a \sim 2{,}5$ [8]. Поэтому данный тип возбуждения можно рекомендовать для практического использования.

Важным показателем являются зависимости Δf_p при различных значениях радиуса резонатора. Если в случае вычислений полезного значения Δf_p, вызванного модуляцией плотности газа таких зависимостей не наблюдалось, то в случае изменения волнового сопротивления и коэффициента распространения волн при изменении радиуса резонатора такая зависимость должна быть существенной. Для первых трех типов волн E-типа, также при условии узла акустического поля в центре резонатора, они показаны на рис. 3.

Для каждого из выбранных значений радиуса резонатора (0,45, 0,7, и 1,5) значения отношений $\lambda/\lambda_{кр}$ соответственно 0,85, 0,55 и 0,26. Для того чтобы изобразить эти зависимости на одном рисунке, масштаб графиков пришлось существенно изменить, для первого и последнего значения изменение составляет 10^3 раз.

Данный результат обусловлен резким увеличением зависимости волнового сопротивления и коэффициента распространения волн при $\lambda \to \lambda_{кр}$. Этот результат также является физически объяснимым и важным при построении реальных измерителей. По результатам этого расчета можно сказать, что необходимо выбирать радиальный размер резонатора таким

образом, чтобы погрешность, обусловленная этим фактором, не превышала уровень остальных систематических и аппаратурных погрешностей. Однако на стадии предварительного анализа невозможно определить, является ли это условие практически осуществимым.

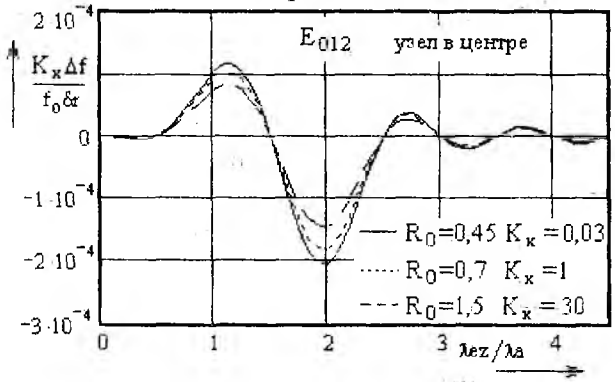


Рис. 3. Сдвиг резонансной частоты при различных $\lambda_э/\lambda_{кр}$

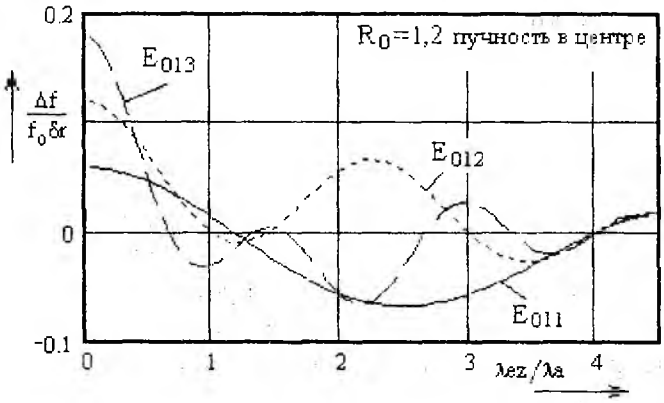


Рис. 4. Сдвиг резонансной частоты при пучности возмущения в центре резонатора

Следующим практически полезным вариантом взаимного положения волн ЭМП и акустической модуляции является случай, при котором в центре резонатора находится пучность звукового давления. Результаты расчета поведения относительной погрешности в этом случае для тех же значений n представлены на рис. 4

Для этого случая общая величина вклада существенно больше, чем в случае расположения узла акустического поля в центре. Физически закономерным является сравнительно большое значение погрешности в нуле и его дальнейшее осциллирующее уменьшение по мере длины волны акустической модуляции.

Учитывая общее соотношение между величиной полезного сигнала [8] и результатами данного расчета можно делать вывод, что более привлекательными для практической реализации является первый случай. Однако достоинством данного случая является возможность использования изменения положения торцевых стенок для компенсации данного вида погрешности. При расположении пучности в центре давление на торцевые стенки приходится в фазе. То есть общая длина осевого размера резонатора будет изменяться в отличие от расположения в центре резонатора узла акустического поля. В частности (рис. 4), при больших λ_a давление на торцевые стенки будет увеличивать осевой размер резонатора, что приведет к уменьшению f_p, поэтому при определенном подборе механических свойств торцов, это взаимосвязь может быть использована для компенсации погрешности.

Результаты расчета погрешности для первых трех мод волн *H*-типа показаны на рис. 5.

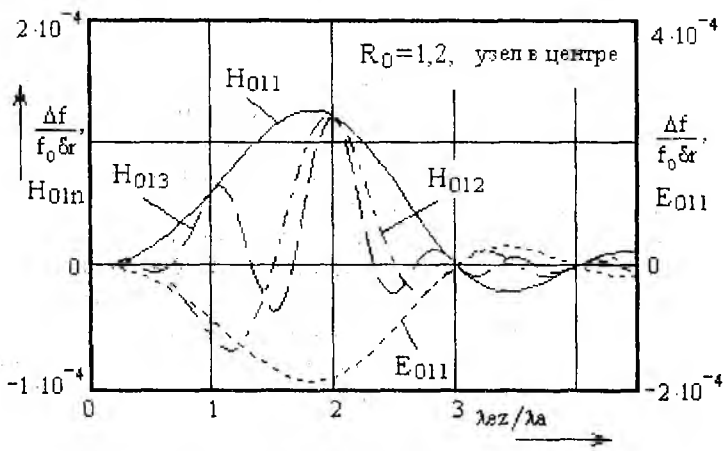


Рис. 5. Сдвиг резонансной частоты для волн Н-типа

Для выбранного значения радиуса резонатора (R_0=1, 2) значение отношения $\lambda/\lambda_{кр}$ равно 0,51. Для сравнения показано поведение погрешности для волны Е-типа на моде E_{011}, при R_0=0,7, как на рис. 3. Масштаб ее изображения изменен в два раза. Закономерным является изменение знака погрешности. Это обусловлено тем, что изменение волнового сопротивления в зависимости от радиуса для волн Е- и Н-типов противоположно. Этот вариант использования модуляционных измерений наименее привлекателен, поскольку чувствительность по основному информационному сигналу наиболее низкая [8].

Поведение Δf_p для случая, когда в центре резонатора расположена пучность акустического поля, представлено на рис. 6.

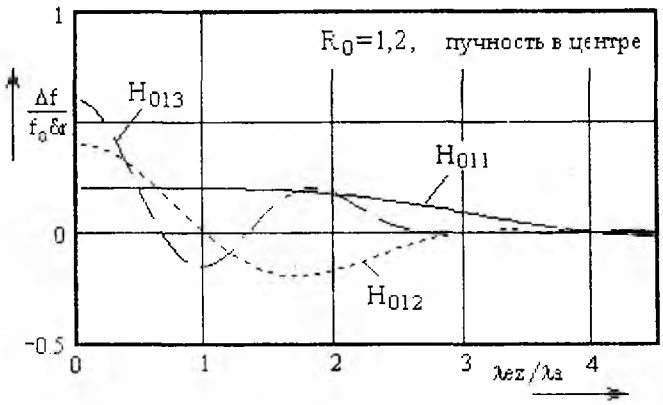


Рис. 6. Сдвиг резонансной частоты на низших модах волн Н-типа

Необходимо отметить, что увеличение длины резонатора (возрастание индекса n) приводит к закономерному увеличению чувствительности как по основному сигналу [8], так и по величине погрешности. Можно отметить, что в основном погрешность и чувствительность для волн Е- и Н-типов при расположении пучности в центре имеют один порядок. Также как и для волн Е-типа, в этом случае возможна компенсация изменением положения торцов.

При необходимости использовать волны *Н*-типа этот случай более предпочтителен.

Кроме представленных расчетных зависимостей были рассмотрены и другие, в частности зависимости Δf_p при различных R_0 в случае расположения в центре резонатора пучности акустического поля. Эти результаты также могут быть полезными при проектировании реальных устройств.

Выводы

Часть выводов представлена при анализе данных расчета. Среди других нужно выделить следующие. Существует ряд мер, которые позволят ослабить действие этого источника погрешностей. К ним можно отнести более глубокий анализ динамических процессов механических частях резонатора, сопоставление и анализ взаимодействия ЭМП и распределений механических нагрузок, с целью поиска компенсирующих эффектов. Далее, в конструкции РИП желательно предусмотреть датчики деформаций стенок. Теоретическая задача достаточно сложна, и в работе удалось создать и проанализировать модели только некоторых физических механизмов. Для окончательного решения нужна экспериментальная отработка конструкций.

Работа показала возможность существенного ослабления данного специфического источника погрешности, что увеличивает перспективность использования модуляционного воздействия при измерении параметров газовой среды в объемных РИП СВЧ диапазона и техническую реализуемость этого метода.

Список литературы: 1. *Лисовский В. В.* Теория и практика сверхвысокочастотного контроля влажности сельскохозяйственных материалов. Минск: УОБГАТУ, 2005. 292с. 2. *Михайлов Н.Ф., Рыжиков А. В., Щукин Г. Г.* Радиометеорологические исследования над морем Л.: Гидрометеоиздат. 1990. 207с. 3. *Гордиенко Ю. Е., Слипченко Н. И., Пашков А. В.* Развитие прямого СВЧ диэлектрического метода гигрометрии // Радиотехника. 2003. №135. С. 206–210. 4. *Wayne L. Patterson* Advanced Refractive Effects Prediction System. SSC San Diego. CA 92152-5001. January 2000. 5. *Головко Д.Б., Скрипник Ю.О., Яненко О.П.* Модуляційні НВЧ-вимірювачі електричних та неелектричних величин. К.: МП Леся, 2001. 232с. 6. *Гордиенко Ю.Е., Пашков А.В., Слипченко Н.И., Рябухи А.А.* Электродинамическое моделирование СВЧ резонаторных сенсоров для гигрометрии газов / Ю.Е. Гордиенко // Радиотехника. 2002. № 129. С. 115-118. 7. *Панченко А.Ю.* Оценка возможности комплексного использования акустических и электромагнитных волн для оценки параметров веществ в закрытых объемах // Радиоэлектроника и информатика. 1997. № 1. С.19-20. 8. *Panchenko A. Yu.* Determining the Frequency Shifts of Resonance Cavities that Result from Acoustic Disturbance of the Filling Medium // Telecommunications and Radio Engineering. Begell Hous, Inc., New York, NY, (USA). 2002. Vol.57, N4. P.18–22. 9. *Фелсен Л., Маркувиц Н.* Излучение и рассеяние волн. Т. 1. М.: Мир, 1978. 547 с. 10. *Панченко А. Ю.* Оценка чувствительности резонаторных измерительных СВЧ-преобразователей при акустическом возмущении заполняющей среды // Радиоэлектроника и информатика. 2001. № 3. С.17-20.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.11.2009

УДК 537.632.4

И.И. СЫВОРОТКА, П.П. ДЕМЧЕНКО

ВЛИЯНИЕ УСЛОВИЙ РОСТА НА МАГНИТООПТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ЭПИТАКСИАЛЬНЫХ ПЛЕНОК Bi-ЗАМЕЩЕННЫХ ФЕРРОГРАНАТОВ

Введение

Одно из актуальных направлений магнитооптики – разработка и поиск прозрачных магнитных материалов для использования в системах оптической связи, изготовление модуляторов, дефлекторов, визуализаторов. К таким материалам относятся эпитаксиальные пленки Bi-замещенных феррогранатов (Bi-ЭПФГ). Кристаллическая структура граната, содержащая три типа катионных позиций разного размера, обладает уникальной способностью к замещению ионов матрицы ионами разнообразного размера селективно в каждой из катионных позиций, что ведет к изменению магнитных, электрических и оптических свойств. Благодаря введению иона Bi в структуру феррограната вносится наибольший вклад в увеличение коэффициента удельного фарадеевского вращения Θ_F и повышается температура Нееля T_N, это связано с ростом сверхобменного взаимодействия ионов железа по средствам структурного и электронного механизмов. При высоком содержании висмута Θ_F достигает нескольких сотен тысяч градусов на сантиметр, такие магнитные пленки являются наилучшим материалом для магнитооптических (МО) устройств [1].

Цель работы – исследование влияния технологических режимов получения Bi-ЭПФГ на их магнитооптические свойства. Объектами исследований были Bi-ЭПФГ трех серий – $(LuBi)_3Fe_5O_{12}$, $(YBi)_3(FeGa)_5O_{12}$ и $(TmBi)_3(FeGa)_5O_{12}$. Кроме того, в структуру эпитаксиальных пленок феррограната $(TmBi)_3(FeGa)_5O_{12}$ вводились ионы Ca^{2+} для исследования изменения их свойств при неизовалентном замещении. Так как для большинства МО устройств требуются материалы одновременно с высоким фарадеевским вращением и низким оптическим поглощением, то оценивались значения магнитооптической добротности Ψ на длине волны 633 нм для исследуемых пленок.

Методика исследований

Эпитаксиальные пленки Bi-замещенных феррогранатов выращивались в НПП «Карат» (Львов, Украина) традиционным методом изотермической жидкофазной эпитаксией (ЖФЭ) из переохлажденного раствора гранатообразующих компонент в расплаве растворителя на горизонтальную вращающуюся подложку. Использовалась установка ЖФЭ типа Garnet-3 с модернизированной системой регулирования температуры тигля, обеспечивающей поддержание заданной температуры с точностью ±0.15 °С. В качестве подложек использовались монокристаллические пластины гадолиний-галлиевого граната ориентации (111) с эпитаксиальным качеством поверхности. Основой растворителя служил Bi_2O_3. Процессы выращивания проводились в температурных диапазонах 800...815°С, 830...870°С и 900...980°С для пленок номинального состава $(LuBi)_3Fe_5O_{12}$, $(TmBi)_3(FeGa)_5O_{12}$ и $(YBi)_3(FeGa)_5O_{12}$ соответственно [3–5]. Подложка в процессе роста вращалась вокруг оси со скоростью 60–90 *об./мин.*

Толщина выращенной пленки определялась методом взвешивания по разности масс подложки и выращенной пленкой после отмывки и до выращивания. Удельная плотность материала пленки рассчитывалась по номинальному составу.

Для измерения ширины лини ферромагнитного резонанса (ФМР) использовался классический метод ФМР. Использовался широкополосный резонатор с закороченной полосковой линией из меди шириной 5 *мм*. Образец для измерений изготовлялся химическим травлением в виде диска с диаметром меньшим, чем ширина полосковой линии для обеспечения относительной однородности СВЧ поля в объеме пленки феррограната. Регистрация ФМР проводилась на частоте 9.1 *ГГц* при квазистатической развертке постоянного магнитного поля. При резонансном поглощении СВЧ энергии происходит уменьшение мощности отраженного

сигнала, которое регистрируется на полевой зависимости. Величина ширины линии ФМР $2\Delta H$ определялась как ширина линии резонансного поглощения на половине ее высоты.

Оптическое поглощение определяли по измерениям оптического пропускания в диапазоне 200–1600 *нм* на спектрофотометре Shimadzu UV-3600 (Япония).

Исследование эффекта Фарадея и определение удельного фарадеевского вращения ЭПФГ проводили с помощью автоматизированного магнитооптического гистериографа разработанного в НПП «Карат». В качестве источника света использовался He-Ne газовый лазер (Spectra- Physics 248) с длиной волны 633 *нм*. Величина эффекта Фарадея, т.е. величина угла поворота плоскости поляризации света φ пропорциональна пути светового пучка в магнитоупорядоченной среде h, а также относительной намагниченности среды в направлении распространения света (M/M_s) [2]:

$$\varphi = \Theta_F h \frac{M}{M_s}, \tag{1}$$

где Θ_F – удельное фарадеевское вращение среды. Таким способом эффект Фарадея может быть использован для регистрации кривых намагничивания феррогранатовых пленок и определения удельного фарадеевского угла вращения плоскости поляризации света.

Схема магнитооптического гистериографа на эффекте Фарадея приведена на рис. 1.

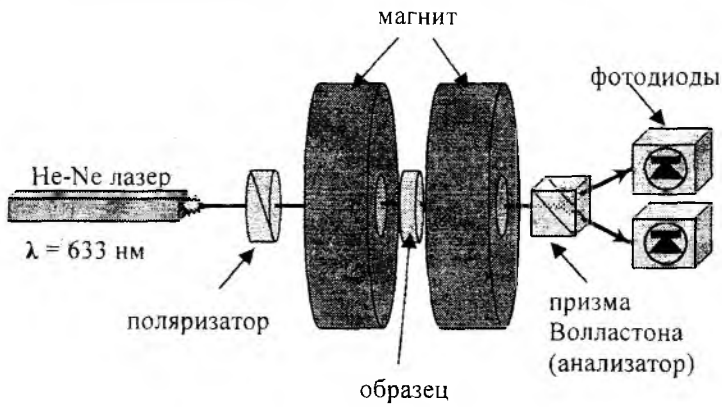


Рис.1

Эпитаксиальная пленка феррограната намагничивается с помощью электромагнита в направлении, перпендикулярном к плоскости пленки, а световой луч от лазера направлен параллельно направлению намагничивания. Интенсивность света, прошедшая через ЭПФГ можно описать согласно [1]:

$$I(H) = cI_0 \exp(-\alpha h)\left[(1-p)\cos^2(\beta \pm \varphi(H)) + p\right], \tag{2}$$

где коэффициент c описывает общие потери в оптической системе; α – показатель поглощения в активной среде пленки; h – толщина пленки; параметр p учитывает конечное пропускание в системе с скрещенными поляризатором и анализатором; β – угол между направлениями поляризации в поляризаторе и анализаторе; $\varphi(H)$ – угол фарадеевского поворота в исследуемом образце Bi-ЭПФГ при приложенном магнитном поле H по и против направления распространения света. Для достижения высокой чувствительности схемы измерения необходимо, чтобы величина β была равной π/4 [1]. При использовании в качестве анализатора двупреломляющей призмы типа призмы Волластона образуются два выходных луча, азимуты поляризации которых развернуты на π/2 один относительно другого и на угол π/4 относительно азимута поляризации входного поляризатора. Отношение разницы интенсивностей двух выходящих лучей и их суммы не зависит от интенсивности падающего луча и оптического поглощения в образце и может рассматриваться как измеряемая величина:

$$S = \frac{I_+ - I_-}{I_+ + I_-} = \frac{1-p}{1+p}\sin(2\varphi). \qquad (3)$$

При малых значениях p (для кристаллических поляризаторов p обычно меньше чем 10^{-3}) коэффициент в (3) близок к единице. При небольших значениях фарадеевского угла ($\varphi < 5°$) можно считать с точностью до коэффициента калибровки, что

$$S \sim \varphi. \qquad (4)$$

Для измерений больших значениях фарадеевского угла использовался метод измерений, основанный на компенсации угла поворота плоскости поляризации света в образце поворотом поляризатора с помощью шагового двигателя, так, чтобы на выходе измерительной схемы был нулевой сигнал.

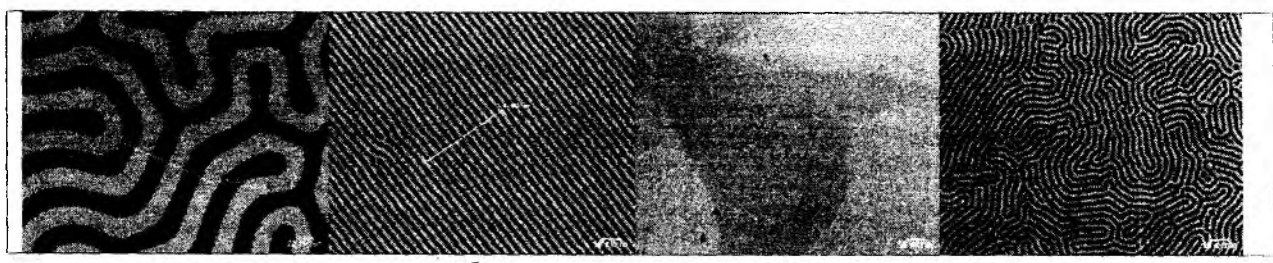
МО добротность Bi-ЭПФГ оценивалась по значениям удельного фарадеевского вращения Θ_F и коэффициента поглощения α на длине волны 633 *нм* согласно

$$\Psi = \frac{2\Theta_F}{\alpha}. \qquad (5)$$

Результаты исследований

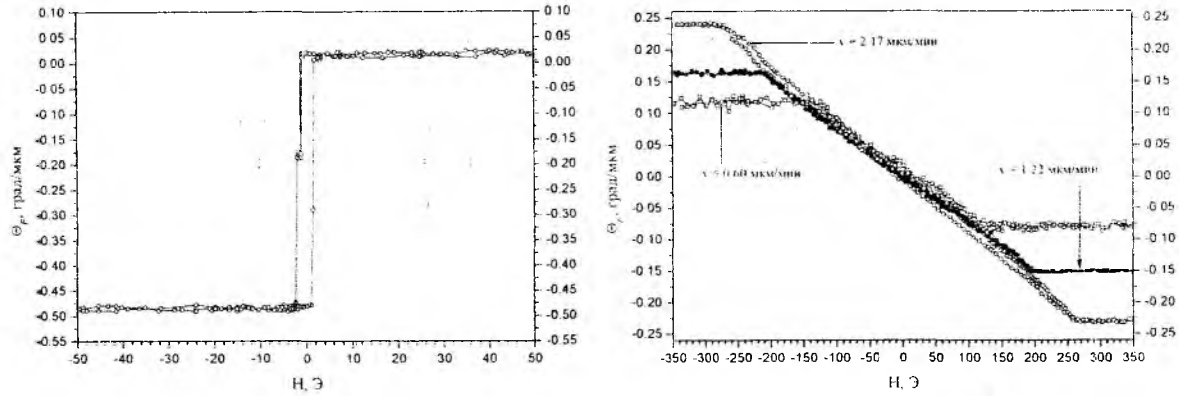
Изображения доменной структуры исследуемых пленок, полученные в геометрии Фарадея с помощью поляризационного микроскопа Eclipse LV100 Pol (Nikon, Япония) представлены на рис. 2: *а* – $(TmBi)_3(FeGa)_5O_{12}$, *б* – $(LuBi)_3Fe_5O_{12}$, *в*, *г* – $(YBi)_3(FeGa)_5O_{12}$ с различным содержанием ионов Ga.

Параметры исследуемых пленок приведены в таблице. Для пленок $(YBi)_3(FeGa)_5O_{12}$, выращенных из раствор-расплава с различными мольными отношениями R_2=Ga_2O_3/Fe_2O_3 наблюдались разные типы доменной структуры. Пленки, выращенные из раствор-расплава с R_2=0.18, находились в монодоменном состоянии, а из раствор-расплава с R_2=0.066 имели лабиринтную доменную структуру. Кроме того, уменьшение мольного отношения R_2 в раствор-расплаве приводит к увеличению поля насыщения. Замещение ионов железа ионами Ga, которые преимущественно занимают тетраэдрические позиции в кристаллической структуре феррограната, приводит к уменьшению намагниченности тетраэдрической подрешетки, и таким образом, к уменьшению общей намагниченности насыщения феррограната. Так как намагниченность насыщения пропорциональна полю насыщения, то увеличение последнего свидетельствует об уменьшении концентрации ионов Ga в Bi-ЭПФГ. На рис. 3 приведены полевые зависимости удельного фарадеевского вращения для пленок $(YBi)_3(FeGa)_5O_{12}$, выращенных из раствор-расплава с мольным отношением: *а* – R_2 = 0,18 и *б* – 0,066. Как видно из рис. 3, *б* увеличение скорости роста также приводит к увеличению поля насыщения и удельного фарадеевского вращения.



а *б* *в* *г*

Рис. 2



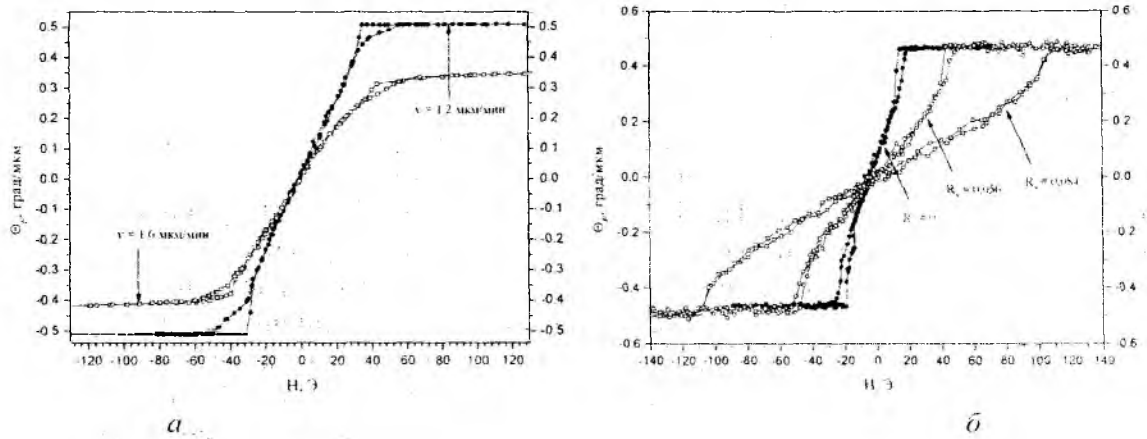
а *б*

Рис. 3

Номинальный состав пленок	Номер пленки	Толщина, *мкм*	Коэффициент поглощения на 633 *нм* α, $см^{-1}$	Удельное фарадеевское вращение $2\Theta_F$, *град/мкм*	Магнитооптическая добротность Ψ, *град/дБ*
$(TmBi)_3(FeGa)_5O_{12}$	Astr-05	21,7	703	1,02	3,34
	Astr-09	40.0	558	0,87	3,58
	Astr-11	9,1	713	0,93	3,00
	Astr-14	46,7	842	1,24	3,39
	Astr-24	2,0	775	0,97	2,88
	Astr-30	1,6	1161	0,96	1,90
	Astr-36	6,2	1223	0,74	1,39
	Astr-38	4,6	1261	0,79	1,44
	Astr-40	5,3	1314	0,75	1,31
$(LuBi)_3Fe_5O_{12}$	Ch2-1	2,3	1737	2,74	3,63
	Ch2-2	7,5	1024	1,90	4,27
	Ch2-4	5,6	1226	2,60	4,88
	Ch2-7	7,1	1196	2,68	5,16
	Z-2	8,4	1507	2,62	4,00
	Z-3	7,5	1259	2,65	4,85
	Z-6	7,9	1224	2,49	4,68
$(YBi)_3(FeGa)_5O_{12}$	2Pld-3	1,4	823	0,51	1,43
	2Pld-4	1,1	1062	0,49	1,06
	2Pld-6	7,6	1350	0,83	1,42
	2Pld-7	4,4	1762	0,45	0,63
	2Pld-11	5,0	1536	0,27	0,40
	2Pld-12	2,9	1981	0,31	0,36
	2Pld-13	1,4	2572	0,20	0,18
	2Pld-14	2,0	891	0,19	0,49
	2Pld-15	1,0	1190	0,12	0,23
	2Pld-16	1,1	1022	0,12	0,27
	2Pld-17	3,6	982	0,32	0,75
	2Pld-18	3,1	1106	0,26	0,54
	2Pld-19	3,3	1362	0,52	0,88

При анализе результатов, полученных при исследовании полевых зависимостей удельного фарадеевского вращения для пленок номинального состава $(TmBi)_3(FeGa)_5O_{12}$, установлено, что увеличение скорости роста приводит к понижению Θ_F (рис. 4, *а*). При увеличении мольного отношения R_5=$CaCO_3/Fe_2O_3$ в раствор-расплаве от 0 до 0,168 наблюдалось увеличение поля насыщения от 25 до 250 Э. Предположительно введение ионов Ca в систему $(TmBi)_3(FeGa)_5O_{12}$ приводит к частичному замещению ионами Tm октаэдрических позиций и уменьшению намагниченности октаэдрической подрешетки и, таким образом, – к повышению общей намагниченности насыщения пленки [3]. На рис. 4, *б* приведены полевые зависимости удельного

фарадеевского вращения для пленок $(TmBi)_3(FeGa)_5O_{12}$, выращенных с разными скоростями – *а* и различными мольными отношениями R_S в раствор-расплаве – *б*. Кроме того, с увеличением концентрации Са в пленках понижается МО добротность, что связано с ростом оптического *поглощения на длине волны 633 нм.*

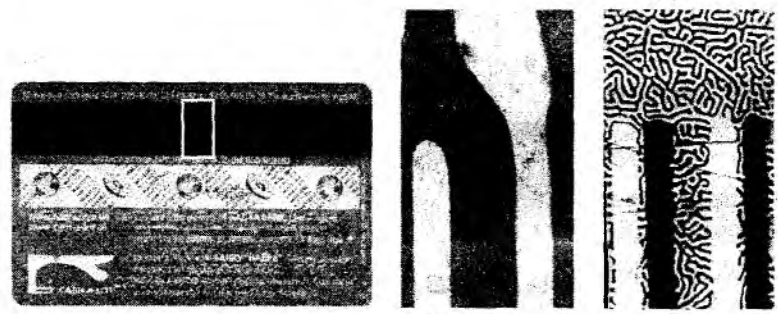


а *б*

Рис. 4

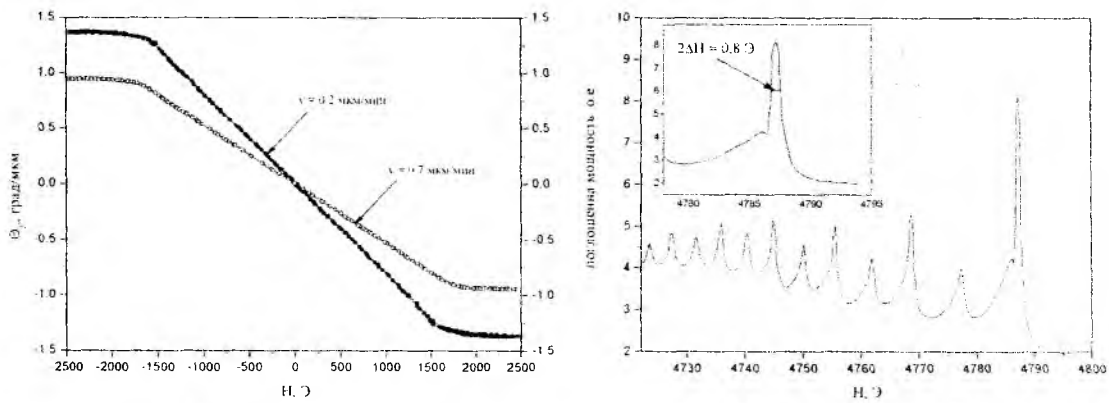
Пленки составов $(YBi)_3(FeGa)_5O_{12}$ и $(TmBi)_3(FeGa)_5O_{12}$, обладающие достаточным значением Θ_F (0,3…0,5 *град/мкм*) и малыми полями насыщения (5…30 Э), использовались для МО визуализации магнитной записи на кредитной карте.

На рис. 5 показана МО визуализация магнитной записи на кредитной карте – *а* с помощью пленок $(YBi)_3(FeGa)_5O_{12}$ – *б* и $(TmBi)_3(FeGa)_5O_{12}$ – *в*.



а *б* *в*

Рис. 5



а *б*

Рис. 6

Влияние скорости роста на удельное фарадеевское вращение для пленок системы $(LuBi)_3Fe_5O_{12}$ имеет аналогичный характер, как и для системы $(TmBi)_3(FeGa)_5O_{12}$ (рис. 6, *а*). Практически все исследованные пленки обладают довольно высоким удельным фарадеевским

вращением ~ 1,3 *град/мкм* и значениями МО добротности в диапазоне 4…5 *град/дБ*. Измерения ФМР показали, что пленки $(LuBi)_3Fe_5O_{12}$ имеют узкую ширину линии $2\Delta H$, которая составляет 0.8 Э. На рис. 6, *б* представлен результат измерения ФМР на частоте 9.1 *ГГц*.

Согласно [6] ЭПФГ номинального состава $(LuBi)_3Fe_5O_{12}$, обладающие такими магнитными и магнитооптическими параметрами, являются хорошим материалом для использования в качестве активной среды МО модулятора волноводного типа.

Выводы

Проведенные исследования показали, что условия роста Bi-ЭПФГ существенно влияют на их МО свойства. Установлено, что ΘF для пленок (YBi)3(FeGa)5O12 возрастает с увеличением скорости роста, а для (TmBi)3(FeGa)5O12 и (LuBi)3Fe5O12 уменьшается. Изменение состава раствор-расплавов позволяет получать Bi-ЭПФГ с различными магнитными и МО свойствами. Так, изменение мольного отношения R2 в раствор-расплаве позволяет получить пленки (YBi)3(FeGa)5O12 с разной намагниченностью и различным типом доменной структуры – монодоменная (Θ_F ~ 0,3 *град/мкм* и H_s ~ 5 Э) и лабиринтная (Θ_F = 0,1…0,25 *град/мкм* и H_s = 150…270 Э). Неизовалентное замещение ионами Са пленок $(TmBi)_3(FeGa)_5O_{12}$ не приводит к изменению Θ_F, но увеличивает оптическое поглощение и уменьшает Ψ от 3,6 до 1,3 *град/дБ*. Пленки $(LuBi)_3Fe_5O_{12}$, полученные при разных скоростях роста, имеют узкую ширину линии ФМР $2\Delta H$ = 0,8 Э, высокое Θ_F ~ 1,3 *град/мкм* и Ψ = 4…5 *град/дБ* и могут быть использованы в МО модуляторе. Используя пленки $(YBi)_3(FeGa)_5O_{12}$ и $(TmBi)_3(FeGa)_5O_{12}$ была показана возможность визуализации магнитных неоднородностей на примере магнитной записи на кредитной карте.

Список литературы: 1. *Рандошкин В.В., Червоненкис А.Я.* Прикладная магнитооптика. Москва: Энергоатомиздат, 1990. 320 с. 2. *Магнетизм и магнитные материалы* / Под ред. Ф.В. Лисовского и Л.И. Антонова. М.: Варгус, 1997. 239 с. 3. *Убизский С.Б., Сыворотка И.М., Сыворотка И.И., Булатов М.Ф., Бондарь В.И., Абдулина А.Г.* Выращивание и свойства Ca^{2+}-замещенных эпитаксиальных пленок феррограната $(TmBi)_3(FeGa)_5O_{12}$ // Новые магнитные материалы микроэлектроники. Сб. тр. XIX междунар. школы-семинара, 2004. М., 2004. С. 491–493. 4. *Сыворотка И.И., Сыворотка И.М.* Выращивание эпитаксиальных феррогранатовых пленок для магнитооптической диагностики наноразмерных неоднородностей магнитных полей // Нанофизика и наноэлектроника: Сб. тезисов VIII Междунар. украинороссийского семинара. Киев, 2007. С. 121–122. 5. *Syvorotka I.I., Golub V., Syvorotka I.M.* Influtnce of circularly polarized light on the magneto-optical second harmonic generation in the iron garnet film derivatives // J. Alloys Compd. 2008, 459(1-2). P. 487–490. 6. *Tamada H., Kaneko M., Okamoto T.* TM-TE optical-mode conversion induced by a transversely propagating magnetostatic wave in a $(BiLu)_3Fe_5O_{12}$ film // J. Appl. Phys. 1988. 64(2). P. 554–559.

НПП «Карат», Львов
Львовский национальный университет им. Ивана Франко

Поступила в редколлегию 24.09.2009

УДК 621.396.6

О.Ю. МАЛИЙ

РОЗРОБКА МЕТОДІВ УНІВЕРСАЛІЗАЦІЇ ПРОГРАМУВАННЯ МІКРОКОНТРОЛЕРІВ РІЗНИХ СІМЕЙСТВ

Вступ

Для рішення будь-якої поставленої перед розроблювачем радіотехнічної задачі з використанням схем на основі мікроконтролерів, за допомогою САПР, першочергово необхідно зробити опис умов роботи кінцевої системи, а також набору вхідних і вихідних функцій.

Задачу автоматизованого програмування варто розбити на кілька основних етапів:

- опис умови (вхідних і вихідних функцій системи);
- вибір мікроконтролера з бази даних на основі вхідних даних (цільовий мікроконтролер);
- визначення й автоматизоване настроювання блоків, які будуть виконувати програмно-апаратні перетворення даних і сигналів;
- автоматизована розробка схеми алгоритму основного тіла програми;
- трансляція схеми алгоритму з урахуванням настроювань апаратури на конкретний цільовий мікроконтролер;
- симуляція процесу роботи мікроконтролера для забезпечення перевірки отриманого результату.

Опис умови варто робити, не прив'язуючись до якоїсь окремої сфери людської діяльності, розбиваючи умову на набір різного типу сигналів і потоків даних.

Вхідна мова для системи автоматизованого програмування мікроконтролерів

При автоматизованому створенні програм мікроконтролер варто розглядати як чорний ящик, що має певну кількість входів і виходів.

Оскільки мікроконтролер є динамічною системою, здатною змінювати свої електротехнічні параметри залежно від виконуваної програми, умови необхідно задавати у вигляді стандартної схеми алгоритму або своєрідної мови. Малювання схеми алгоритму в САПР є досить трудомістким процесом, особливо, якщо задача громіздка й кількість використовуваних входів і виходів велика. Тому пропонується розроблена вхідна мова, що дозволить описувати параметри системи.

З точки зору математично підходу завдання вхідних даних можна задати у вигляді наступних структур.

Нехай X – множина величин предметної області задачі; A – множина операторів, що обчислюють значення величин з X за значеннями вхідних величин з X; φ – обчислювальний оператор; $In(\varphi)$ – множина вхідних величин для φ; $Out(\varphi)$ – множина вихідних величин φ і $In(\varphi)\le X$, $Out(\varphi)\le X$. Тоді предметна область описується графом G, вершини якого – деяка підмножина множина X. В G є дуга з вершини W_i, в вершину W_j, якщо існує оператор φ, такий, що $In(\varphi)\le W_i$ та $W_j=W_i\cap Out(\varphi)$. Множина путей графа G визначає множину обчислювальних процесів, які можна спроектувати за допомогою операторів φ. Побудований таким чином граф G може застосовуватися для опису предметної області задач при автоматизованому проектуванні програм.

Поняття оператора φ можна узагальнити до поняття часткового відношення, включивши в нього відношення структуризації складених величин – конструктор і селектор, а також рівняння виду $f(x_1,\ldots,x_n)=0$, розв'язні щодо аргументів $x_1,\ldots,x_n$, програм.

Обчислювальною моделлю M називається пара (X, A), де X, як і раніше, – множина величин; A – множина часткових відносин; $In(\varphi)\le X$, $Out(\varphi)\le X$ для всіх φ є, де $R = \{\varphi_1,\ldots,\varphi_n\}$ – часткове відношення.

У такий спосіб певні обчислювальні моделі допускають наступний запит на автоматизоване проектування програм: по заданих вхідних величинах U знайти величини V, якщо умова задачі задана обчислювальною моделлю M. При цьому передбачається, що U, $V\le X$. Задача (M, U, V) розв'язна тоді й тільки тоді, коли $T(U, M)\ge V$, де $T(U,M)$ – транзитивне замикання U

на моделі M. В [2] наведено алгоритм побудови $T(U, M,)$, що реалізує метод побудови вирішення задачі (M, U, V), що вирішується.

Описана модель предметної області застосовується в різних системах, у яких модель G складається з величин множини X й обчислювальних операторів φ. Дуги графа G спрямовані від величин до операторів, для яких ці величини є вхідними, і від операторів до вихідних величин. Використання подібної моделі дозволяє проектувати програми з вузької області застосування, що складаються лише з лінійних ділянок операторів [1].

Універсальна алгоритмічна мова програмування мікроконтролерів

Достатня кількість різних сімейств мікроконтролерів, а також відмінності між мікроконтролерами усередині одного сімейства вимагає розробки методів створення універсального засобу, що могло б дозволити робити налагодження пристроїв на основі мікроконтролерів будь-якого типу. Першим етапом на шляху створення такого засобу є розробка універсальної алгоритмічної мови програмування мікроконтролерів, що дозволить врахувати всі особливості кожного з обраних для роботи мікроконтролерів.

Для створення такої мови необхідно вивчити формальну граматику мов програмування, а також визначити метод універсального опису мікроконтролерів, що дозволив би не тільки описувати існуючі на сьогоднішній день мікроконтролери з усіма виконуваними ними функціями, але і давав можливість розширення достатку виконуваних мікроконтролерами функцій для опису подальших апаратних розробок структур мікроконтролерів. Для цього пропонується врахувати особливості виконання однієї і тієї ж задачі на різних типах мікроконтролерів, включаючи й апаратну реалізацію задачі, що дозволить провести аналіз і знайти загальні риси роботи, для чого необхідно проаналізувати особливості перетворення програми, написаної для одного типу мікроконтролера, в програму для іншого типу чи підтипу усередині одного сімейства.

Реакція комп'ютера на дані, що вводяться, однозначна – першою справою занести їх у пам'яті, забезпечивши повну схоронність і чекати подальших команд.

Формально мова програмування – це відкрита безліч текстів, написаних за допомогою деякого набору символів – алфавіту мови. По основному своєму призначенню мова програмування – це засіб спілкування між користувачем і комп'ютерною системою.

Мова програмування не простий засіб опису алгоритмів. На основі системи понять мови людина може обмірковувати свої задачі, а за допомогою нотації може виразити свої міркування із приводу рішення задачі. Люба мова, гарна або погана, обмежує програміста у виборі способів рішення. У поганих мовах важко або навіть неможливо виразити деякі поняття; гарний надає програмістові такі можливості, які полегшують розробку програм. Зрівняти мови й способи реалізації в них семантичних структур дозволяють характеристики й властивості мов програмування.

У загальному випадку під реалізацією мови програмування на деякій комп'ютерній системі мається на увазі програма, що перекладає текст програм з однієї мови на машинну мову даної комп'ютерної системи.

Оператори у відмінності від виражень цієї конструкції призначені для організації дій більш складних ніж обчислення нових значень. Ці дії зводяться до декількох основних категорій: створити нове ім'я для подальшого використання в програмі (оголошення), обчислити значення деякого вираження і дати йому одне з передбачених у програмі імен, зберігши це значення для використання в майбутньому (присвоювання), установити послідовність, у якій повинні виповнюватися інші дії (керування). До операторів керування відносяться: порожній оператор, послідовна композиція, умовна композиція, циклічна композиція, оператори переходу.

- опис мови абсолютно не повинен залежати від реалізації; машина й реалізація взагалі не повинні згадуватися в описі мови;

- мова повинна описуватися в термінах реалізації: "Незалежне від реалізації опис являє цінність тільки для починаючого програміста й випадкового користувача" ;

- мову треба описувати в основному незалежно від реалізації, але програміст повинен мати подання про стандартні способи реалізації, щоб оцінити ефективність своїх рішень [2].

Як універсальну мову програмування мікроконтролерів пропонується застосувати мову, що складається з оператора оголошення, оператора присвоєння («=») і двох операторів керування («if», "goto"), – це задовольняє умові апарата форм Бакуса–Наура та включає всі необхідні типи операторів.

Для опису апаратних засобів, що входять до складу мікроконтролерів, варто застосувати об'єктний підхід, при якому всі їх особливості будуть описані як властивості об'єкта з визначеними параметрами, унікальними для кожного окремого мікроконтролера, за умови, що об'єкти будуть створювати універсальними, тобто придатні до будь-якого мікроконтролера. У виді об'єктів необхідно описувати як програмні так і апаратні частини мікроконтролера. Синтаксис опису властивостей модулів у виді об'єктів застосуємо стандартний, який використовується у всіх макромовах програмування, тобто <об'єкт>.<дочірній об'єкт 1-го порядку>. …<властивість>=значення властивості.

Властивості об'єкта описуються як змінні чи як масиви, при цьому та саме властивість може бути просто змінною й одномірним масивом, одномірним і двомірним масивом і т.д. у тому випадку, коли описується його частина, наприклад один біт цілого байта. (*PORT*[1]=45*h* у той час як PORT[1,0]=1, тут одиниця вказує на загальну властивість, тобто номер порту, 0 у другому випадку вказує номер біта (номер висновку), при цьому 45*h*=01000101*b*, отже 0-й *бит*=1), це відповідає аналогічному використанню спеціальних регістрів у мікроконтролерах (MOVWF PORTA, однак BSF PORTA, 2).

Розглянемо на прикладі мікроконтролера PIC16F84A опис деяких програмних і апаратних модулів.

Опишемо деякі з них у вигляді об'єктів із властивостями.

1. Об'єкт – стек адрес функцій, які викликають процедури (8 level stack), має такі властивості:

- розрядність 13 *бит* (Stack.bits=13);
- кількість рівнів (Stack.levels=8);
- робота над стеком виконується тільки командами виклику процедури і повернення з процедури.

Над ним можна робити наступні операції:

- додати дані (командою виклику процедури), при цьому всі попередні дані зміщаються на один рівень униз, а саме нижнє значення віддаляється;
- прочитати дані (командою повернення з процедури), при цьому об'єкт видає верхнє значення і потім стирає його, а інші значення зміщаються на один рівень вгору.

Приклади застосування:

```
……..
015A:  CALL 02F1h    ;виклик процедури, яка знаходиться за адресою 02F1h
(Stack.level[1]=PC=015Ah=00000001 01011010b;
For i=8 downto 2 do Stack.level[i]=Stack.level[i-1])
……..
02F1:  RETURN      ;повернення з процедури
  (PC=Stack.level[1]; for i=1 to 7 do Stack.level[i]=Stack.level[i+1])
……..
```

2. Об'єкт оперативна пам'ять (RAM File registers) має наступні властивості:

- кількість осередків (RAM.bytes=68);
- розрядність (RAM.bits=8)

- діапазон адрес (RAM.beginaddr=0Ch, RAM.endaddr=4Fh);
- має 2 банки пам'яті з різницею адресації 80h (RAM.banks=2, RAM.incbanks=80h);

Над ним можна робити наступні операції:
- записати в обраний осередок дані
- вважати з обраного осередку дані

Приклади застосування:

```
.....
MOVLW  CFh    (w=CFh)
MOVWF  12h    (RAM.byte[12]=w)
.....
MOVF  4Fh,w   (w=RAM.byte[4F])
.....
```

При цьому будь-яка виконувана команда змінює які-небудь властивості одного чи декількох об'єктів (змінює вміст масиву пам'яті, значення вектора виводів порту, виводів компаратора і т.д.). Усі команди мікроконтролера зводяться до команд присвоєння ("=") і команд перевірки ("if") з використанням переходів ("goto") універсальної алгоритмічної мови програмування.

Для визначення необхідної кількості об'єктів того чи іншого мікроконтролера та особливостей опису необхідно визначити множини загальних та унікальних для кожного окремого мікроконтроллеру об'єктів. Визначення множини загальних об'єктів пропонується зробити шляхом переводу програм одного мікроконтролера в інший, аналіз цих перетворень дозволить визначити загальні властивості мікроконтролерів та їх відмінності.

Для трансляції програм необхідно створити універсальну (загальну для всіх мікроконтролерів) середню частину перекладу, тобто запропоновану універсальну мову, що буде враховувати особливості кожного з мікроконтролерів і приводити їх у деякі загальні структури поруч з приватними властивостями, що описують унікальність (на рис. 1 наведена структурна схема процесу перекладу програми з одного мікроконтролера в інший). При цьому на МК2 особливості МК1 реалізовувати емуляцією за допомогою наявних структур і їх властивостей.

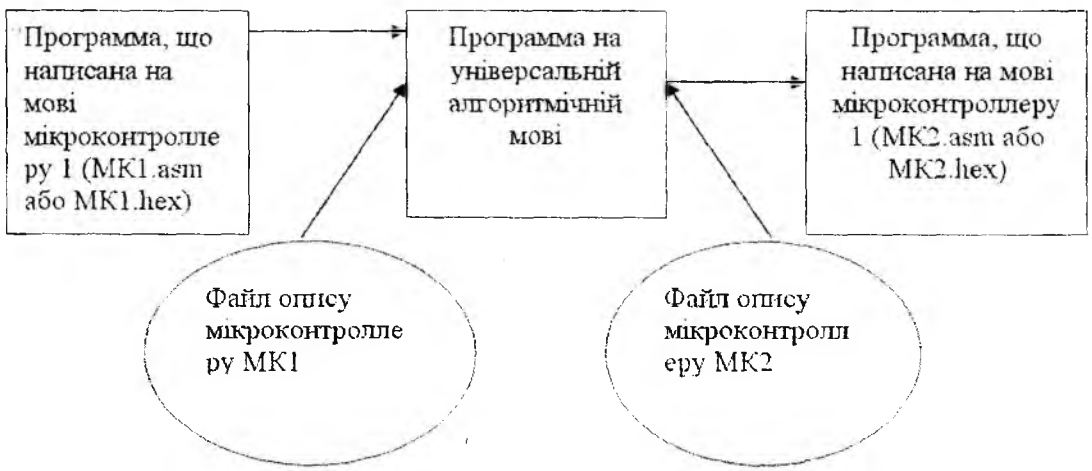


Рис. 1

Проведений аналіз мов програмування мікроконтролерів надав можливість зробити наступні висновки щодо особливостей опису об'єктів:

1. Робота з виводами мікроконтролера повинна зводиться не до кількості портів визначеної розрядності, а описуватися кількістю необхідних висновків з визначеними властивостями.

2. Робота з будь-яким видом пам'яті мікроконтролера повинна вказувати необхідний обсяг використовуваної пам'яті, а не максимальний обсяг пам'яті мікроконтролера.

3. Настроювання мультіпліцьованих пристроїв повинне провадитись автоматично – якщо у визначений момент часу використовується один пристрій, всі інші (мультіпліцьованні з даним) використовуватися не можуть.

4. Використання спеціальних регістрів і регістрів загального призначення не повинне прив'язуватися до визначених адрес у пам'яті, а має тільки вказувати функції регістра.

Як приклад, за допомогою якого надалі зроблено висновок про методи створення універсальної алгоритмічної мови програмування, наводиться перетворення програми мікроконтролера PIC16F84A у програму мікроконтролера PIC12F629. Даний приклад не враховує різницю у вбудованих апаратних пристроях, а працює тільки з пристроями, що входять до складу як одного, так і іншого мікроконтролера з метою показати на даному етапі особливості програмного перетворення без програмної й апаратної емуляції на вхідних до складу заданих мікроконтролерів пристроїв.

Задана задача наступного змісту:

Розробляється електронний ключ з обмеженою кількістю разів доступу, а також з різними рівнями доступу.

Мікроконтролер, який у пам'яті EEPROM містить деяку інформацію обсягом 64 байта, служить для авторитизації, 32 байта утримують серійний номер ключа (унікальний для кожного), 2 байти – рівень доступу і 30 байт – лічильник кількості разів доступу (рис. 2 – карта пам'яті електронного ключа). При цьому пристрій, що зчитує, може виконувати тільки три команди: читання біта, запис біта (зкидання з одиниці в нуль) і встановлення початку області авторитизації. Дані команди виконуються шляхом сполучення двох керуючих сигналів RST і CLK. Читанню біта відповідає високий CLK при низькому RST, запису біта відповідає послідовність високого RST і високого CLK, а встановленню початку області авторитизації – високий CLK при високому RST (рис. 3 – амплітудно-часова діаграма команд пристрою читання електронного ключа).

Уникальный серийный номер ключа (32 байта)
Уровень доступа (2 байта)
Битовый счетчик количества раз доступа (30 байт)

Рис. 2

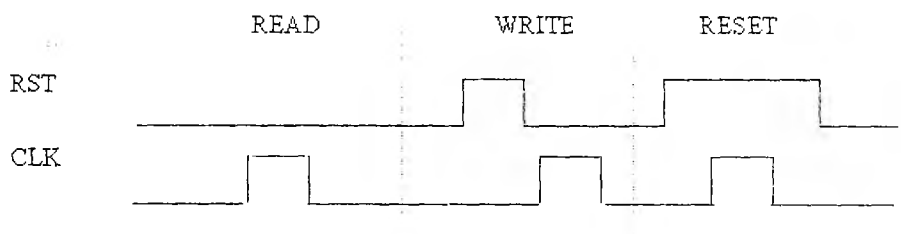


Рис. 3

Переходячи до безпосередньої реалізації заданої задачі, необхідно врахувати ту особливість, що порти в заданих для рішення мікроконтролерах здатні видавати в порт інформацію тільки цілим байтом (на кожен вивод по біту). Ця особливість зважується шляхом бітового зрушення вліво чи вправо байта, при цьому в біті carry спеціального регістра status залишається 1 біт, саме він і буде подаватися в порт. Для сприйняття команд пристрою, що зчитує,

використовуємо два виводи порту А, один із яких візьмемо тактовий (T1CK0 для підрахунку кількості CLK за допомогою регістра TMR0), другий беремо довільно з тих виводів із входом. Також необхідно взяти один вивод для даних, які будуть виходити з ключа в пристрій, що зчитує (вибираємо будь-який двонаправлений). Після цього пишуться процедури обробки подій, що забезпечують правильну роботу ключа за заданих умов.

Як видно з особливості задачі, лічильник кількості разів доступу побітовий, тобто кількість установлених біт у лічильнику відповідає дозволеній кількості разів доступу.

Спочатку вирішимо дану задачу на PIC16F84A.

Якщо переходити до перекладу цієї програми в мікроконтролер PIC12F629, варто помітити розходження в характеристиках:

- у 12F629 тільки один шостирозрядний порт вводу/виводу, для даної задачі це не суттєво, але може значно вплинути на рішення інших задач, у яких необхідна більша кількість виводів
- 12F629 має в два рази більше пам'яті EEPROM, що в даній задачі вносить необхідність контролю за виходом з першої половини адресації EEPROM пам'яті
- у 12F629 виводи порту мультипліцьовані з внутрішніми пристроями і тому навіть не дивлячись на те, що дані пристрої в задачі використовуватися не будуть, необхідне їх відповідне настроювання.
- 12F629 має відмінну від 16F84A карту пам'яті, у якій спеціальні регістри використовувані в програмі знаходяться по інших адресах, що особливо необхідно враховувати при перекладі програми. Регістри загального призначення також знаходяться в іншому адресному діапазоні, це потрібно враховувати для запобігання використання спеціальних регістрів і комірок пам'яті, що не можна використовувати.

Далі наведений фрагмент коду програми на мікроконтролерах 16F84A, 12F629 і проміжний код універсальною алгоритмічною мовою:

PIC 16F84A	Універсальна алгоритмічна мова
0089: BTFSC PORTB , 00	*if PORT[2,0]=0 then PC=PC+2 else PC=PC;*
008A: GOTO 0089	
008B: BSF PORTA , 00	*PORT[1,0]=1;PC=PC+1;*
008C: MOVWF INTCON	*INTCON=w;PC=PC+1;*
008D: CLRF TMR0	*TMR0=0;PC=PC+1;*
008E: NOP	*PC=PC+1;*
008F: NOP	*PC=PC+1;*
0090: GOTO 0094	*PC=PC+4;*
0091: BTFSC PORTA , 04	*if PORT[1,4]=0 then PC=PC+2 else PC=PC;*
0092: GOTO 0091	
0093: MOVWF PORTA	*PORT[1]=w;PC=PC+1;*
0094: BTFSS TMR0 , 00	*if TMR0[0]=1 then PC=PC+2 else PC=PC;*
0095: GOTO 0094	
0096: RLF EEDATA ,f	*EEDATA=EEDATA*2+EEDATA[7]; PC=PC+1;*
0097: MOVF STATUS , W	*w=STATUS;PC=PC+1;*
0098: BTFSC PORTA , 04	*if PORT[1,4]=0 then PC=PC+2 else PC=PC;*
0099: GOTO 0098	

Універсальна алгоритмічна мова	PIC 12F629
if PORT[2,0]=0 then PC=PC+2	*007F: BTFSC GPIO , 01*
else PC=PC;	
	0080: GOTO 007F
PORT[1,0]=1;PC=PC+1;	*0081: BSF GPIO , 00*
INTCON=w;PC=PC+1;	*0082: MOVWF INTCON*
TMR0=0;PC=PC+1;	*0083: CLRF TMR0*
PC=PC+1;	*0084: NOP*
PC=PC+1;	*0085: NOP*
PC=PC+4;	*0086: GOTO 008A*
if PORT[1,4]=0 then PC=PC+2	*0087: BTFSC GPIO , 02*
else PC=PC;	
	0088: GOTO 0087
PORT[1]=w;PC=PC+1;	*0089: MOVWF GPIO*
if TMR0[0]=1 then PC=PC+2	*008A: BTFSS TMR0 , 00*
else PC=PC;	
	008B: GOTO 008A
*EEDATA=EEDATA*2+EEDATA[7];*	*008C: RLF EEDATA , f*
PC=PC+1;	
w=STATUS;PC=PC+1;	*008D: MOVF STATUS , W*
if PORT[1,4]=0 then PC=PC+2	*008E: BTFSC GPIO , 02*
else PC=PC;	
	008F: GOTO 008E

На прикладі видно, що використовуються різні виводи портів, різні спеціальні регістри опису портів, а також не збігаються адреси фрагментів коду, що не заважає програмі ідентично працювати (робота програми була перевірена практично, шляхом апаратної реалізації).

Методика опису програмних і апаратних модулів за допомогою об'єктів дозволить полегшити розуміння їхньої роботи за рахунок наочності взаємодії блоків системи в цілому.

Використання універсальної алгоритмічної мови, написаної за наведеними методами дозволить розкласти роботу мікроконтролера на елементарні взаємодії об'єктів, що дасть можливість здійснювати емуляцію роботи деяких апаратних модулів програмно і використовуючи наявні в наявності апаратні модулі.

Простота мови забезпечує легкість розуміння семантики язикових конструкцій і запам'ятовування їх синтаксису. А це у свою чергу дозволяє зменшити витрати на навчання програміста й імовірність здійснення помилок, що виникають у результаті неправильної інтерпретації специфікацій мови.

Динамічний опис сімейств восьмирозрядних мікроконтролерів

Сучасний рівень розвитку мікроконтролерів і приладів на їх основі постійно диктує необхідність використання нових типів для виконання поставлених завдань, у багатьох випадках доводиться використовувати різні сімейства мікроконтролерів. Це обумовлює необхідність знання великої кількості мов програмування (систем команд різних сімейств), особливостей керування вбудованою периферією, а також потребу в експлуатації різних програмних комплексів налагодження й розробки. Кожний з існуючих програмних комплексів використовує свій власний механізм опису структури, функцій і системи команд, що підходить лише для одного даного сімейства.

Необхідно дослідити структури основних сімейств восьмирозрядних мікроконтролерів та розробити єдину методику опису мікроконтролерів для подальшого використання в програмах розробки та відлагодження пристроїв на їх основі.

Для спрощення роботи розробників і модернизаторів пристроїв на основі мікроконтролерів необхідно створити єдину систему опису структури, функцій і системи команд. Кожне сімейство мікроконтролерів має свої конструктивні й організаційні особливості, тому необхідно розробити динамічну методику опису, що дозволить не прив'язуватися до конкретного сімейства.

Основною відмінністю восьмирозрядних мікроконтролерів від платформ високого рівня є неможливість заміни периферійних пристроїв, що входять до їх складу [2]. Мікроконтролери мають чітку схему взаємодії апаратних модулів та програмного забезпечення, опис якої дозволить створити й надалі використовувати віртуальні моделі мікроконтролерів для налагодження роботи пристроїв на їх основі.

У результаті виконання загального аналізу структур восьмирозрядних мікроконтролерів, та виявлення основних конструктивних модулів провідних фірм виробників мікроконтролерів [3–5] була складена порівняльна таблиця:

Фірма виробник	Microchip	AVR	Motorola	NEC	INFINEON
Сімейство	PIC	Atmel	68HC08/908	78K/0	C166
Кількість портів вводу-виводу	14 – 68	6 – 86	13 – 54	16 – 88	до 111
Пам'ять програм, *кБ*	0,5 – 32	1 – 128	До 60	8 – 60	до 256
Пам'ять даних EEPROM, *байт*	до 1024	до 4096	до 1024	до 1024	до 32768
ОЗП, *байт*	64 – 512	до512	128 – 2048	256 – 2048	до 2048
Компаратори	0–2	0–2	0–1	0–1	0–4
АЦП, *канал/біт*	8/10	8/10	8/10	8/10	16/10
Таймери, *шт*	1 – 3	1 – 4	1 – 2	3 – 5	3 – 5
Реалізація апаратних протоколів	USART, I^2C, SPI	UART, SPI	SCI, SPI, BLDC-D	I^2C, CAN, USB, IrDA	I^2C, SPI, USART

З таблиці видно, що всі розглянуті сімейства восьмирозрядних мікроконтролерів мають у своєму складі стандартизовані периферійні модулі (АЦП, таймери, компаратори, апаратні протоколи та т.і) і відрізняються одне від одного, як правило, за їх набором, складністю та структурою взаємодії.

Пропонується динамічна методика опису структури восьмирозрядних мікроконтролерів, загальна схема якої наведена на рис. 4. Як можна побачити зі схеми на рис. 4, описується прив'язка апаратних особливостей мікроконтролера до змін у програмі. Конструктивні характеристики (розмір, тип корпусу, кількість виводів мікросхеми мікроконтролера й т.і.) безпосередньо пов'язані із мультипліцированими між собою периферійними пристроями, які у свою чергу керуються набором регістрів спеціального призначення. Оскільки у всіх сімействах мікроконтролерів регістри спеціального призначення перебувають у доступній для загального користування оперативній пам'яті, зміна їх значень, а як наслідок функціональних дій пов'язаних з ними периферійних пристроїв, можлива програмним шляхом. Зміна програми мікроконтролера безпосередньо пов'язана зі зміною режимів роботи або набору дій апаратних модулів, і навпаки зміни, що відбуваються в апаратних модулях, призведуть до зміни значень певних комірок пам'яті або викликів переривань і, як наслідок, до зміни ходу програми.

Опис структури мікроконтролера пропонується починати з переліку конструктивних характеристик та, використовуючи взаємодію, наведену на рис. 4, поступово переходити до опису інших компонентів мікроконтролера. Це пов'язано з тим, що конструктивні характеристики є незмінними параметрами, в той час як функціональні характеристики є динамічними, залежними від програмного коду в пам'яті інструкцій.

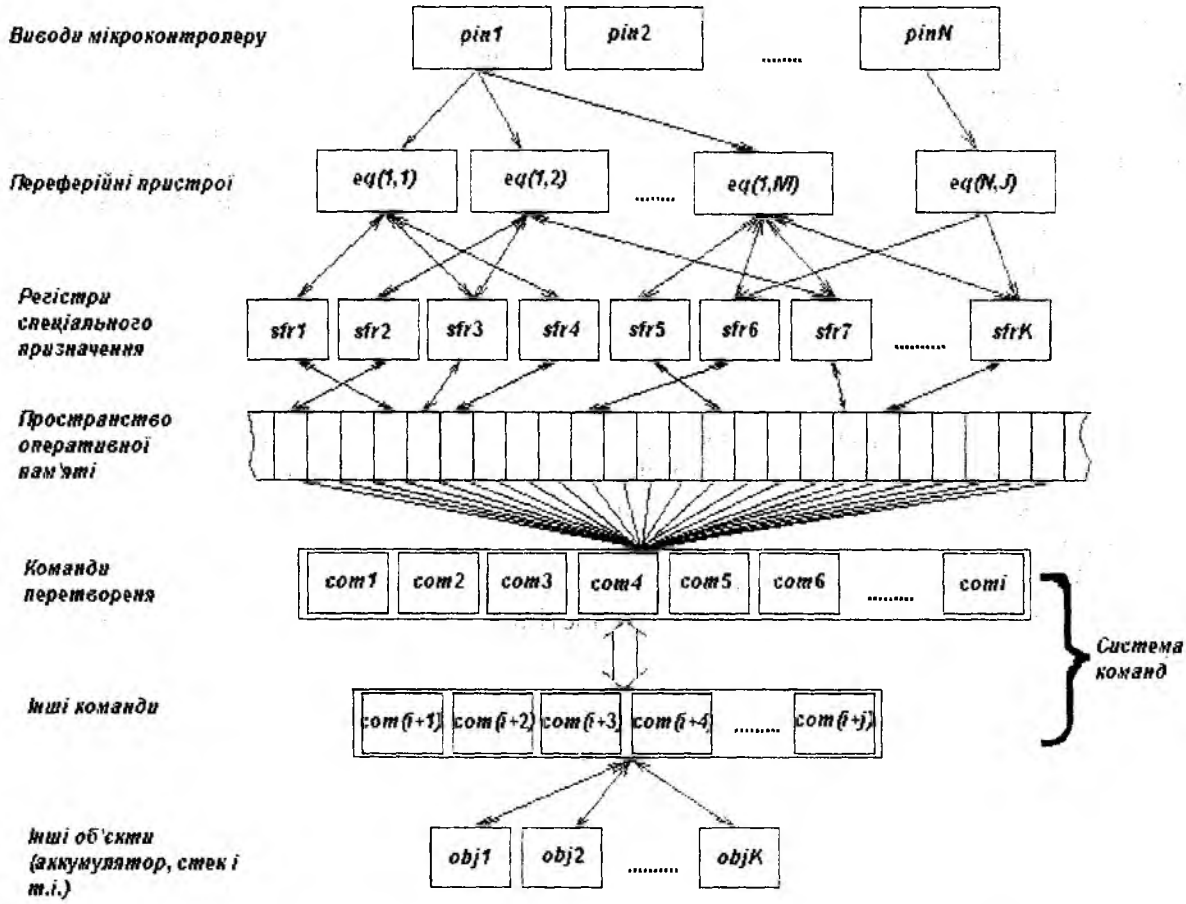


Рис. 4

Наведемо приклад опису окремих об'єктів мікроконтролера використовуючи мікроконтролер PIC12F629. Конструктивно мікросхема мікроконтролера має вісім виводів, на виводі з номером п'ять мультипліцьовано чотири периферійних пристрої (двонаправлений канал вводу-виводу, вхід тактового сигналу для TMR0, вхід зовнішніх переривань та вихід компаратора). Для керування двонаправленим каналом вводу-виводу використовується чотири регістри спеціального призначення GPIO, TRISIO, WPU та IOCB для керування входом тактового сигналу для TMR0 використовуються декілька бітів регістру спеціального призначення OPTION_REG, для керування входом зовнішніх переривань використовується регістр спеціального призначення INTCON, а для керування виходом компаратора використовується регістр CMCON. У свою чергу всі ці регістри спеціального призначення розташовані в загальному просторі оперативної пам'яті за адресами відповідно 05h, 85h, 95h, 96h, 81h, 0Bh(8Bh) та 19h. Значення, що знаходяться у всіх цих комірках пам'яті, можливо змінити, використовуючи будь-яку команду перетворення пам'яті (MOVWF f, ADDWF f,d і т.і.), це призведе до зміни параметрів роботи пристроїв, що керуються цими спеціальними регістрами, що в свою чергу змінить загальну роботу мікроконтролера, а разом з ним і пристрою, яким мікроконтролер керує.

До складу восьмирозрядних мікроконтролерів входять різні набори заздалегідь визначених і стандартизованих пристроїв, таких як: цифрово-аналогові перетворювачі, аналогово-цифрові перетворювачі, компаратори, енергонезалежна пам'ять, джерела опорної напруги та інші [3]. Всі ці пристрої поодинці є заздалегідь відомими розробнику. Однак кожне окреме сімейство мікроконтролерів відрізняється від інших своєю унікальною структурою взаємодії й керування певним набором периферійних пристроїв (мультипліцювання пристроїв на окремих виводах мікросхеми, що обумовлює необхідність перемикання між ними, унікальним набором спеціальних регістрів, їх розташуванням у пам'яті даних).

Для динамічного опису представимо мікроконтролер як дискретний перетворювач, що має N входів й M виходів, усього $N+M=P$ функціональних виводів (у число P не входять виводи живлення мікросхеми), при цьому на відміну від звичайних дискретних перетворювачів, у яких стан на виходах залежить тільки від стану на входах, маємо ще залежність стану на виходах від набору команд програми в пам'яті інструкцій. Також особливістю є можливість тих самих виводів мікросхеми виконувати функції входів і виходів залежно від стану регістрів спеціального призначення, тому в нашому випадку N й M є змінними параметрами, у математичному вигляді їх можна записати як вирази (1), (2):

$$Nt=f(SRt, PRt)\leq P, \quad (1)$$

$$Mt=f(SRt, PRt, Nt)\leq P, \quad (2)$$

де Nt – число входів дискретного перетворювача в певний момент часу; Mt – число виходів дискретного перетворювача в певний момент часу; P – загальна кількість виводів мікросхеми мікроконтролера; SRt – поточні значення масиву регістрів спеціального призначення; PRt – поточна інструкція програми.

Функції (1) і (2) можна описати для кожного окремого мікроконтролера, вказавши які стани може приймати окремий вивід, в залежності від значень певного набору регістрів спеціального призначення див. (3) – (5):

$$Pri=\{\text{тільки вхід, тільки вихід, двонаправлений}\} \quad (3)$$

де Pri – можливий режим роботи i-го виводу мікроконтролера:

$$Pki=\{K_1, K_2, K_3 \ldots K_S\}, \quad (4)$$

де Pki – можливий набір функцій i-го виводу мікроконтролера; Kj (j=1,2,3....S) – набір пристроїв підключених до i-го виводу мікросхеми (наприклад перший вхід компаратора 1, вихід джерела опорної напруги й т.д.); S – загальна кількість мультиплицированных пристроїв, підключених в i-му виводу мікроконтролера

$$Pi=f(SR_1, SR_2, SR_3, \ldots SR_A), \quad (5)$$

де Pi – можливий стан i-го виводу мікроконтролера; SRj (j=1,2,3,...A) – стан бітів j-го регістра спеціального призначення, що обслуговує пристрої підключені до i-го виводу мікроконтролера; A – загальна кількість регістрів спеціального призначення, що обслуговують пристрої підключені до i-го виводу мікроконтролера.

Функція (5) являє собою опис стану виводу залежно від стану спеціальних регістрів, що обслуговують пристрої, підключені до даного виводу, вона може виглядати як будь-яка залежність дискретного виходу від стану дискретного входу (наприклад, таблиця істинності).

Функції (1) – (5) дозволяють характеризувати прив'язку конструктивних особливостей мікроконтролера до його функціональних особливостей і до регістрів спеціального призначення даного мікроконтролера.

Система команд окремого сімейства мікроконтролерів являє собою набір команд, кожна з яких виконує ту або іншу дію з аналізу й/або зміні даних у пам'яті програм. Як вже було сказано вище, спеціальні регістри перебувають безпосередньо в пам'яті даних, тому деякі інструкції програми можуть змінювати їхній стан й як наслідок особливості роботи мікроконтролера, як дискретного перетворювача, в окремий момент часу (1), (2). Виходячи з цього, необхідно звернути особливу увагу на опис системи команд сімейств мікроконтролерів.

Базовими поняттями при описі ресурсів процесора є *банки регістрів* та *простори пам'яті*. Банком регістрів є множина регістрів з єдиним функціональним призначенням. Під простором пам'яті вважаємо блок пам'яті з окремою єдиною для всіх його запам'ятовуючих пристроїв шиною адрес та даних.

Множина просторів пам'яті $M^*=\{ M_I \}$, де M_I – i-й простір пам'яті. Простір пам'яті $M_I=(T_I, Width_I, L_I, S_I)$, де $T_I \in \{$"пам'ять програм","пам'ять даних","порти"$\}$ – тип простору

пам'яті, $Width_I$ – ширина слова простору в бітах, L_I – довжина простору в комірках, S_I – множина різних атрибутів простору (признаки ПЗП/ОЗП, тип пам'яті, швидкість доступу, адреси).

Множина банків регістрів $R^*=\{ (R_I, L_I) \}$, де R_I – i-й банк регістрів, L_I – довжина банка (кількість регістрів). Регістри нумеруються від *0* до L_I-*1*. Банк регістрів поділяється на регіони: $R_I=\{ TR_I \}$, регіон регістрів є множиною функціонально еквівалентних і повністю взаємозамінюваних регістрів. На апаратному рівні регіон є блоком регістрів, що мають єдиний апаратний мультиплексор. Введення поняття "регіон регістрів" пов'язано з необхідністю опису кластеризованого регістрового файлу ПЦОС та МП з ДКС.

Вводимо множину типів даних, операції над якими апаратно реалізовані у процесорі: *RTYPES*. Введемо функцію перетворення *TRT*: *TYPES* → *RTYPES*, яка відображає тип даних мови високого рівня у внутрішній апаратно підтриманий тип процесора. Ця функція не являє собою взаємно однозначну відповідність: якщо $t_1,t_2 \in TYPES$, і $t_1=t_2$, можливо, що $TRT(t_1)=TRT(t_2)$. За допомогою функції *TRT* змінні граф-моделі відображуються на регістри та пам'ять МП – кожному скалярному типу даних висхідної програми зіставляється тип даних, підтриманий МП.

Регіон регістрів є $TR_I=(Quant_I, Ofs_I, Width_I, RType_I, Attr_I)$, де $Quant_I$ – кількість регістрів в регіоні, Ofs_I – зміщення начала регістрів в регістровому файлі, $Width_I$ - ширина регістра в бітах, $RType_I$ – множина типів, які можуть міститися в регістрах регіону, $Rtype_I \subset RTYPES$, $Attr_I$ – множина додаткових атрибутів (мнемоніки регістрів, атрибути).

Системи команд кожного окремого сімейства мікроконтролерів мають різні синтаксиси, кількість й набір операндів, тому необхідно враховувати можливість появи нових типів операндів у командах, а також нестабільність розрядності кодів команд після компіляції в різних мікроконтролерах.

Для вирішення проблеми опису різних систем команд та їх впливу на апаратну частину конкретного мікроконтролера, пропонується використання динамічного алгоритму, що дозволяє, не роблячи прив'язку до конкретної платформи, описати набір команд, враховуючи при цьому характеристики кожного сімейства, а також особливості перетворення асемблера в машинний код.

Динамічний опис системи команд складається з наступних етапів:

- виділення основних типів команд по особливостях роботи з регістрами, а також за принципом структуризації *біт* при перетворенні в машинний код $M=(m_1, m_2, \dots m_n)$;
- визначення максимальної кількості параметрів, необхідних для опису типу команд $P=\max(M)$;
- виділення параметрів кожного типу $m_i=a_{i1} \cap a_{i2} \cap \dots \cap a_{ik}$; $a_{ij}=\{opcode, f, b, d, k, x, \dots\}$;
- опис особливостей розподілу бітів, що вказують параметр команди, у кінцевому слові машинного коду $m_i=a_{i1}{}^5 \cap a_{i2}{}^3 \cap \dots \cap a_{ik}{}^n$;
- перерахування всіх команд із вказівкою синтаксису й приналежності до певного заздалегідь описаного типу $C=\sum_{i=1}^{n} com_i$; $com_i \in m_j$;
- опис впливу кожної команди на роботу мікроконтролера в цілому або окремих його пристроїв.

Розглянемо динамічний опис системи команд на прикладі мікроконтролера PIC16F84A.

У цьому мікроконтролері можна виділити шість основних типів команд: байторієнтовані з приймачем результату m_1, байторієнтовані без приймача результату m_2, біторієнтовані m_3, команди роботи з константами m_4, команди організації безумовних переходів m_5 та команди керування m_6. Кількість параметрів в цих типах команд складає відповідно 3, 2, 3, 2, 2 та 1, згідно з цим максимальна кількість параметрів складає $P=3$.

Виділимо параметри кожного типу. Для байторієнтованих команд з приймачем результату присущі такі параметри, як *opcode* команди (синтаксичне слово, що відокремлює окрему команду від інших), адреса або ім'я регістру *f* та приймач результату (*d* – місце, де буде зберігатися результат після виконання операції) $m_1=a_{11} \cap a_{12} \cap a_{13}$, $a_{11}=opcode$; $a_{12}=f$; $a_{13}=d$.

Для байторієнтованих команд без приймача результату присущі такі параметри, як opcode команди та адреса або ім'я регістру (*f*) $m_2=a_{21}\cap a_{22}$, $a_{21}=opcode$; $a_{22}=f$.

Для біторієнтованих команд – *opcode* команди, адреса або ім'я регістру (*f*) та номер біту, над яким буде виконуватися операція (*b*) $m_3=a_{31}\cap a_{32}\cap a_{33}$, $a_{31}=opcode$; $a_{32}=f$; $a_{33}=b$.

Для команд роботи з константами це буде безпосередньо *opcode* команди та значення константи або її ім'я (*k*) $m_4=a_{41}\cap a_{42}$, $a_{41}=opcode$; $a_{42}=k$.

Для команд організації безумовних переходів – *opcode* команди та значення адреси або ім'я позначки, на яку буде відбуватись перехід (*label*) $m_5=a_{51}\cap a_{52}$, $a_{51}=opcode$; $a_{52}=label$.

Для команд керування – тільки *opcode* команди $m_6=a_{61}$, $a_{61}=opcode$.

Далі опишемо особливість розподілу бітів, що вказують параметр команди, у кінцевому слові машинного коду.

$m_1=a_{11}{}^{6}\cap a_{13}{}^{1}\cap a_{12}{}^{7}$

$m_2=a_{21}{}^{7}\cap a_{22}{}^{7}$

$m_3=a_{31}{}^{4}\cap a_{33}{}^{3}\cap a_{32}{}^{7}$

$m_4=a_{41}{}^{6}\cap a_{42}{}^{8}$

$m_5=a_{51}{}^{3}\cap a_{52}{}^{11}$

$m_6=a_{61}{}^{14}$

Перерахуємо декілька команд з вказанням їх приналежності до окремого типу:

$com_1=MOVF \in m_1$; $com_2=MOVWF \in m_2$; $com_2=XORWF \in m_1$; $com_3=BCF\ f,b \in m_3$; $com_1=NOP \in m_6$; $com_5=CALL \in m_5$; $com_6=SUBLW \in m_4$; $com_7=CLRF \in m_2$ і т.д.

Висновки

Опис впливу команд на окремі об'єкти мікроконтролера чи на мікроконтролер в цілому слід проводити, використовуючи описану вище універсальну алгоритмічну мову програмування мікроконтролерів, що використовує опис змін параметрів об'єктів, з яких складається мікроконтролер.

Таким чином можна описувати систему команд разом із специфікою переводу асемблеру у машинний код при компіляції для будь-якого мікроконтролера.

Запропонована методика опису структури восьмирозрядних мікроконтролерів усуває недосконаліть методів існуючих програмних комплексів, що полягають у неможливості роботи з будь-якими мікроконтролерами, що не входять до сімейства, яке розглядається. У запропонованому методі використовується чітка прив'язка конструктивних, технічних характеристик до керуючих регістрів спеціального призначення і, як наслідок, до змісту програми, що дозволяє описувати мікроконтролерні структури будь-якої складності.

Динамічний опис структури восьмирозрядних мікроконтролерів може бути широко використаний для розробки різного роду програм, що відлагоджують пристрої на їх основі.

Список літератури: 1. *Теория* языков и автоматизация программирования: Сб. науч. тр. / АН УССР, науч. совет по пробл. "Кибернетика", Ин-т Кибернетики им. В.М. Глушкова; [Ред-кол.: Е.Л. Ющенко] К.: ИК, 1986 2. *Бродин В.Б.* Системы на микроконтроллерах и БИС программируемой логике / В.Б. Бродин, А.В. Калинин. М.: ЭКОМ, 2002. 400с. 3. *Негода Д.В.* Автоматизация проектирования симуляторов микропроцессоров и микроконтроллеров: Дис. … канд. техн. наук: 05.13.12 / Негода Дмитрий Викторович. Ульяновск: РГБ, 2005. 160с. 4. *Джаныбаев К.,* Язык спецификаций для верификации набора операций языков. // Теория языков и автоматизация программирования: Сб. науч. тр. / АН УССР, науч. совет по пробл. "Кибернетика", Ин-т Кибернетики им. В.М. Глушкова; [Ред-кол.: Е.Л. Ющенко] К.: ИК, 1986 с.19-24 5. *Стеблянко В.Г., Марченко А.И., Подобед Л.Е.,* Разработка входных языков кроссовых систем подготовки программ реального времени // Теория языков и автоматизация программирования: Сб. науч. тр. / АН УССР, науч. совет по пробл. "Кибернетика", Ин-т Кибернетики им. В.М. Глушкова; [Ред-кол.: Е.Л. Ющенко] К.: ИК, 1986 с.41-48 6. *Белых А.А.* Унификация архитектур однокристальных микроконтроллеров и ее применение для разработки программного обеспечения встраиваемых систем: Дис. … канд. техн. наук: 05.13.15 / Белых Андрей Александрович. М.: РГБ, 2006. 179 с.

Запорізький національний технічний університет

Надійшла до редколегії 02.11.2009

УДК 62.503.56

В. В. БРАЇЛОВСЬКИЙ, канд. фіз.-мат. наук, М. М. ІВАНЧУК, І. В. МАЛИК

СИГНАЛ КЕРУВАННЯ ЄМНІСТЮ ДАВАЧА РАДІОСПЕКТРОМЕТРА

В неперервному радіоспектрометрі сканування за частотою переважно здійснюють за допомогою керованої ємності – варикапа або варикапної матриці. Досліджуваний зразок поміщають у котушку коливального контуру [1, 2]. При ядерному квадрупольному резонансі зростає поглинання електромагнітної енергії котушки, що зумовлює зменшення її добротності.

Переналаштування резонансної частоти коливального контуру здійснюється зміною напруги керування варикапа. Керуюча напруга, як правило, є адитивною сумішшю модулюючої та лінійнозмінної напруг (ЛЗН). З аналізу літературних джерел видно, що типи сигналів можна класифікувати за ознакою форми модулюючого сигналу. Найбільш розповсюдженими є три типи модулюючих сигналів синусоїдальний [3], трикутний [4] та прямокутний [5]. В роботі [5] на основі експериментальних досліджень зроблено висновок, що найбільш ефективним сигналом модуляції є прямокутний двополярний імпульс.

При проведенні порівняльного аналізу ефективності різних типів модулюючих сигналів використано математичну модель послідовного LC-контуру, де в якості ємності використано послідовно ввімкнені варикап та конденсатор порівняно великої постійної ємності та добротності, що досить точно відтворює параметри реального коливального контуру, який використовується у неперервних радіоспектрометрах [3 – 5]. Варикап необхідний для забезпечення можливості електронного переналаштування резонансної частоти коливального контуру. За його допомогою здійснюється сканування та модуляція за частотою. Для спрощення розрахунків приймемо, що постійна ємність конденсатора безмежно велика, а тангенс кута втрат – безмежно малий. Еквівалентна ємність контуру в такому випадку буде визначатись тільки ємністю варикапа. Залежність ємності варикапу від прикладеної керуючої напруги задається співвідношенням [7]:

$$C(U_к) = C_0\left(\frac{\varphi_k}{\varphi_k + U_к}\right)^{\nu} \qquad (1)$$

де $C(U_к)$ – ємність варикапа; C_0 – ємність варикапа при нульовій напрузі; φ_k – контактна різниця потенціалів; ν – коефіцієнт, залежний від типу варикапа ($\nu = 0.3...0.5$); $U_к$ – напруга керування варикапу.

Як витікає із виразу (1), залежність ємності від керуючої напруги $C(U_к)$ є нелінійною, отже, у спектрі скануючого сигналу будуть гармоніки вищих порядків. Щоб наблизитись до реальних умов експерименту, розглянемо малосигнальну модель коливального контуру з нелінійністю – варикапом. В такому випадку найбільш проявляється вплив другої гармоніки, що було доведено теоретично [7] та експериментально [5]. При використанні керуючої напруги $U_k(t) = const$ миттєве значення струму у контурі можна описати диференціальним рівнянням другого порядку [7], тому що керуюча напруга являє собою суміш власне напруги керування та високочастотної напруги, яка діє в коливальному контурі.

Так, як форми найбільш поширених напруг керування є адитивною сумішшю модулюючої та лінійнозмінної напруг, то при довільній формі модулюючого сигналу аналітична залежність сигналу керування варикапом від часу прийме вид:

$$U_k(t) = U_0 + k \cdot t + U_m(t), \qquad (2)$$

де $U_k(t)$ – напруга керування варикапу; U_0 – початковий рівень ЛЗН; $U_m(t)$ – закон зміни амплітуди модулюючої напруги; k – кутовий коефіцієнт нахилу лінії.

На рис. 1–3 графічно зображено найбільш поширені сигнали керування: синусоїдальної, трикутної та прямокутної двополярної форм.

На рис. 1 проілюстровано утворення синусоїдальної керуючої напруги (рис. 1, *в*) як суми гармонічного коливання (рис. 1, *а*) і лінійно-змінної напруги (рис.1, *б*). Керуюча напруга із синусоїдальною модулюючою складовою має аналітичну залежність:

$$U_{k1}(t) = U_0 + k \cdot t + U_A \sin(\omega \cdot t) \tag{3}$$

На рис. 2 проілюстровано утворення керуючого сигналу трикутної форми способом додавання сигналу трикутної форми (рис. 2, *а*) до лінійно-змінної напруги (рис. 2, *б*). Сигнал керування представляє собою зростаючу за напругою послідовність імпульсів (рис. 2, *в*).

Аналітична залежність напруги трикутної форми:

$$U_{k2}(t) = \begin{cases} U_0 + k \cdot t - U_A + 4\dfrac{U_A \cdot t}{T} & при \quad t \in (0, \dfrac{T}{2}]; \\ U_0 + k \cdot t + U_A - 4\dfrac{U_A\left(t - \dfrac{T}{2}\right)}{T} & при \quad t \in (\dfrac{T}{2}, T]. \end{cases} \tag{4}$$

де $-U_A$ та U_A – амплітудні значення сигналу.

Керуюча напруга (рис. 2, *в*) у випадку трикутних модулюючих імпульсів є сумою послідовності імпульсів (4), представлених на рис. 2, *а* та лінійно-змінної напруги (рис. 2, *б*).

Аналітична залежність сигналу керування двополярної прямокутної форми, проілюстрованого на рис. 3, *а*:

$$U_{k3}(t) = \begin{cases} 0 & при \quad t \in (0, \dfrac{T}{4}] \cup [\dfrac{T}{2}, \dfrac{3 \cdot T}{4}); \\ U_0 + k \cdot t + U_A & при \quad t \in (\dfrac{T}{4}, \dfrac{T}{2}]; \\ U_0 + k \cdot t - U_A & при \quad t \in (\dfrac{3 \cdot T}{4}, T]. \end{cases} \tag{5}$$

де $+U_A$ та $-U_A$ – напруги, рівні за модулем і протилежні за знаком.

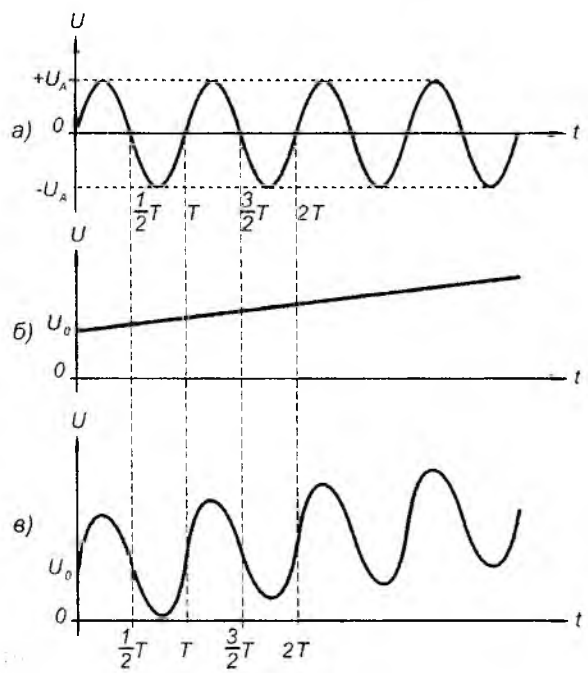


Рис. 1

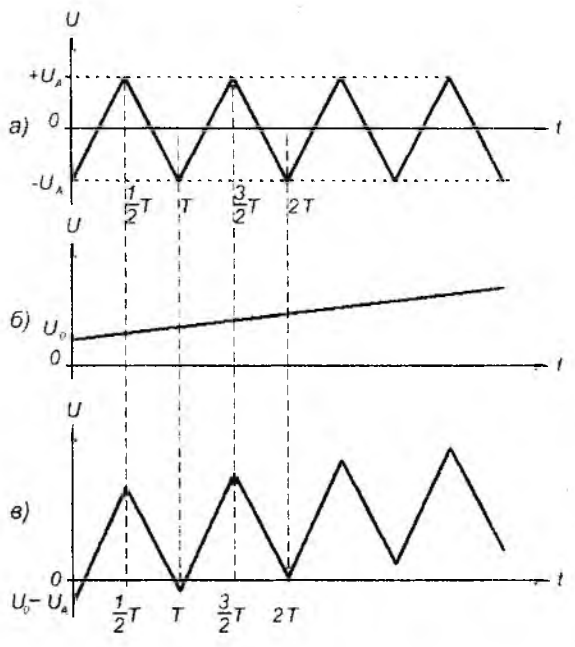


Рис. 2

При модуляції двополярними прямокутними імпульсами формується напруга керування, представлена на рис. 3, *в* як сума (5) та ЛЗН (рис. 3, *б*).

Розглянуті вище сигнали в кожен момент часу характеризуються більшою чи меншою величиною швидкості зміни керуючої напруги. Зміна величини напруги керування призводить до постійної зміни частоти автоколивань. Найменша швидкість зміни частоти забезпечується використанням модулюючого двополярного сигналу (рис. 3, *в*). Саме цим в значною мірою і можна пояснити кращу відтворюваність та точність вимірювання параметрів сигналу відгуку ЯКР при двополярній модуляції у порівнянні з іншими типами модуляції напруги керування.

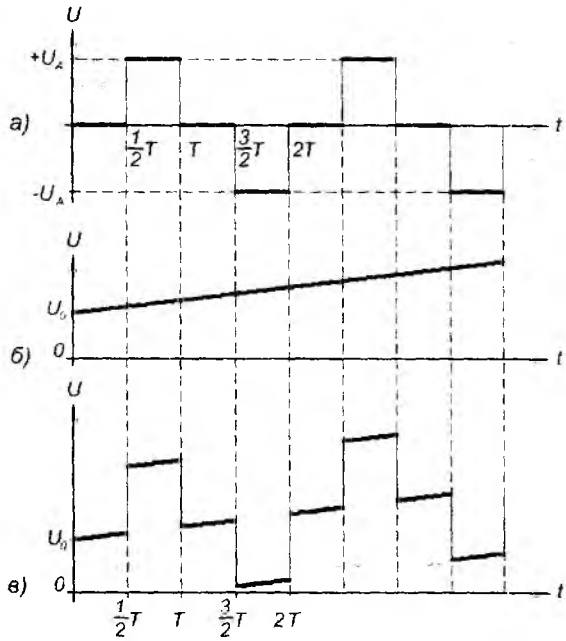


Рис. 3

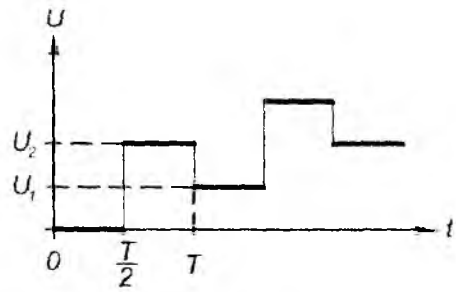


Рис. 3

Отже, якщо одною із причин зменшення відтворюваності та точності експерименту є величина швидкості зміни напруги керування тобто нахил напруги розгортки, то при нульовій величині нахилу слід очікувати покращення параметрів неперервного радіоспектрометра. Такій вимозі найбільш повно відповідає сходинкоподібний сигнал, представлений графічно на рис. 4 та аналітично рівнянням (7):

$$U_{k4}(t)=\begin{cases}0 & при \quad 0\le t<\dfrac{T}{2};\\ U_2 & при \quad \dfrac{T}{2}\le t<T;\\ U_1 & при \quad t=T.\end{cases} \tag{7}$$

Приймемо, що виконується умова $2U_1 = U_2$, при цьому сумарний приріст напруги за один період рівний U_1. Отже змінюючи параметри T та U_1 можна задавати необхідну дискретність та швидкість розгортки напруги керування.

Використаємо математичний апарат, описаний у [7], для малосигнальної моделі коливального контуру із нелінійною ємністю (варикапом) для оцінки вмісту гармонічних складових запропонованого ступінчатого сигналу (вплив перехідних процесів коливальної системи не враховується).

За основу приймемо рівняння миттєвої напруги у коливальному контурі:

$$u(t) = I_1 \cos(\omega t + \varphi_1) + I_2 \cos(2\omega t + \varphi_2)\,. \tag{8}$$

Тут I_1, φ_1, I_2, φ_2 обчислюються за методикою, детально описаною в [7], з використанням основних параметрів коливального контуру.

Як основні параметри досліджуваного коливального контуру були вибрані такі:

$C_0 = 10$ – початкова ємність варикапа, пФ;

$L = 2$ – індуктивність котушки, *мкГн*;

$r = 1$ – активний опір контуру, *Ом*;

$U_{k0} = 10$ – початкова напруга керування варикапом,

B; $\varphi_k = 0.7$ – контактна різниця *p-n* переходу варикапа, B;

$\nu = 0.4$ – коефіцієнт, залежний від типу варикапа ($\nu = 0.3 \div 0.5$);

$E = 0.4$ – амплітуда ЕРС в коливальному контурі (типова для автодинних радіоспектрометрів), B.

Спектральні складові сигналу сканування графічно представлено на рис. 5.

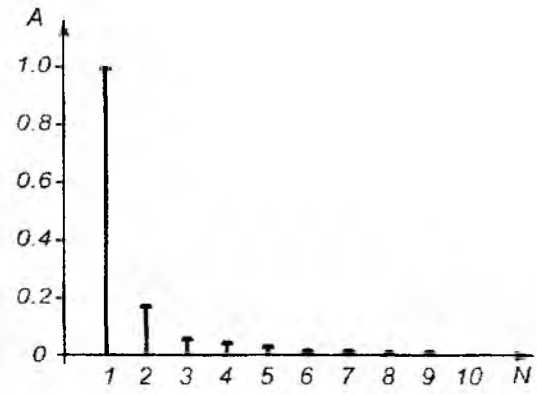


Рис. 5

Із аналізу графічного представлення спектральних складових рис. 5 видно, що запропонована форма керуючого сигналу може бути використана для радіоспектрометрів із детектуванням корисного сигналу на першій або другій гармонічних складових [5], а для радіоспектрометрів із детектуванням тільки на першій гармоніці може бути використана схема, запропонована в [8].

Основним фактором, який впливає на ширину спектральної лінії, є швидкість зміни керуючої напруги варикапа і відповідно резонансної частоти робочого контуру. Для оцінки швидкості зміни напруги різних типів сигналів керування знайдемо перші похідні відповідних функцій. Похідні від функцій керуючих сигналів (3) – (6) представлені відповідно формулами:

$$U'_{k1}(t) = k + \omega \cdot U_A \cdot \cos(\omega \cdot t) \tag{9}$$

$$U'_{k2}(t) = \begin{cases} k + \dfrac{4U_A}{T} & при \quad t \in (0, \dfrac{T}{2}]; \\ k - \dfrac{4U_A}{T} & при \quad t \in (\dfrac{T}{2}, T]. \end{cases} \tag{10}$$

$$U'_{k3}(t) = k\,. \tag{11}$$

$$U'_{k4}(t) = 0 \tag{12}$$

Графічні залежності похідних керуючих сигналів (9), (10), (11), (12) при однакових значеннях ω, U_A та k представлені на рис. 6: 1 – синусоїдальний, 2 – трикутний, 3 – двополярний прямокутний, 4 – сходинкоподібний.

Графік 1 на рис. 6 функції (9) має найбільший діапазон зміни величини похідної, отже формування керуючого сигналу згідно функції (3) спричинятиме найбільшу зміну частоти скануючого сигналу. Із графіку 2 похідної функції (4) трикутного керуючого сигналу видно,

що похідна має лише два значення. Прямокутний двополярний керуючий сигнал має лише одне значення похідної, рівне куту нахилу лінії ЛЗН. Цим можна пояснити отримані в роботі [5] експери-ментальні залежності для різних сигналів керування і вищу ефективність двополярного прямокутного сигналу керування у порівнянні із синусоїдальним та трикутним сигналами. Слід зауважити, що незалежність функції (11) від параметрів ω та U_A дає в кінцевому результаті вищу відтворю-ваність результатів. Достатньо відтворити параметр швидкості сканування для отримання однакових графіків залежностей сигналів поглинання ЯКР від частоти. Якщо розглянути властивості функції (6), то видно, що її похідна (графік 4 на рис. 6) за умови нехтування впливом перехідних процесів дорівнює нулю. Це дозволяє забезпечувати стаціонарні або наближені до них процеси під час опромінення речовини електромагнітним полем та отримання сигналів відгуку ЯКР. Слід зауважити, що незалежність (12) від параметрів ω, U_A та k дозволяє покращити відтворюваність результатів радіоспектроскопічного експерименту при використанні стаціонарної методики із керуючим сигналом запропонованої у даній роботі форми. Важливою перевагою використання сходинкоподібного сигналу розгортки слід вважати можливість відносно простої практичної реалізації керування за допомогою систем на основі цифроаналогових перетворювачів (ЦАП) невисокої розрядності. В даному випадку немає необхідності вводити до складу керуючого сигналу складової з ЛЗН [9].

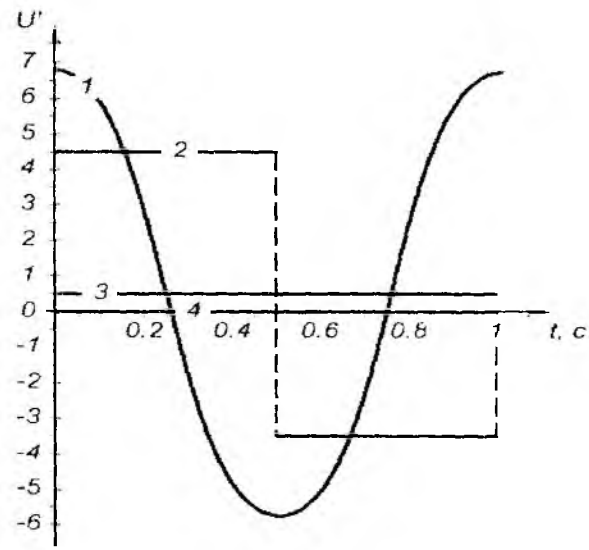


Рис. 6

Висновки

Проведено спектральний аналіз відомих у радіоспектроскопії форм модулюючих сигналів керування ємністю давача радіоспектрометра. Запропоновано форму сигналу керування варикапом, при якій забезпечується краща відтворюваність сигналів ЯКР неперервного радіоспектрометра за рахунок реалізації стаціонарних або наближених до них умов опромінення досліджуваної речовини електромагнітним полем та отримання сигналу відгуку ЯКР

Сигнал сканування сходинкоподібної форми відносно просто реалізується за допомогою цифрових систем керування та перетворення сигналів.

Список літератури: 1. *F.N.H. Robinson, M.A.D Phil.* Nuclear resonance absorption circuit // J. Sci. Instrum. 36 (1959). P. 481-487. 2. *Дероум Э.* Современные методы ЯМР для химических исследований. М.: Мир, 1992.С.403. 3. *Василюк В. М., Леновенко А.* М. Ядерно-квадрупольный рабочий эталон для метрологической атестации температурных сенсоров // Sensor Electronics and Microsystem Technologies. 2007. № 1. С.28-34. 4. *Stoican O.S.* NQR detection setup // Romanian Journal of Physics. Bucharest, 2006. № 1. Vol. 51.

Р.311–315. 5. *Брайловський В.В., Іларіонов О.Є., Слинько Е.І., Хандожко О.Г.* Автодинний спін-детектор для ЯКР-термометрії // Вимірювальна. та обчислювальна техніка в технологічних процесах. (ВОТТП). 2000. № 4. С.34-36. 6. *Справочник* по радиоэлектронным устройствам: В 2-х т. Т.1 / Бурин Л.И., Васильєв В.П., Каганов В.И., и др.. Под ред. Д. П. Линде. М.: Энергия, 1978. -440 с. 7. *Лабутин В.К.* Колебательный контур, перестраиваемый нелинейной емкостью. М. :Энергия, 1964. С. 96. 8. *Пат. 42616.* Україна, МПК H03B 1/00, H03B 5/08, G01N 24/00, Генератор, керований напругою / Браїловський В. В., Іванчук М. М. Саміла А. П. Заявник Чернівецький національний університет імені Юрія Федьковича. № u200901941, заявл. 04.03.09; опубл. 10.07.09, Бюл. № 13. 9. *Ivanchuk Michael, Brajlovskyj Volodymyr.* Automated nuclear quadruple resonance spectrometer. Advanced Electrical and Computer Engineering. ISSN 1582-7445 V.8 N 2008 p.29-31

Чернівецький національний університет
імені Ю. Федьковича

Надійшла до редколегії 14.10.2009

УДК 621.372.011.72

С. П. ГУЛИН, канд. техн. наук, А.С. ГУЛИН

РАСЧЕТ СПЕКТРА ОТКЛИКА НЕЛИНЕЙНОСТИ, ПРЕДСТАВЛЕННОЙ ЛОГАРИФМИЧЕСКОЙ ФУНКЦИЕЙ ДИНАМИЧЕСКОГО НАСЫЩЕНИЯ, НА МНОГОЧАСТОТНОЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ

Введение. Постановка задачи

При анализе электронных (и других) систем часто возникает необходимость исследовать многочастотные режимы работы отдельных функциональных модулей (ФМ), работающих в нелинейных режимах, в которых наиболее полно проявляются их возможности и свойства. При этом особый интерес представляют установившиеся режимы неавтономных ФМ, поскольку они позволяют исследовать соотношение «вход-выход» с наименьшими затратами аппаратных и программных средств [1 – 9].

Несмотря на многообразие ФМ, их описание можно обобщить на уровне оператора $F[x(t)]$, характеризующего процессы преобразования информационных сигналов с учетом помех вида $Y(t) = F[x(t)]$, где $x(t)$, $Y(t)$ – воздействия и отклик соответственно.

Для моделирования режимов работы объектов исследования данного класса применяются математические модели с использованием функций, которые позволяют решать поставленную задачу с различной степенью точности, однако не обладают достаточной степенью гибкости в изменении формы их годографа.

Идеальной двумерной передаточной математической моделью неавтономных ФМ была бы модель, характеристика которой была бы представлена функцией, удовлетворяющей системе определенных требований. Из анализа многочисленных работ данного направления, библиография которых частично приведена в [4, 5], следует, что гипотетическая функция аппроксимации должна:

– быть линейной для малого сигнала;

– при возрастании аргумента асимптотически стремиться к некоторому регулируемому уровню насыщения;

– иметь замкнутую аналитическую форму;

– позволять варьировать крутизну наклона линейного участка функции и кривизну участка перехода от малосигнального режима к режиму среднего и большого сигнала;

– обеспечивать возможность перемещения и изменения графика функции по направлению каждой из осей системы координат и против указанных направлений;

– обеспечивать заданную точность аппроксимации во всей области изменения аргумента;

– учитывать многочастотную природу реальных информационных сигналов и помех, присутствующих в спектрах воздействия и отклика реальных нелинейных систем;

– удовлетворять требованиям экономичности при компьютерной реализации;

– обеспечивать требуемую точность аппроксимации в допустимой области изменения аргумента.

Перечисленным выше жестким и разнообразным требованиям удовлетворяет ряд новых видов «гладких» функций аппроксимации: функций динамического насыщения (ФДН), составляющих основу принципа управляемого динамического насыщения (ПУДН) [1 – 9], которые стали применяться в последние годы при характеризации ФМ.

В одной из работ указанного направления А. Д. Канном [1] была предложена модель динамического насыщения (МДН) безынерционного усилителя, которая описывается функцией

$$Y(X) = A \cdot \mathrm{sgn}(X) \cdot \left[1 + \left(B/|X|\right)^{S}\right]^{-1/S}, \qquad (1)$$

где X и Y – входное и выходное напряжения (токи, мощности), а B и A – их уровни насыщения; S – параметр, регулирующий кривизну годографа (1).

Однако, как показано в работе С.Л. Лойка [2], модели вида (1) имеют существенные недостатки, обусловленные существованием точек сингулярности, которые не позволяют адекватно моделировать спектры отклика и нелинейные эффекты в устройствах даже при воздействии чистым тоном. С целью устранения недостатков модели и обобщения в [4] предложена ФДН вида

$$Y(X) = Y_0 + A \cdot \left[1 + (B/X)^r\right]^{-1/S}, \tag{2}$$

обеспечивающая эффективную реализацию ПУДН, и метод спектрального анализа установившегося отклика нелинейности, представленной ФДН (2), на воздействие

$$X_{вх}(t) = X_0 + \sum_{i=1}^{N} X_{mi} \cdot \cos(\omega_i t + \phi_i), \tag{3}$$

где $X_0 = \text{const.}$; X_{mi}, ω_i, ϕ_i – амплитуда, круговая частота и начальная фаза i-компоненты соответственно

Кроме того, на основе работы [4] в [5] был предложен метод анализа спектра отклика МДН (2), на воздействие (3) на основе гипергеометрической функции Гаусса.

Использование ПУДН дало возможность получить серьезные результаты и при исследовании в других областях науки и техники. Например, в [6] получено соотношение для описания процессов в фото- и терморегистрирующих средах:

$$\alpha(t) = 1 - A \cdot \ln\{1 + B \cdot \exp[-X(t)]\}, \tag{4}$$

где $\alpha(t)$ – степень превращения; A, B – взаимосвязанные нормировочные коэффициенты, определяемые начальными условиями процесса и характеризующие размерность протекания реакции в объеме реагента; $X(t) = \int_0^{\infty} p(t) \cdot dt$; $p(t)$ – функция, характеризующая вероятность протекания процесса.

Более сложные виды кинетических кривых, часто наблюдаемых в ходе экспериментов и исследований топохимических превращений, описываются модификацией (4) [7] с аргументом $X(t) = \sum_{i=1}^{n} k_i \cdot \alpha_i \cdot t^{m_i}$, где $\sum_{i=1}^{n} \alpha_i = 1; \alpha_i$ – весовое содержание i-ингредиента; n – количество ингредиентов; m_i – параметры интенсивности процесса. В [8] показана применимость предложенного подхода и для упрощенного экспресс-определения абсолютного возраста геологических образований.

Однако авторам не удалось найти работу, в которой ФДН вида (4) использовались для решения задачи спектрального анализа установившегося отклика нелинейного неавтономного ФМ на многочастотное воздействие с произвольным спектром и широким динамическим диапазоном. Цель настоящей работы восполнить этот пробел.

Решение

План решения состоит в том, чтобы, используя ФДН (4) с учетом (3) и методики [4, 5], найти компоненты отклика с частотами $\omega_{\Sigma} = \sum_{i=1}^{N} n_i \cdot \omega_i$ для порядков нелинейности $l = \overline{1,k}$ и суммировать их с учетом фазовых соотношений. Для этого представим (4) в виде

$$Y(t) = 1 - A \cdot \ln[1 + z], \tag{5}$$

где $z = a_0 \cdot e^{-\sum_{i=1}^{N} X_{mi} \cdot \cos(\omega_i t + \phi_i)}$, $|z| \le 1$; $a_0 = B \cdot \exp(-X_0)$.

Согласно [5], функцию $\ln[1 + z]$ представляем в виде

$$\ln(1 + z) = z \cdot {}_2F_1(1;1;2;-z), \tag{6}$$

где ${}_2F_1(1;1;2;-z)=\sum_{k=0}^{\infty}\frac{(-1)^k}{(2)_k\cdot k!}\cdot z^k$ – гипергеометрическая функция Гаусса; $(2)_k=(k+1)!$ факториальная функция. Используя (6), представим (5) в виде

$$Y(t)=1-A\cdot\sum_{k=0}^{\infty}\frac{(-1)^k\cdot a_0^{k+1}}{(k+1)!\cdot k!}\cdot e^{\left\{-(k+1)\cdot\left[\sum_{i=1}^{N}X_{mi}\cdot\cos(\omega_i t+\phi_i)\right]\right\}}. \qquad (7)$$

Согласно [5, 10] справедливо равенство

$$\exp(\bar{z})={}_0F_0(;\bar{z})=\sum_{n=0}^{\infty}\frac{\bar{z}^n}{n!}, \qquad (8)$$

где $\bar{z}=-(k+1)\cdot\sum_{i=1}^{N}X_{mi}\cdot\cos(\omega_i t+\phi_i);|\bar{z}|<\infty$; ${}_0F_0(;\bar{z})$ – гипергеометрическая функция Гаусса.

С учетом (8) после необходимых преобразований, согласно [5], соотношение (7) принимает вид

$$Y(t)=1-\sum_{n=0}^{\infty}\frac{A_{k,n}}{2^2\cdot n!}\cdot\sum_{m=0}^{n}\binom{n}{m}\cdot\left[\sum_{i=1}^{N}\frac{\dot{X}_{mi}}{e^{-j\omega_i t}}\right]^m\cdot\left[\sum_{i=1}^{N}\frac{\ddot{X}_{mi}}{e^{j\omega_i t}}\right]^{n-m}, \qquad (9)$$

где $\dot{X}_{mi}=X_{mi}\cdot e^{j\phi_i t}$, $\ddot{X}_{mi}=X_{mi}\cdot e^{-j\phi_i t}$, а величины

$$A_{k,n}=A\cdot\sum_{k=0}^{\infty}\frac{(-1)^{k+n}\cdot a_0^{k+1}}{(k!)^2}\cdot\sum_{l=0}^{n-1}\binom{n-1}{l}\cdot k^l \qquad (10)$$

не зависят от частоты и фазы многочастотного воздействия, и поэтому их можно считать коэффициентами разложения, зависящим от индексов суммирования – k и n.

С учетом мультиномиальных разложений в квадратных скобках, согласно [5], соотношение (9) принимает вид

$$Y(t)=1-\sum_{k=0}^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{A_{k,n}}{2^n}\cdot\sum_{m}^{n}\sum_{q_1=0}^{m}\cdots\sum_{q_N=0}^{m}\sum_{r_1=0}^{n-m}\cdots$$

$$\cdots\sum_{r_N=0}^{n-m}\prod_{i=1}^{N}\frac{\dot{X}_i^{q_i}\cdot\ddot{X}_i^{r_i}}{q_i!\cdot r_i!}\cdot\exp\left\{j\cdot\left[\sum_{i=1}^{N}(q_i-r_i)\right]\cdot\omega_i t\right\}, \qquad (11)$$

где $\{q_i\}$ и $\{r_i\}\ (i=\overline{1,N})$ – множества всевозможных разбиений целых чисел m и $(n-m)$ на N неотрицательных чисел-частей. Если определить g_i как меньшее из чисел q_i и r_i, то большее из них определится суммой $g_i+|n_i|$. Ограничиваясь положительной частотной полуосью, введем обозначения

$$s=\sum_{i=1}^{N}|n_i|,\ \beta=\sum_{i=1}^{N}g_i. \qquad (12)$$

Причем компонентам с амплитудами $\dot{X}_i$ соответствует неравенство $n_i\ge 0$, а компонентам с амплитудами $\ddot{X}_i$ – неравенство $n_i<0$. Величины n, s и β, согласно [1, 5], удовлетворяют равенству $n=s+2\beta$.

Учитывая (12), результаты работы [5] и известное факториальное соотношение [10]

$$(g_i+|n_i|)!=|n_i|!\cdot(|n_i|+1)_{g_i}, \qquad (13)$$

получаем конечную формулу отклика $Y(t)$:

$$Y(t)=1-\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{\beta=0}^{\infty}\frac{A_{k,n}}{2^n}\cdot\sum_{g_1=0}^{\beta}\cdots\sum_{g_N=0}^{\beta}\prod_{i=1}^{N}\frac{\dot{X}_{mi}^{|n_i|}\cdot|X_{mi}|^{2g_i}}{g_i!\cdot|n_i|!\cdot(|n_i|+1)_{g_i}}\cdot\cdot\exp\left\{j\cdot\left[\sum_{i=1}^{N}n_i\right]\cdot\omega_i t\right\},\qquad(14)$$

используя которую, получаем формулы, определяющие амплитуду комбинационного колебания частоты ω_Σ и постоянную составляющую отклика

$$V_\Sigma=\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{\beta=0}^{\infty}\frac{A_{k,n}}{2^{n-1}}\cdot\sum_{g_1=0}^{\beta}\cdots\sum_{g_N=0}^{\beta}\prod_{i=1}^{N}\frac{\dot{X}_{mi}^{|n_i|}\cdot|X_{mi}|^{2g_i}}{g_i!\cdot|n_i|!\cdot(|n_i|+1)_{g_i}},\qquad(15)$$

$$V_0=1-\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{\beta=0}^{\infty}\frac{A_{k,n}}{2^n}\cdot\sum_{g_1=0}^{\beta}\cdots\sum_{g_N=0}^{\beta}\prod_{i=1}^{N}\frac{|X_{mi}|^{2g_i}}{g_i!}.\qquad(16)$$

Максимальное значение индекса внешней суммы в (15) и (16) определяется величиной заданной точности расчета спектра рассматриваемой нелинейности.

Структура соотношений (15) и (16) близка к структуре аналогичных выражений, полученных в [5]. Однако логарифмическая ФДН (4) является более удобной при решении задачи параметрической идентификации модели нелинейности на основе экспериментальных данных, поскольку в ней не используется операция возведения в дробную или трансцендентную степень.

Выводы

На основе КУДН предложен новый алгоритм расчета спектра установившегося отклика нелинейности, представленной логарифмической ФДН (4), на многочастотное воздействие, что позволяет унифицировать форму математических моделей ФМ, работающих в широком частотном и динамическом диапазонах.

Работа выполнена в рамках госбюджетной НИР №ДБ03916 «Дослідження алгоритмів обробки сигналів в умовах інтенсивної протидії з урахуванням не ідеальності каналів передачі та приймання".

Список литературы. 1. *A. J. Cann.* Nonlinearity model with variable knee sharpness // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 1980. Vol. AES 16, №11. P. 874 – 877. 2. *S. L. Loyka.* On the Use of Cann,s Model for Nonlinear Behavioral-Level Simulation // IEEE Trans. on Vehicular Technology. 2000. Vol. 49, № 5, September. P. 1982 - 1985. 3. *Верлань А.Ф., Горошко И.О., Гушель Т.П.* Аппроксимация экспериментальных зависимостей полиномами с дробным показателем степени // Электронное моделирование», 2002. Т. 24, №3. С. 101-106. 4. *Гулин С. П.* Анализ спектра отклика нелинейности, представленной аналитической трансцендентной функцией, на многочастотное воздействие большой нормы // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. Запоріжжя: ЗНТУ. 2004. № 1. С. 21 – 28. 5. *Гулин С. П.* Анализ спектра отклика нелинейности, представленной функцией динамического насыщения, при многочастотном воздействии // Радіоелектроніка. Інформатика. Управління Запоріжжя: ЗНТУ. 2008. № 1. С. 31 – 37. 6. *Шустов М.А., Кучеренко И.В.* Определение вида кинетической кривой и установление давности события методом трех точек // Известия Томского политехнического института. 2001. Т. 304, вып. 1. С. 114 – 117. 7. *Шустов М.А.* Кинетика и формулировки законов фотохимических превращений // Известия Томского политехнического института. 2001. Т. 304, вып. 1. С. 117 – 122. 8. *Ermolaev V.A., Shustov M.A.* Comparative radiographical registration of physical fields local nonhomogeneous // Conference on Precision Electromagnetic Measurement (CPEM 96): Thesis of Report. Section THP 9. 17 – 20 June 1996. Germany, Braunschweig: PTB, 1996. S. 569. 9. *Шустов М.А.* Приборы, методы и среды регистрации и обработки информации на основе бистабильных и промежуточных состояний [Электронные ресурсы]: дис. ... д-ра техн. наук: 01.04.01. Защищена 14.06.07: утв. 18.01.08 / Шустов Михаил Анатольевич. М.: РГБ, 2007. 286с.: http://diss.rsi.ru/07/0806/070806026.pdf. 10.Справочник по специальным функциям / Под ред. М. Абрамовица и И. Стигана. М.: Наука, 1979. 832с.

Запорожский национальный технический университет

Поступила в редколлегию 15.10.2009

УДК 621.396.967.004

В.П. АНТОНЮК

ОЦІНКА ТОЧНОСТІ ВИМІРЮВАННЯ КООРДИНАТ ДЖЕРЕЛ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ВИПРОМІНЮВАННЯ МАЛОБАЗОВОЮ ПАСИВНОЮ ГІПЕРБОЛІЧНОЮ СИСТЕМОЮ З ДОВІЛЬНИМ РОЗТАШУВАННЯМ ПРИЙМАЛЬНИХ ПУНКТІВ

Вступ

Гіперболічні методи знаходять широке застосування в пасивних системах радіомоніторингу радіоелектронної обстановки для розв'язання задач визначення координат джерел електромагнітного випромінювання сигналів (ДЕВ) різної природи походження. В процесі розробки пасивних систем часто виникає необхідність отримання аналітичних виразів для оцінки похибок вимірювання координат місцеположення ДЕВ. Для пасивних великобазових (база декілька десятків кілометрів) систем з осьовою симетрією розташування приймальних пунктів в одну лінію такі аналітичні співвідношення надані в [1], але вони не поширюються на системи з довільним розташуванням приймальних пунктів. В [2] на основі статистичної теорії радіолокації шляхом розв'язання нелінійних рівнянь ітераційними методами отримані аналітичні вирази для оцінки похибок вимірювання координат місцеположення ДЕВ пасивними великобазовими системами довільної конфігурації. Однак застосування ітераційних рішень нелінійних рівнянь в малобазових (база декілька сотень метрів) пасивних системах при статистичній оцінці похибок вимірювання координат місцеположення ДЕВ в складній радіоелектронній обстановці є проблематичним через великі обчислювальні і часові затрати. Крім цього, вимоги щодо середньоквадратичної похибки (СКП) вимірювання диференційного часу надходження сигналу на приймальні пункти для малобазових пасивних систем на три порядки вищі, ніж у аналогічних систем з великими базами [3]. Питанням оцінки і аналізу похибок вимірювання координат ДЕВ з безпосереднім використанням прямих аналітичних виразів в малобазових пасивних гіперболічних системах з довільним розташуванням приймальних пунктів в відомих публікаціях не приділено відповідної уваги. Тому задача аналізу похибок вимірювання в малобазовій пасивній гіперболічній системі є актуальною.

СКП вимірювання відстані і кутових координат в малобазовій пасивній гіперболічній системі при довільному розташуванні приймальних пунктів

Потенційні можливості гіперболічних методів оцінюють загальними залежностями похибок визначення місцеположення ДЕВ від геометричної конфігурації системи, координат ДЕВ і похибок вимірювання координат ДЕВ у вибраній системі координат. Для виводу цих залежностей складають систему нелінійних рівнянь, яка зв'язує параметри, що вимірюються системою, з координатами приймальних пунктів і координатами ДЕВ [4]:

$$p_i = f_i(X, Y, Z),\ i = 1,2,3\ldots \qquad (1)$$

З метою підвищення ефективності системи за рахунок здешевлення її собівартості у виробництві і здешевлення експлуатаційних витрат при збереженні високих тактико-технічних характеристик кількість приймальних пунктів мінімізується до кількості вимірювальних координат ($n = l = 3$). В конфігурації системи із трьох приймальних пунктів гіперболічним методом можливо поміряти тільки дві координати: азимут і дальність до ДЕВ. Для оцінки третьої координати (кута місця) запропоновано гіперболічний метод доповнити кутомірним методом шляхом реалізації адаптивної просторової фільтрації сигналу на кожному із приймальних пунктів [4,7]. При такому підході система по методах вимірювання координат стає комбінованою. Основою адаптивного просторового фільтру в такій системі є вертикальна N – елементна антенна решітка, у якої діаграма спрямованості антени в площині азимуту є досить широкою (в межах заданої зони відповідальності системи), а в площині кута місця має селективні властивості в межах заданого сектору відповідальності системи по куту місця.

Знайдемо в полярній системі координат аналітичні вирази СКП вимірювання відстані і кутових координат ДЕВ такою комбінованою малобазовою пасивною гіперболічною системою з довільним розташуванням її приймальних пунктів на основі результатів, які наведені в [1].

В гіперболічних системах розглядаються два способи довільного розташування опорного і бокових приймальних пунктів. В першому способі передбачається розташування бокових приймальних пунктів на одній лінії і довільному розташуванні опорного приймального пункту. Для такої геометричної конфігурації центр системи координат знаходиться строго на середині відстані між боковими приймальними пунктами. В [4] показано, що в такій геометричній конфігурації системи при різних висотах енергетичних центрів антен приймальних пунктів в декартовій системі координат I, J, K можливий її поворот на кут φ навколо осі K і кут γ навколо осі J. Вимірювання проводиться в повернутій декартовій системі координат X,Y,Z, в якій бокові приймальні пункти знаходяться на осі X. Матриця перерахунку координат має вигляд:

$$\begin{bmatrix} I \\ J \\ K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos\varphi \cdot \cos\gamma & 0 & 0 \\ 0 & \cos\varphi & 0 \\ 0 & 0 & \cos\gamma \end{bmatrix}. \qquad (2)$$

Геометрію розташування приймальних пунктів системи з винесеним відносно центру координат опорним приймальним пунктом в декартовій системі координат X,Y,Z надано на рис. 1.

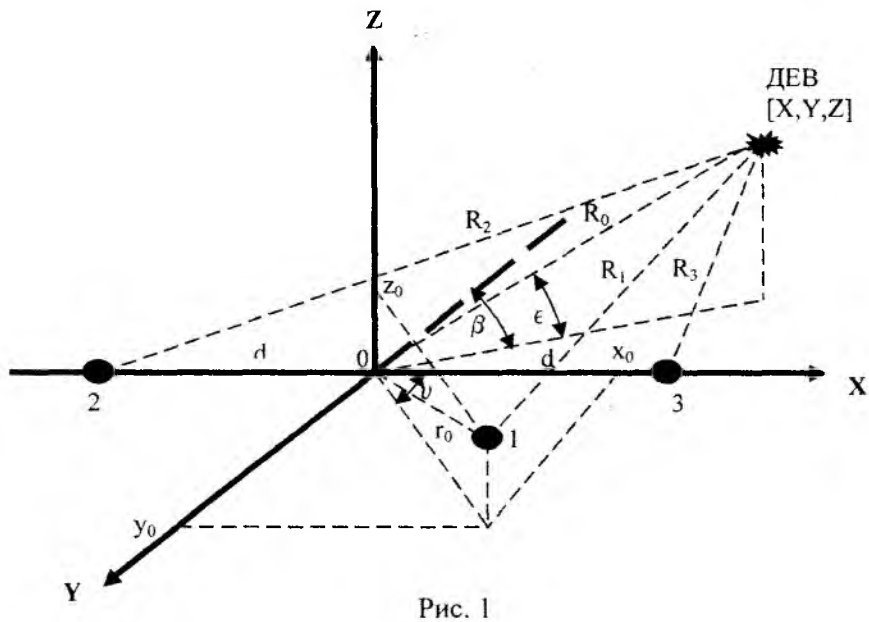


Рис. 1

На рис. 1 зображено: 1 – опорний приймальний пункт; 2, 3 – бокові приймальні пункти; 0 – центр координат. Бази від бокових приймальних пунктів 2 і 3 до центру координат 0 дорівнюють d.

Алгоритм визначення просторових координат місцеположення ДЕВ для такої геометричної конфігурації комбінованої малобазової гіперболічної системи наведено в [4]. Відповідно з цим алгоритмом розв'язання нелінійних рівнянь визначення координат ДЕВ здійснюється як в симетричній системі з опорним приймальним пунктом в центрі координат. При цьому для оцінки кута місця використовується алгоритм обробки випромінювань ДЕВ в адаптивному просторовому фільтрі [5].

Згідно з алгоритмом [4] азимут β на ДЕВ визначається формулою:

$$\beta = \arcsin\left(\frac{\Delta\tau_{23} \cdot c}{2 \cdot d \cdot \cos\varepsilon}\right), \qquad (3)$$

де $\Delta\tau_{23}$ – диференційний час надходження сигналу на бокові приймальні пункти 2 і 3, *с*; $c = (299792456 \pm 1{,}1)$ – швидкість поширення електромагнітних хвиль в вакуумі, *м/с* [6]; ϵ – кут місця, рад.; d – база від бокових приймальних пунктів до центру координат, *м*.

В той же час, відстань R_0 від центру системи координат до ДЕВ знаходиться, як:

$$R_0 = \frac{2 \cdot d^2 - c^2 \cdot \left(\Delta\tau_{01}^2 + \Delta\tau_{02}^2\right)}{2 \cdot c \cdot \left(\Delta\tau_{01} + \Delta\tau_{02}\right)}, \tag{4}$$

де $\Delta\tau_{0i}$ – диференційний час надходження сигналу на *i*-й боковий приймальний пункт відносно центру координат, *с*.

Оскільки в наведеній конфігурації системи можна поміряти тільки диференційний час надходження сигналу на бокові приймальні пункти відносно опорного приймального пункту, який не знаходиться в центрі координат, то $\Delta\tau_{01} = \Delta\tau_1 + \Delta\tau_0$ і $\Delta\tau_{02} = \Delta\tau_2 + \Delta\tau_0$, де $\Delta\tau_1$, $\Delta\tau_2$ – диференційний час надходження сигналу на бокові приймальні пункти відносно опорного приймального пункту, $\Delta\tau_0 = (x_0 \cdot \sin\beta \cdot \cos\varepsilon + y_o \cdot \cos\beta \cdot \cos\varepsilon + z_0 \cdot \sin\varepsilon)/c$ – диференційний час поширення сигналу до винесеного опорного пункту 1 відносно центру системи координат 0 в залежності від напрямку на ДЕВ; x_0, y_0, z_0 – координати опорного приймального пункту 1. В результаті такого підходу до розв'язання нелінійних рівнянь в наведеній геометричній конфігурації комбінованої малобазової пасивної гіперболічної системи були отримані аналітичні вирази СКП оцінок координат відносно центру системи (точка 0, рис.1).

СКП оцінки кута місця:

$$\sigma_\varepsilon = \sigma_\alpha \Big/ 2 \cdot \frac{d}{\lambda} \cdot \cos\varepsilon, \tag{5}$$

де λ – довжина хвилі сигналу, *м*; σ_α – СКП вимірювання диференційної фази сигналу в каналах вертикальної антенної решітки адаптивного просторового фільтру, *рад*.

СКП оцінки азимуту:

$$\sigma_\beta = \frac{1}{\cos\beta \cdot \cos\varepsilon} \cdot \sqrt{\left(\frac{\sigma_\tau \cdot c}{2 \cdot d}\right)^2 + \sigma_\varepsilon^2 \cdot \sin^2\beta \cdot \sin^2\varepsilon}. \tag{6}$$

СКП оцінки відстані:

$$\sigma_R = \frac{\sigma_\tau \cdot c \cdot R_0^2 \cdot \sqrt{2}}{d^2 \cdot \left(1 - \sin^2\beta \cdot \cos^2\varepsilon\right)}, \tag{7}$$

де σ_τ – СКП оцінки диференційного часу надходження сигналу на приймальні пункти, *с*.

Слід відмітити, що СКП вимірювання відстані залежить від координат опорного приймального пункту і від напрямку на ДЕВ, що обумовлено відповідною залежністю $\Delta\tau_0$ від цих параметрів.

Відносна СКП оцінки відстані до ДЕВ визначається виразом

$$\sigma_r = 100 \sqrt{\sum_{i=1}^{N} \frac{\left(R^*_0 - R_0\right)^2}{N-1}} \Big/ R^*_0, \tag{8}$$

де R_0^* – дійсна відстань від центру системи координат зі зміщеним опорним приймальним пунктом до ДЕВ, *м*; R_0 – відстань (4) від центру системи координат до ДЕВ, *м*; N – кількість статистичних оцінок.

Для оцінки залежності σ_r від координат опорного приймального пункту і азимуту ДЕВ спочатку проведемо аналіз комбінованої малобазової пасивної гіперболічної системи в конфігурації строгої симетрії приймальних пунктів на одній лінії, а потім – для системи зі зміщеним відносно центру координат опорним приймальним пунктом. В розрахунковій моделі оцінок СКП використовувались наступні дані:

- база симетричної системи від опорного приймального пункту до бокових і база з винесеним опорним приймальним пунктом від центру координат до бокових приймальних пунктів d = 200 *м*;

- радіус r_0 від центру координат до зміщеного відносно осі *X* опорного приймального пункту змінювався від 0 до 50 *м* з інтервалом 1 *м*;

- кут υ повертання радіуса r_0 відносно осі *X* встановлювався від 0° до 360° через 1°;

- координати ДЕВ приймали значення:

  - по азимуту $\beta = -60^\circ \ldots +60^\circ$;

  - по відстані R_0 від 400 до 12,692 *км* з інтервалом 50 *км*, що відповідало зміні кута місця ε від 1,286° до 45° при знаходженні ДЕВ на постійній висоті H = 9 *км*;

- параметри сигналу ДЕВ:

  - діапазон частот випромінювання імпульсних сигналів – f = 950… 1250 *МГц*;

  - тривалість імпульсних сигналів – 0,3…0,45 *мкс*;

  - потужність передавача ДЕВ – 500 *Вт*;

- параметри приймального пункту:

  - висота антени – 25 *м*;

  - ефективна площа антени – 0,23 $м^2$;

  - шумова температура приймальних каналів $T_ш = 300^\circ К$;

  - еквівалентна смуга пропускання приймальних каналів Δf = 30 *МГц*;

- СКП σ_τ знаходилась в межах від $\sigma_{\Delta\tau} = 8{,}304 \cdot 10^{-12}$ *с*, при $R_0 = 400$ *км* до $\sigma_{\Delta\tau} = 1{,}716 \cdot 10^{-12}$ *с*, при $R_0 = 12{,}692$ *км*;

- кількість імпульсів на інтервалі статистичних оцінок в одній точці координат місцеположення ДЕВ – N = 20.

Графіки розрахованих згідно з (6) і (8) СКП азимуту σ_β і відносної СКП оцінки відстані до ДЕВ σ_r в залежності від азимуту і відстані до ДЕВ наведені відповідно на рис. 2 і 3.

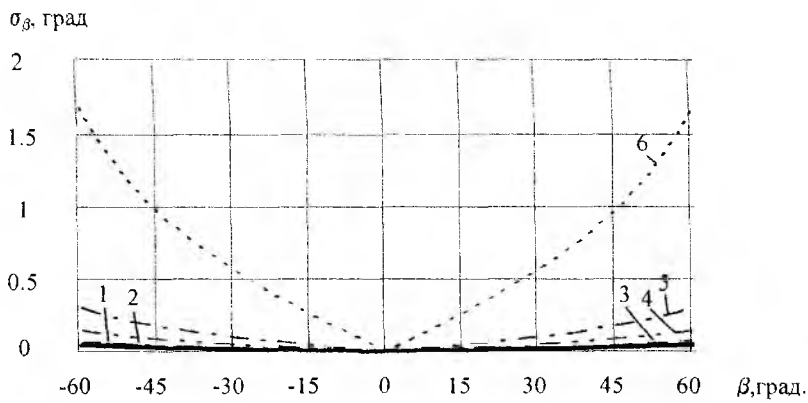


Рис. 2

На рис. 2: криві 1 – 6 відповідають умовам: 1 – $R_0 = 400$ *км*, $\varepsilon = 1{,}286^\circ$, $\sigma_\tau = 8{,}304 \cdot 10^{-12}$ с; 2 – $R_0 = 300$ *км*, $\varepsilon = 1{,}714^\circ$, $\sigma_\tau = 6{,}603 \cdot 10^{-12}$ с; 3 – $R_0 = 200$ *км*, $\varepsilon = 2{,}572^\circ$, $\sigma_\tau = 4{,}902 \cdot 10^{-12}$ с; 4 – $R_0 = 100$ *км*, $\varepsilon = 5{,}149^\circ$, $\sigma_\tau = 3{,}201 \cdot 10^{-12}$ *с*; 5 – $R_0 = 50$ *км*, $\varepsilon = 10{,}341^\circ$, $\sigma_\tau = 2{,}351 \cdot 10^{-12}$ с; 6 – $R_0 = 12{,}692$ *км*, $\varepsilon = 45{,}0^\circ$, $\sigma_\tau = 1{,}716 \cdot 10^{-12}$ с.

На рис. 3: криві 1 – 6 відповідають умовам: 1 – $R_0 = 400$ *км*, $\varepsilon = 1{,}286^\circ$, $\sigma_\tau = 8{,}304 \cdot 10^{-12}$ с; 2 – $R_0 = 300$ *км*, $\varepsilon = 1{,}714^\circ$, $\sigma_\tau = = 6{,}603 \cdot 10^{-12}$; 3 – $R_0 = 200$ *км*, $\varepsilon = 2{,}572^\circ$, $\sigma_\tau = 4{,}902 \cdot 10^{-12}$; 4 – $R_0 = 100$ *км*, $\varepsilon = 5{,}149^\circ$, $\sigma_\tau = 3.201\text{E-}12$ *с*; 5 – $R_0 = 50$ *км*, $\varepsilon = 10{,}341^\circ$, $\sigma_\tau = 2{,}351 \cdot 10^{-12}$; 6 – $R_0 = 12{,}692$ *км*, $\varepsilon = 45.0^\circ$, $\sigma_\tau = 1{,}716 \cdot 10^{-12}$.

Згідно рис. 2 СКП вимірювання азимуту в симетричній системі збільшується із зменшенням відстані до ДЕВ, незважаючи на збільшення сигнал/шум на вході системи (змен-

шенням СКП вимірювання диференційного часу приходу сигналу на приймальні пункти). Даний ефект пояснюється, насамперед, оберненою залежністю СКП вимірювання азимуту від кута місця ДЕВ. СКП вимірювання азимуту також збільшується при збільшенні кута азимуту ДЕВ відносно нормалі до бази. Із кривих 3 і 6 слідує, що в варіанті системи з винесеним із центру координат опорним приймальним пунктом, СКП вимірювання азимуту не залежить від місця розташування опорного приймального пункту відносно центру координат, оскільки в (3) $\Delta\tau_{23}$ не залежить від координат опорного приймального пункту (x_0, y_0, z_0).

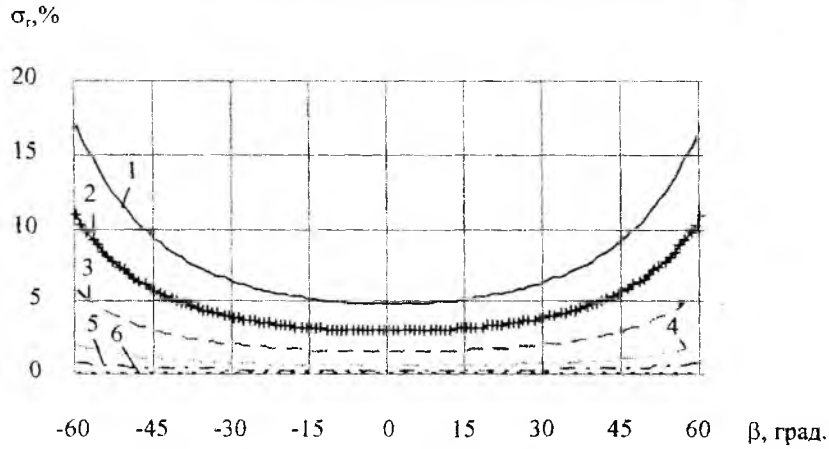


Рис. 3

В той же час відносна СКП оцінки відстані (рис. 3) в симетричній системі відповідно зменшується із зменшенням відстані до ДЕВ, але має тенденцію збільшення відповідно із збільшенням кута азимуту відносно нормалі до бази.

На рис. 4 наведено відносну СКП оцінки відстані до ДЕВ в залежності від величини зміщення r_o опорного приймального пункту системи з базою 200 *м* при наступних координатах ДЕВ відносно центру координат: азимуту $\beta = 0^o$; 30°;60°, відстані $R_0 = 400$ *км*, куту місця $\varepsilon = 1{,}286^o$, висоті 9 *км*, $\sigma_\tau = 8{,}304 \cdot 10^{-12}$ с.

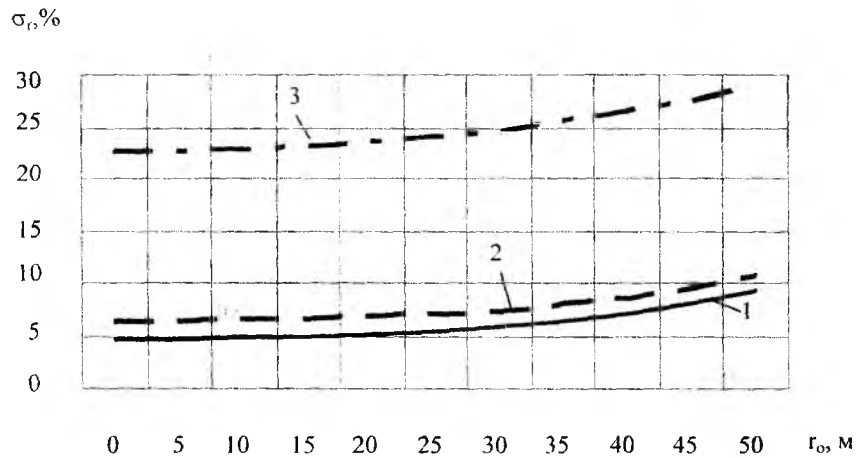


Рис. 4

На рис. 4: криві 1 – 3 відповідають умовам: 1 – $\beta = 0^o$; 2 – $\beta = 30^o$; 3 – $\beta = 60^o$.

Графіки залежності відносної СКП оцінки відстані до ДЕВ з координатами $R_0 = 400$ *км*, $\varepsilon = 1{,}286^o$, $\sigma_\tau = 8{,}304 \cdot 10^{-12}$ с при повертанні в площині *X* і *Y* винесеного опорного приймального пункту на кут $\upsilon = 0^o \ldots 360^o$ при $r_o = 10$ *м* (рис.1) для системи з базою 200 *м* при $\beta = 0^o$ показано на рис. 5, $\beta = \pm 30^o$ – на рис. 6 і $\beta = \pm 60^o$ – на рис.7.

На рис. 6 криві 1, 2 відповідають умовам: 1 – $\beta = 30^o$; 2 – $\beta = -30^o$.

На рис. 7 криві 1, 2 відповідають умовам: 1 – $\beta = 60^o$; 2 – $\beta = -60^o$.

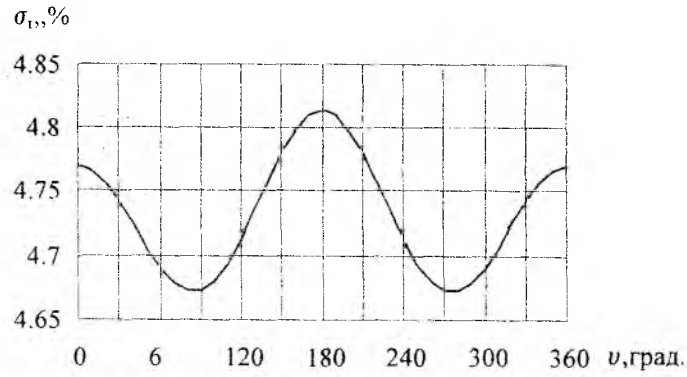


Рис. 5

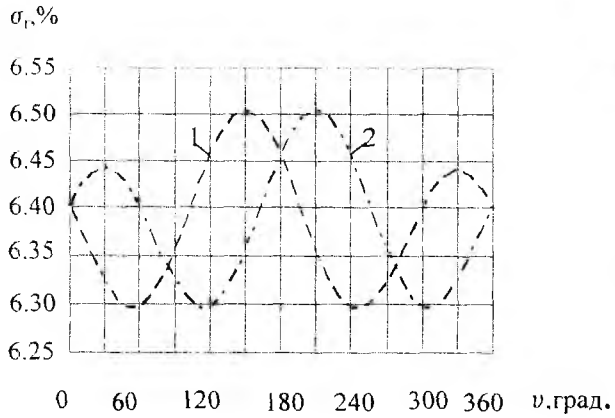


Рис. 6

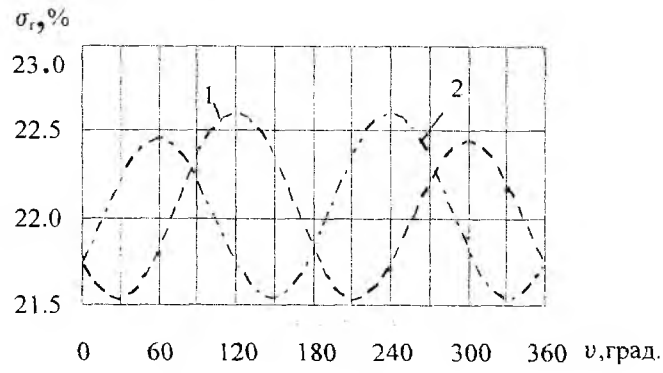


Рис. 7

Графіки на рис. 3 – 7 є типовими при зміщенні місцеположення опорного приймального пункту відносно центру координат комбінованої малобазової пасивної гіперболічної системи. Мінімальне значення відносної СКП оцінки відстані має місце на кутах $\upsilon = (n \cdot \pi/2 - \beta)$ при $n = 1, 3, 5\ldots$, а максимальне – при $n = 0, 2, 4, 6\ldots$.

Таким чином, в комбінованій малобазовій гіперболічній системі з винесеним опорним пунктом і d = 200 *м* відносно центру координат для того, щоб відносна СКП оцінка відстані до ДЕВ не перевищувала більш, ніж на 0,1% СКП оцінки відстані до ДЕВ в симетричній системі, відхилення місцеположення опорного приймального пункту r_0 відносно центру координат не повинно перевищувати 3 *м* при $\upsilon = 0\ldots360^0$.

В другому способі передбачається розміщення опорного пункту в центрі прямокутних координат, а бокових приймальних пунктів – довільно (рис. 8). Алгоритм роботи при такій конфігурації системи і аналітичні вирази для розрахунку координат надано в [7]. У відповідності з алгоритмом відстань від приймальних пунктів до ДЕВ визначається співвідношеннями:

$$R_0 = \sqrt{X^2 + Y^2 + Z^2}\,, \tag{9}$$

$$R_i = \sqrt{(X - x_i)^2 + (Y - y_i)^2 + (Z - z_i)^2}\,. \tag{10}$$

Для знаходження аналітичних виразів для σ_r і σ_β використаємо поняття поверхні положення [8], тобто геометричного місця точок, в яких може знаходитись ДЕВ і які мають постійні координати відносно опорного пункту. При перетині двох поверхонь положення утворюється лінія положення. Перетинання трьох поверхонь положення, або лінії положення і однієї поверхні положення визначають точку, координати якої є координатами ДЕВ. В гіперболічній системі з трьома приймальними пунктами різниця відстані від ДЕВ до бокових приймальних пунктів і від ДЕВ до опорного приймального пункту визначаються виразом

$$f_i(x, y, z) = \Delta R_i = R_i - R_0\,,\ i = 1, 2. \tag{11}$$

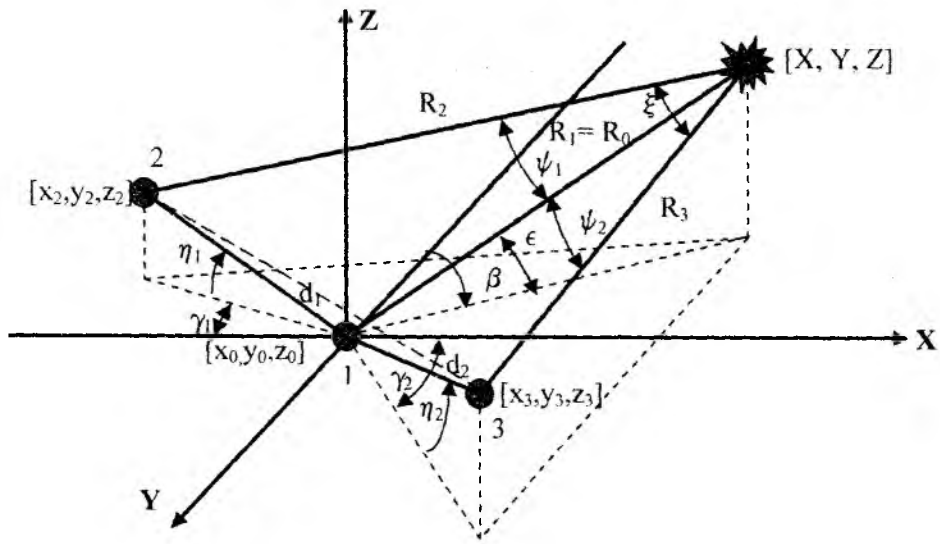


Рис. 8

На рис. 8: 1 – опорний приймальний пункт; 2, 3 – бокові приймальні пункти; x_0,y_0,z_0 – центр координат.

Похибки вимірювання різниці відстані, які зумовлені інструментальними похибками вимірювання диференційного часу надходження сигналу на приймальні пункти, умовами поширення радіохвиль, дією зовнішніх шумів і т.п., в свою чергу спричиняють виникнення похибок оцінки координат місцеположення ДЕВ.

За методологією, викладеною в [8], знаходимо СКП оцінки відстані до ДЕВ σ_r в конфігурації системи, що наведена на рис. 8:

$$\sigma_R = \frac{\sigma_{\Delta\tau}\cdot c}{\sin\xi}\cdot\sqrt{\frac{1}{(\sin\psi_1)^2}+\frac{1}{(\sin\psi_2)^2}}, \qquad (12)$$

де, ψ_1, ψ_2 – кути, під якими з точки місцеположення ДЕВ видно бази d_1 і d_2 системи відповідно; ξ – кут, під яким з точки місцеположення ДЕВ видно лінію, яка з'єднує бокові приймальні пункти 2 і 3.

За формулою косинусів із трикутників $R_0R_2d_1$ і $R_0R_3d_2$ визначаємо:

$$\cos\psi_i = \frac{R_i^2 + R_0^2 - d_i^2}{2\cdot R_i\cdot R_0} = \frac{X^2+Y^2+Z^2 - X\cdot x_i - Y\cdot y_i - Z\cdot z_i}{R_i\cdot R_0}. \qquad (13)$$

Після виконання перерахунку координат ДЕВ з прямокутної системи в полярну систему координат за формулами

$$X = R_0\cdot\sin\beta\cdot\cos\varepsilon;\quad Y = R_0\cdot\cos\beta\cdot\cos\varepsilon;\quad Z = R_0\cdot\sin\varepsilon; \qquad (14)$$

та підстановки (14) в (13) отримаємо:

$$\cos\psi_i = (R_0 - a_i)/R_i, \qquad (15)$$

де $a_i = (x_i\cdot\sin\beta + y_i\cdot\cos\beta)\cdot\cos\varepsilon + z_i\cdot\sin\varepsilon$

Якщо виразити $\sin\psi_i = \sqrt{1-\cos^2\psi_i} = \sqrt{d^2{}_i - a^2{}_i}\,/R$ при $R_0 \gg d$, знайдемо:

$$\psi_i = atg\left(\frac{\sqrt{d_i^2 - a_i^2}/R_i}{(R_0 - a_i)/R_i}\right) = atg\left(\frac{\sqrt{d_i^2 - a_i^2}}{R_0 - a_i}\right) \approx \frac{\sqrt{d_i^2 - a_i^2}}{R_0 - a_i}. \qquad (16)$$

За даною методикою аналогічно знаходиться кут

$$\xi \approx \left(\sqrt{d_1^2 - a_1^2} + \sqrt{d_2^2 - a_2^2}\right)\Big/R_0. \qquad (17)$$

Після підстановки (16) і (17) в (12) при умові, що $R_0 \gg d$, отримаємо СКП оцінки відстані до ДЕВ :

$$\sigma_R = \frac{2 \cdot \sigma_{\Delta\tau} \cdot c \cdot {R_0}^2}{\left(\sqrt{{d_1}^2 - {a_1}^2} + \sqrt{{d_2}^2 - {a_2}^2}\right)} \cdot \sqrt{\frac{\left({d_1}^2 - {a_1}^2\right) + \left({d_2}^2 - {a_2}^2\right)}{\left({d_1}^2 - {a_1}^2\right) \cdot \left({d_2}^2 - {a_2}^2\right)}}. \quad (18)$$

При малих кутах γ_1 і γ_2 можна записати, що

$$\sin\left(\beta - \frac{\gamma_1 - \gamma_2}{2}\right) \cdot \cos\varepsilon \approx \frac{\Delta\tau_{23} \cdot c}{\sqrt{(x_2 - x_3)^2 + (y_2 - y_3)^2 + (z_2 - z_3)^2}}. \quad (19)$$

Оскільки кут азимуту є функціонально залежним від двох незалежних змінних $\Delta\tau$ і ϵ, то

$$\sigma_\beta = \sqrt{(\sigma_{\Delta\tau})^2 \cdot \left(\frac{\partial\beta}{\partial\Delta\tau}\right)^2 + (\sigma_\varepsilon)^2 \cdot \left(\frac{\partial\beta}{\partial\varepsilon}\right)^2}. \quad (20)$$

Взявши з (19) похідні, отримаємо вираз для СКП σ_β оцінки азимуту

$$\sigma_\beta = \frac{1}{\cos\left(\beta - \frac{\gamma_1 - \gamma_2}{2}\right) \cdot \cos\varepsilon} \cdot \sqrt{\frac{(\sigma_{\Delta\tau} \cdot c)^2}{(x_2 - x_3)^2 + (y_2 - y_3)^2 + (z_2 - z_3)^2} + {\sigma_\varepsilon}^2 \cdot \sin^2\left(\beta - \frac{\gamma_1 - \gamma_2}{2}\right) \cdot \sin^2\varepsilon}. \quad (21)$$

На основі виразу (18) можна знайти радіус кривої, контури якої описують постійні значення похибок оцінки місцеположення ДЕВ. Горизонтальна площа, що обмежена контурами постійного значення похибок оцінки місцеположення ДЕВ, характеризує робочу зону системи. Було проведено теоретичні дослідження для різних випадків розташування бокових приймальних пунктів відносно опорного, що підтверджені результатами натурних випробувань експериментального зразку системи [9]. Також в [9] наведено характер змін робочої зони комбінованої малобазової гіперболічної системи при довільному розташуванні приймальних пунктів для різних баз в порівнянні з зоною дії пасивної системи "Vera" при симетричному розташуванні її приймальних пунктів в одну лінію.

Досліджено, що при однакових відхиленнях баз системи в різних напрямках на кут γ відносно нормалі до осі 0X, зона дії малобазової гіперболічної системи зменшується приблизно на кут $0{,}5\gamma$.

Збільшення або зменшення різниці висоти розташування фазових центрів антен бокових приймальних пунктів відносно опорного приймального пункту зумовлює розширення робочої зони системи в секторі азимутальних кутів від $\pm 60^\circ$ до $\pm 90^\circ$. Різниця в довжині баз на 10 % суттєво не впливає на зону дії малобазової гіперболічної системи. Розміщення баз під кутом 45° до осі X в малобазовій гіперболічній системі спричиняє зменшення і звуження робочої зони системи, появи бокових пелюстків, рівних основному з розворотом їх максимальних напрямків прийому сигналів під кутом 90° в обидві сторони відносно нормалі до осі X і утворення глибокого провалу в напрямках під кутами 45°. Розміщення бокових приймальних пунктів строго на осях X і Y приводить до розділення робочої зони системи на дві частини з розворотом їх максимальних напрямків прийому сигналів під кутом 45° в обидві сторони відносно нормалі до осі X і утворення в напрямку нормалі глибокого провалу. В обох випадках ширина кожного із пелюстків звужується приблизно в два рази. При однакових відхиленнях баз в одному напрямку на кут γ відносно нормалі до осі 0X ширина зони дії малобазової гіперболічної системи не змінюється, а здійснюється лише повертання осей OXY системи координат відповідно на кут γ.

Як показано в [9], на робочу зону малобазової гіперболічної системи суттєво впливають кути повороту γ_1 і γ_2. В комбінованій гіперболічній системі (рис. 8) з винесеними боковими приймальними пунктами для того, щоб відносна СКП оцінки відстані до ДЕВ σ_r, не перевищувала більш, ніж на 0,1% СКП оцінки відстані до ДЕВ в симетричній системі, необхідно щоб кути відхилення γ_1 і γ_2 бокових приймальних пунктів відносно осі X не перевищували $1{,}5^\circ$. Це відповідає лінійному відхиленню по осі X не більше, ніж на 0,07 *м* та по осі Y не більше, ніж 5,24 *м*.

При розрахунках азимуту строго у відповідності з алгоритмом, наведеним в [7], існують певні вимоги щодо вибору формул розрахунку азимуту в залежності від величини і знаку кутів γ_1 і γ_2. Для спрощення алгоритму розрахунку азимуту можна спочатку застосувати алгоритм наближеної оцінки азимуту згідно (19) з уточненням результату по тій формулі для β_1 або β_2 із наведених в [7], в якої результат більш наближений до результату згідно (19).

Висновки

В статті наведено отримані автором аналітичні вирази для СКП оцінки місцеположення ДЕВ комбінованою малобазовою пасивною гіперболічною системою з довільним розташуванням приймальних пунктів, які дозволяють в залежності від конфігурації оцінити її потенційні можливості і розподіл похибок вимірювання координат.

Показано, що порушення строгої симетрії комбінованої малобазової пасивної гіперболічної системи приводить до зміни робочої зони системи. Визначено, що в таких системах з базами в декілька сотень метрів при несуттєвому збільшенні СКП оцінки координат ДЕВ на 0,1% допустимі відхилення координат x_0, y_0 опорного приймального пункту відносно центру координат не повинні перевищувати 2 %. За таких же умов допустимі відхилення місцеположення бокових приймальних пунктів відносно осей X,Y при знаходженні опорного приймального пункту строго в ценрі координат не перевищують 5 %. Дані результати дозволяють з урахуванням заданих СКП оцінки координат ДЕВ будувати комбіновані малобазові пасивні гіперболічні системи з відносно довільним розташуванням на місцевості приймальних пунктів.

Список літератури: 1. *Y. Trofimova.* Multilateration Error Investigation and Classification. Error Estimation / Y. Trofimova // Transport and Telecommunication. 2007. No 2, Vol.8. p.29 – 37. 2. *Манжос В.Н.* Методы определения координат целей и оценки точности их измерения в разностно-дальномерной системе с произвольным числом и расположением выносных пунктов / Манжос В.Н., Калюжный Н.М., Бурковский С.И., Колодей О.П. // Зб. наук. праць ХВУ. Вип. 4(26). Х.:ХВУ, 1999. С.29 – 38. 3. *Antonyuk V.* TDOA passive system for radio monitoring of targets / Antonyuk V., Prudius I., Kawalec A., Lobur M., Nichoga V. // International Radar Symposium "3rd Microwave & Radar Week in Poland" IRS 2008. Wroclaw, Poland. 21-23 May 2008. С.361 – 364. 4. *Антонюк В.П.* Алгоритм визначення просторових координат місця знаходження джерел радіовипромінювання для малобазової пасивної трьох позиційної системи радіомоніторингу / Антонюк В.П., Клепфер Є.І. // Сб. науч.тр.2-го междунар. радиоэлектронного форума "Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития" МРФ – 2005. Т. 2. Харьков: АН ПРЭ, ХНУРЭ. 2005. С.505 – 508. 5. *V. Antonyuk.* The adaptive filtering of mirror Reflections in the passive system with mode TDOA. Proceedings of the International Conference "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science" TSET 2008. Publishing House of Lviv Polytechnic. С.177-180. 6. *Елецкий А.* Скорость света с наивысшей точностью / Елецкий А. // Наука и жизнь. 1973. №5. С. 7. *Антонюк В.П.* Модифікований алгоритм оцінки місцеположення джерел радіочастотного випромінювання для TDOA малобазової пасивної системи з довільним розташуванням приймальних пунктів / Антонюк В.П // Сб. науч. тр. 3-го междунар. радиоэлектронного форума "Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития" МРФ – 2008. Т. 2. Харьков: АН ПРЭ, ХНУРЭ. 2008. С.292 – 296.8. *Радиотехнические* системы: Учебник / Под. ред. Ю. М. Казаринова. М.: Академия, 2008. 592 с. 9. *Антонюк В.П.* Шляхи підвищення ефективності пасивних гіперболічних систем / Антонюк В. П. // Радіоелектроніка та телекомунікації. Вісник Нац. ун-ту "Львівська політехніка". 2009. №645. С.30 – 37.

Львівський науково-дослідний радіотехнічний інститут

Надійшла до редколегії 15.10.2009

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ
SYSTEM PROBLEMS OF TELECOMMUNICATION

УДК 621.391.31

Оптимизация распределения сетевых ресурсов в системах с сервис-ориентированной архитектурой / *Т.Н. Коваленко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 7-13.

Рассмотрены основные принципы построения информационных систем с сервис-ориентированной архитектурой. Сформулирована задача распределения сетевых ресурсов при взаимодействии распределенных компонентов системы SOA при наличии нескольких конкурирующих поставщиков однотипных сервисов. Представлена математическая постановка данной задачи в виде задачи линейного программирования, позволяющая максимизировать производительность системы SOA с учетом ограничений, налагаемых структурными и функциональными свойствами базовой телекоммуникационной сети. Получено решение данной задачи для заданной SOA системы.

Табл. 4. Ил. 4. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391.31

Оптимізація розподілу мережних ресурсів у системах із сервіс-орієнтованою архітектурою / *Т.М. Коваленко* // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 7-13.

Розглянуто основні принципи побудови інформаційних систем із сервіс-орієнованою архітектурою. Сформульовано задачу розподілу мережних ресурсів при взаємодії розподілених компонентів системи SOA при наявності кількох конкуруючих постачальників однотипних сервісів. Представлено математичну постановку цієї задачі у вигляді задачі лінійного програмування, що дозволяє максимізувати продуктивність системи SOA з урахуванням обмежень, накладених структурними та функціональними властивостями базової телекомунікаційної мережі. Отримано рішення цієї задачі для заданої SOA системи.

Табл. 4. Іл. 4. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.391.31

Optimization of network resource distribution in systems with service-oriented architecture / *T.N. Kovalenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 7-13.

The basic building principles of information systems with service oriented architecture are considered. The problem of the network resource distribution during the interaction of SOA system distributed components when there are several competitive service providers in the system is defined. Formulation of this problem is presented in the form of the linear programming problem, where productivity of a SOA system is maximized subject to contingencies constrained by structural and functional properties of a core telecommunication network. The solution of this problem for the specified SOA system has been received.

4 tab.4 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.391

Классификация пространств и базисов, используемых при геометрическом описании структуры телекоммуникационной сети / *О.Ю. Евсеева* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 14-19.

Описано формирование векторного пространства, связанного со структурой телекоммуникационной сети. Выделены подпространства и установлены соотношения между ними. Указаны три основных типа базисов, используемых для описания структуры сети: ортогональный, неортоональный и смешанный.

Ил. 4. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.391

Класифікація просторів та басизів, що використовуються для геометричного визначення структури телекомунікаційної мережі / *О.Ю. Євсєєва* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 159. С. 14-19.

Сформовано векторний простір, що відповідає до структури телекомунікаційної мережі. Виділено підпростори та вказані співвідношення поміж ними. Вказано три основних типи базисів, що використовуються для визначення структури мережі: ортогональний, неортоональний и змішаний.

Іл. 4. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.391

Classification of spaces and bases for geometrical description of telecommunication network structure / *O.Y. Yevseyeva* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 14-19.

The vector space, associated with the telecommunications network structure, is described. Subspaces are distinguished and relations between them are established. Three basic types of bases, used for description of the network structure: orthogonal, not-orthogonal and mixed, are indicated.

4 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621

Частная оптимизация радиоканала миллиметрового диапазона системы мобильной связи 4G / *К.С. Сундучков, С.Э.Волков, М.А.Кузява* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159. С. 20-23.

В работе рассмотрены тенденции развития сетей мобильной связи и структура перспективной сети четвертого поколения. Исследована зависимость вероятности битовой ошибки от ориентации диаграммы направленности базовой станции.

Ил.2. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621

Приватна оптимізація радіоканалу міліметрового діапазону системи мобільного зв'язку 4G / *К.С. Сундучков, С.Е.Волков, М.О. Кузява* // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159. С. 20-23.

Розглянуто тенденції розвитку мереж мобільного зв'язку та структура перспективної мережі четвертого покоління. Досліджено залежність ймовірності бітової помилки від орієнтації діаграми спрямованості базової станції.

Іл. 2. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621

Private optimization of the millimeter channel of 4G mobile communication systems / *K. S. Sunduchkov, S. E. Volkov, M. A. Kuzyava* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. №159. P. 20-23.

The paper discusses trends in mobile networks and the structure of a promising fourth-generation network. Dependence of the probability of bit error on the base station radiation pattern is investigated.

2 fig. Ref.: 8 items.

УДК 519.876.5; 004.738.5

Прогностические модели факторов отказов современных телекоммуникационных сетей и сетей NGN / *Г.А.Гундерич, Н.А. Одегов, А.А. Скопа* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 24-29.

Разработана группа моделей основных факторов отказов современных мультисервисных телекоммуникационных сетей, как прообраза сетей NGN. Предложены методы идентификации свободных параметров и структуры таких моделей.

Библиогр.: 7 назв.

УДК 519.876.5; 004.738.5

Прогностичні моделі чинників відмов сучасних телекомунікаційних мереж та мереж NGN / *Г.А.Гундерич, М.А. Одегов, О.О. Скопа* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип.159. С. 24-29.

Розроблена група моделей основних чинників відмов сучасних мультисервісних телекомунікаційних мереж, як прообразу мереж NGN. Запропоновані методи ідентифікації вільних параметрів та структури таких моделей.

Бібліогр.: 7 назв.

UDC 519.876.5; 004.738.5

Predictive models of refusals factors in modern telecommunications networks and NGN networks / *H.A.Hunderych, M.A. Odegov, O.O. Skopa* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. №159. P. 24-29.

The group of models of basic factors of refusals of modern multiservices telecommunications networks is developed, as prototype of networks of NGN. The methods of authentication of free parameters and structure of such models are offered.

Ref.: 7 items.

УДК 621.391

Определение объема сетевого ресурса необходимого при предоставлении услуг телефонии и передачи данных / *Д.В. Агеев, А.А. Переверзев, Хайдара Абдала* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159. С. 30-34.

В конце XX ст. назрела необходимость в создании интегрированных и мультисервисных сетей связи. В начале XXI в. сформировалась идея построения сети связи следующего поколения, известная по аббревиатуре NGN (Next Generation Network). Интерес представляет способ построения NGN, основанный на целенаправленном развитии телефонной сети общего пользования (ТфОП). В статье решена задача выбора пропускных способностей каналов связи магистрального сегмента сети при предоставлении услуг телефонии и передачи данных.

Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.391

Визначення об'єму мережного ресурсу необхідного при наданні послуг телефонії та передачі даних / *Д.В. Агеєв, О.А. Переверзев, Хайдара Абдала* // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 30-34.

В кінці XX ст. назріла необхідність в створенні інтегрованих і мультісервісних мереж зв'язку. На початку XXI ст. сформувалася ідея побудови мережі зв'язку наступного покоління, відома по абревіатурі NGN (Next Generation Network). Інтерес викликає спосіб побудови NGN, що базується на цілеспрямованому розвитку телефонної мережі загального користування (ТМЗК). Вирішено завдання вибору пропускних здатностей каналів зв'язку магістрального сегменту мережі при наданні послуг телефонії і передачі даних.

Бібліогр.: 2 назв.

UDC 621.391

Estimation of the network resource volume necessary for granting of telephony and data transmission services / *Dm.V. Agueyev, A.A. Pereverzev, Haydara Abdala* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 30-34.

The necessity for creation of the integrated and multiservice communication networks ripened at the end of the

XXth century. At the beginning of the XXIst century the idea of the next generation network (NGN) construction has formed. From the practical standpoint the way of construction of the NGN based on purposeful development of a public switched telephone network (PSTN) is of interest. The problem of choice of the communication channels capacities in the network main segment when granting the telephony and data communication services is solved.

Ref: 2 items.

УДК 621.391

Управление перегрузкой сетевых ресурсов с использованием процедуры Калмана-Бьюси / *Л.И. Мельникова, С.Н. Горяева, Е.О. Поповская* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 35-40.

Решена задача оценивания длин очередей пакетов в буферах маршрутизаторов с помощью процедуры фильтрации Калмана-Бьюси. При реализации процедуры оценивания в качестве наблюдаемого процесса использованы результаты измерений длин очередей пакетов в буферах реального оборудования. Проведен анализ функционирования процедуры ФКБ с целью определения параметров оценивания для получения решения в реальном времени.

Ил. 4. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391

Керування перевантаженням мережевих ресурсів з використанням процедури Калмана-Бьюсі / *Л.І. Мельникова, С.М. Горяєва, К.О. Поповська* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159.С. 35-40.

Вирішена задача оцінювання довжини черги пакетів в буферах маршрутизаторів за допомогою процедури фільтрації Калмана-Бьюсі. Для реалізації процедури оцінювання в якості процесу спостереження використані результати вимірювань довжини черг пакетів в буферах реального обладнання. Проведено аналіз функціонування процедури ФКБ з метою визначення параметрів оцінювання для отримання рішення в реальному часі.

Іл. 4. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.391

Control over network resources overload using procedure of Kalman filtering / *L.I. Melnikova, S.N. Goryaeva, E.O. Popovskaya* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 35-40.

The problem of evaluating the lengths of queue packages in buffers routers with the help of Kalman filtering procedure is solved. When realizing the procedure of evaluation the measurements results of the queue lengths packages in buffers of the real equipment are used as an observable process. The analysis Kalman filtering procedure functioning is carried out with the purpose to define the parameters of estimation for reception of the decision in real time.

4 fig. Ref: 4 items.

УДК 621.391

Целевая координация двухровневой маршрутизации в MPLS-сети / *А.В. Лемешко, Ахмад М. Хайлан, Али С. Али* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 41-45.

Предложена модель и метод целевой координации двухровневой маршрутизации в MPLS-сети. В основу метода положено решение вариационной задачи векторной оптимизации, сформулированной путем анализа потоковой модели маршрутизации.

Ил. 2. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.391

Цільова координація дворівневої маршрутизації в MPLS-мережі / *О.В. Лемешко, Ахмад М. Хайлан, Алі С. Алі* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 41-45.

Запропоновано модель і метод цільової координації дворівневої маршрутизації в MPLS-мережі. В основу метода покладено розв'язання варіаційної задачі векторної оптимізації, яка сформульована на підставі аналізу потокової моделі маршрутизації

Іл. 2. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.391

Goal coordination of two-level routing algorithm in MPLS-network / *A.V. Lemeshko, Ahmad M. Hailan, Ali S. Ali* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 41-45.

The model and method of the goal coordination of two-level routing algorithm in MPLS-network are proposed. The method is based on the solution of the variational vector optimization task formulated by means of the flow routing model analysis.

2 fig. Ref: 8 items.

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И УПРАВЛЕНИЕ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ
MATHEMATICAL MODELS AND MANAGEMENT IN TELECOMMUNICATION SYSTEMS

УДК 621.391

Потоковая модель динамической балансировки очередей на узлах телекоммуникационной сети / *А.В. Лемешко, А.В. Симоненко, С.И. Сиващенко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 46-49.

Предложена потоковая модель балансировки очередей на узлах телекоммуникационной сети. Новизна модели состоит в том, что она в отличие от ранее известных моделей учитывает особенности технологии Traffic Engineering

Queues, нацеленной на обеспечение сбалансированной загруженности буферного ресурса сетевого узла.

Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.391

Потокова модель динамічного балансування черг на вузлах телекомунікаційної мережі / *О.В. Лемешко, А. В. Симоненко, С. І. Сиващенко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 46-49.

Запропоновано потокова модель балансування черг на вузлах телекомунікаційної мережі. Новизна моделі полягає в тому, що вона на відміну від раніше відомих моделей враховує особливості технології Traffic Engineering Queues, націленої на забезпечення збалансованої завантаженості буферного ресурсу мережного вузла.

Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.391

The flow-base model of dynamic load balancing, queuing at the nodes of telecommunications network / *A.V. Lemeshko, A.V. Simonenko, S I. Sivaschenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N159. P. 46-49.

The flow-base model for balancing of queues at the nodes of telecommunications network is proposed. The novelty of the model is that in contrast to the previously known models it takes into account the features of the Traffic Engineering Queues technology, aimed at achieving a balanced load buffer resource node.

Ref: 10 items.

УДК 621.395

Метод расчета одноканальных систем с бесконечной очередью и произвольным потоком заявок / *А.Г. Ложковский* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 50-53.

Рассмотрена модель одноканальной системы с очередью при обслуживании произвольного потока заявок с экспоненциальной длительностью обслуживания. Предложен метод расчета основных характеристик качества обслуживания в модели G/M/1.

Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.395

Метод розрахунку одноканальних систем з нескінченою чергою та довільним потоком заявок / *А.Г. Ложковський* // // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 50-53.

Розглянуто модель одноканальної системи з чергою при обслуговуванні довільного потоку заявок з експонентною тривалістю обслуговування. Запропоновано метод розрахунку основних характеристик якості обслуговування в моделі G/M/1.

Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.395

Calculation method of single-channel system with queue and arbitrary stream of the requests / *A.G. Loshkovskiy* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 50-53.

The model of single-channel system with queue at service of arbitrary stream of the requests with exponential duration of service is considered. The calculation method of basic performances of service quality in G/M/1 model is offered.

Ref: 10 items.

УДК 621.391

Динамическая модель TCP-сеанса при управлении длиной очереди с использованием механизма RED / *Е.В. Старкова* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159. С. 54-59.

Предлагается математическая модель TCP-сеанса передачи данных при управлении длиной очереди с использованием механизма борьбы с перегрузками RED, представленная дифференциальными уравнениями, которые отображают динамику информационного обмена между отправителем и получателем.

Ил.2. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621. 391

Динамічна модель TCP-сеансу при управлінні довжиною черги з використанням механізму RED / *О.В. Старкова* // // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. Вып.159. С. 54-59.

Пропонується математична модель TCP-сеансу передачі даних при управлінні довжиною черги з використанням механізму боротьби з перевантаженнями RED, яка представлена диференційними рівняннями, що відображають динаміку інформаційного обміну між відправником та одержувачем.

Іл.2. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.391

Dynamic model of a TCP-session at the management by a length of queue with the use of RED mechanism / *E.V. Starkova* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 54-59.

Mathematical model of TCP-session of data communication at the management by a length of queue with the use of congestion avoidance mechanism RED is proposed. This model is expressed by differential equations, which represent the dynamic of information exchange between the sender and the receiver.

2 fig. Ref: 7 items.

УДК 621.382

Математическое моделирование системы цифровой связи с использованием Луны в качестве пассивного ретранслятора / *В.А. Лошаков, А.М. Владыка* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 60-67.

Анализируются возможности реализации цифровой связи с использованием отражения сигналов от поверхности Луны. Приводятся результаты математического моделирования линии цифровой EME связи. Формулируются рекомендации по выбору частоты, виду поляризации, методам модуляции и цифровой обработки сигналов.

Ил.14. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.382

Математичне моделювання системи цифрового зв'язку з використанням Місяця як пасивного ретранслятора / *В.А. Лошаков, А.М. Владика* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С.60-67.

Розглядаються можливості реалізації цифрового зв'язку з використанням відбиття сигналів від поверхні Місяця. Наводяться результати математичного моделювання лінії цифрового EME зв'язку. Формулюються рекомендації щодо вибору частоти, виду поляризації, методам модуляції та цифрової обробки сигналів.

Іл.14. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.382

Mathematical modelling of digital communication network with the use of Moon as passive repeater / *V. A. Loshakov, A.M. Vladyka* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 159. P. 60-67.

Possibilities of digital communication with the use of reflexion signals from the Moon surface and results of mathematical modelling of line of EME communication are analysed. Recommendations for choosing the range of frequencies, type of polarisation, methods of signals modulation and their digital processing are state.

14 figs. Ref.: 4 items.

УДК 621.391

Тензорная модель структур и параметров мультисервисных телекоммуникационных сетей / *М.Н. Климаш, Б.М. Стрихалюк, Н.В. Кайдан* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 68-73.

Описана тензорная модель исследования мультисервисных сетей. Проведена декомпозиция множества узлов и ребер, а также представлена тензорная модель конвергенции телекоммуникационных сетей. Для анализа телекоммуникационной сети предложено использовать неприводимые представления.

Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.391

Тензорна модель структур та параметрів мультисервісних телекомунікаційних мереж / *М.М.Климаш, Б.М. Стрихалюк, М.В. Кайдан* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 68-73.

Описано тензорну модель дослідження мультисервісних мереж. Проведено декомпозицію множини вузлів і ребер та представлено тензорну модель конвергенції телекомунікаційних мереж. Для аналізу телекомунікаційної мережі запропоновано використовувати незвідні представлення.

Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.391

The tensor model of structures and parameters of multiservice telecommunication networks / *M.M. Klymash, B. M Stryhaluk, M.V. Kaidan* / Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 159. P. 68-73.

The tensor model for multiservice networks research is described. The decomposition of the links and nodes set is represented with tensor models of the telecommunications networks convergence. To analyze the telecommunication networks the irreducible representation is used.

Ref.: 10 items.

УДК 621.39

Частная оптимизация радиоканала миллиметрового диапазона системы мобильной связи 4G / *А.В. Холодкова* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 74-78.

Рассмотрен процесс координации агентов в модели договорных сетей. Также применительно к рассматриваемой модели договорных сетей был проведен анализ взаимодействия МАС ДУ ТКС. В результате, которого был составлен алгоритм математического расчета для функциональной зависимости стоимости системы со значениями ее технических параметров.

Ил.1. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621

Модель взаємодії многоагентної системи динамічного керування телекомунікаційної системи на основі моделі договірних мереж / *А.В. Холодкова* // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. зб. 2009. Вып. 159. С. 74-78.

Розглянуто процес координації агентів у моделі договірних мереж. Також стосовно до розглянутої моделі договірних мереж був проведений аналіз взаємодії МАС ДК ТКС, у результаті якого був складений алгоритм математичного розрахунку для функціональної залежності вартості системи зі значеннями її технічних параметрів.

Іл. 1. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621

Model of the system multiagent interaction of dynamic governing the telecommunication system based on the contractual networks models / *A.V. Kholodkova* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. №159. P.74-78.

The process of agents' co-ordinations in the contractual networks models is considered. Also with reference to the considered contractual networks models the analysis of the interaction MAS DG TKS is organized. As a result the algorithm of the mathematical calculation for functional dependency of the system cost with the values of its technical parameter is formed.

1 fig. Ref.: 6 items.

УДК 681.518:061

Математическая модель процесса осуществления контроля знаний, полученных в ходе проведенного сеанса дистанционного обучения / *С.В. Штангей* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 79-82.

Рассмотрены вопросы создания математической модели контроля знаний, полученных в ходе проведенного сеанса обучения, которая учитывает формализованное описание процесса определения объема материала для изучения за один сеанс дистанционного обучения. Эта модель ориентирована на использование целых значений барицентрических координат смысловой модели тестового задания и позволяет автоматизировать наиболее трудоемкие бизнес-процессы дистанционного обучения с учетом индивидуальных особенностей обучаемого.

Ил. 1. Библиогр.: 3назв.

УДК 681.518:061

Математична модель процесу здійснення контролю знань, які отримані при проведенні сеансу дистанційного навчання / *С.В. Штангей* // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 79-82.

Розглянуто питання розробці математичної моделі контролю знань, які отриманні при проведенні сеансу навчання, яка враховує формалізований опис процесу визначення об'єму матеріалу для вивчення за один сеанс дистанційного навчання. Ця модель орієнтована на використання цілих значень барицентричних координат смислової моделі тестового завдання і дозволяє автоматизувати найбільш трудомісткі бізнес-процеси дистанційного навчання з урахуванням індивідуальних особливостей особи, що навчається

Іл. 1. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 681.518:061

Mathematical model of the process of control over the knowledge received during the distance learning session / *S.V. Shtanguej* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 159. P. 79-82.

The questions of development of mathematical model for control over the knowledge received during the distance learning session which considers the formalized description of the process of defining the volume of the material for studying per one session of distance learning are considered. This model is focused on the use of the integral values barycentric coordinates of the semantic model of the test task and allows to automate the most labour-consuming business processes of the distance learning taking into account specific features of a student.

1 fig. Ref.: 3 items.

УДК. 681.513

Использование метода матричных уравнений для анализа моделей протоколов информационного обмена, построенных на основе Е-сетей // *Е.В. Дуравкин, Л.В. Гладий* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С 83-87.

Рассмотрен метод качественного анализа систем, основанный на использовании матричных уравнений, с целью его применения к Е-сетям. На примере модели Е-сети выделены основные особенности использования данного метода, проведен расчет достижимости определенного состояния системы.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв

УДК. 681.513

Використання методу матричних рівнянь для аналізу моделей протоколів інформаційного обміну, побудованих на основі Е-мереж // *Є.В. Дуравкін, Л.В. Гладій* // Радіотехніка: Всеукр. межвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С 83-87.

Розглянуто метод якісного аналізу систем основаного на використанні матричних рівнянь з метою його застосування до Е-мереж. На прикладі моделі Е-мережі виділені основні особливості використання даного методу, проведений розрахунок досяжності певного стану системи.

Іл. 1. Бібліогр.: 3 назв

UDC 681.513

The use of the of matrix equations method for analysis of informative exchange protocols' models built on the E-nets basis // *E.V. Duravkin, L.V. Gladiy* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. № 159. P. 83-87.

The method of the high-quality systems' analysis based on the use of the matrix equations is considered, with the aim of its application to E-nets. Using the E-nets model as an example, the basic features of this method use are singled out, the calculation of attainability of the certain state of the system is caried out.

1 fig. Ref.: 3 items.

УДК 338.984:519.6

Моделирование трафика сети мобильной связи на основе самоподобных процессов / *И.В. Корсун, В.М. Безрук* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 88-92.

Выполнен анализ реального трафика для сети мобильной связи третьего поколения и показаны его самоподобные свойства. Предложен алгоритм моделирования сетевого трафика на основе вейвлет-преобразования для решения задач прогнозирования трафика и планирования качества обслуживания в сети.

Илл. 3 Библиогр.: 3 назв.

УДК 338.984:519.6

Моделювання трафіку мережі мобільного зв'язку на основі самоподібних процесів / *І.В. Корсун, В.М. Безрук* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 88-92.

Виконано аналіз реального трафіку для мережі мобільного зв'язку третього покоління і показано його самоподібні властивості. Запропоновано алгоритм моделювання мережного трафіку на основі вейвлет-перетво-рення для вирішення задач прогнозування трафіку і планування якості обслуговування в мережі.

Іл. 3. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 338.984:519.6

Modeling of the mobile network traffic based on self-similar processes / *I.V Korsun, V.M Bezruk* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 159. P. 88-92.

Analysis of the real network traffic for the third generation mobile communication is carried out and its self-similar properties are shown. An algorithm for simulation of the network traffic based on the wavelet transform for solving the problems of traffic forecasting and planning service quality in the network is offered.

3 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.391

Принципы адаптации в механизмах активного управления очередями / *Д.В. Андрушко, Ю.В. Андрушко, Е.В. Андрушко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 93-98.

Приведен обзор принципов адаптации в механизмах активного управления очередями в узлах телекоммуникационной сети. Предложена постановка задачи отбрасывания пакетов как задачи адаптивного управления.

Ил. 7. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.391

Принципи адаптації у механізмах активного керування чергами / *Д.В. Андрушко, Ю.В. Андрушко, Є.В. Андрушко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 93-98.

Стаття присвячена огляду принципів адаптації у механізмах активного керування чергами у вузлах телекомунікаційної мережі. Запропонавано поставлення задачі відкидання пакетів як задачі адаптивного управління.

Іл. 7. Бібліогр.: 10 назви.

UDC 621.391

Adaptation principles in active queue managing mechanisms / *D.V. Andrushko, I.V. Andrushko, I.V. Andrushko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N159. P. 93-98.

Overview of adaptation principles in active queue management mechanisms of telecommunication network nodes is presented. Definition of packets dropping task as a job of adaptive management is proposed.

7 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.372

Математическая модель системы динамического управления ТКС // *Ю.И. Лосев, К.М. Руккас* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 93-98.

Предложена математическая модель системы динамического управления телекоммуникационными сетями. Предложенная модель динамического управления позволяет исследовать эффективность различных вариантов построения системы динамического управления ТКС с учетом качества управляющей информации, количества сетевых ресурсов, выделенных для решения задач динамического управления, временных ограничений.

Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.372

Математична модель системи динамічного управління ТКС / *Ю.І. Лосєв, К.М.Руккас* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С.93-98.

Запропоновано математичну модель системи динамічного управління телекомунікаційними мережами. Запропонована модель динамічного управління дозволяє досліджувати ефективність різних варіантів побудови системи динамічного керування ТКС з урахуванням якості інформації управління, кількості мережевих ресурсів, виділених для вирішення задач динамічного управління, часових обмежень.

Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.372

Mathematical model of dynamic control system for TCN / *U.I. Losev, K.M. Rukkas* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.2009. N159. P. 93-98.

Mathematical model of dynamic control system for telecommunications networks is offered. The proposed model of dynamic control makes it posible to study various options for designing the system of dynamic control for TCN with regard to the information quality control, the number of network resources allocated to meet the challenges of the dynamic control, time constraints.

Ref.: 5 items.

УДК681.513

Применение формальных грамматик как метода анализа моделей ТКС, построенных на основе Е-сетей / *Е.Б. Коровченко, Салман Амер Мусхин* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.- техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 99-103.

Разработана модель, позволяющая исследовать процесс взаимоблокировки на этапе установления TCP соединения. На основе формальных грамматик определнена последовательность событий, приводящая к взаимо-

блокировке. Рассмотрены возможности контекстно-зависимых регулярных языков.

Ил. 1. Библиогр.: 6 назв.

УДК681.513

Застосування формальних граматик як метода аналізу моделей ТКС, побудованих на основі Е-мереж / *Е.Б. Коровченко, Салман Амер Мусин* // Радіотехника: Всеукр. межвід. наук.-техн. зб. 2010. Вип. 159. С. 99-103.

Розроблена модель, що дозволяє досліджувати процес взаємоблокировки на етапі встановлення TCP з'єднання. На основі формальних граматик досліджена послідовність подій, що приводить до взаємоблокировки. Розглянуто можливості контекстно-залежних регулярних мов.

Іл. 1. Бібліогр.: 6 назв

UDC 681.513

Application of formal grammars as a method of analysis of TCS models, built on to the basis of E-nets / *H.B. Korovchenko, Salman Amer Muskhin* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N159. P. C. 99-103.

The developed model makes it possible to investigate the process of interlock on the stage of TCP connections establishment. The sequence of events resulting in the interlocks is defined on the basis of the formal grammars. The potentialities of the context sensitive regular languages are considered.

Il.1. Ref.: 6 items

ОПТИМИЗАЦИЯ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЕЙ И ТЕХНОЛОГИЙ
OPTIMIZATION OF WIRELESS NETWORKS AND TECHNOLOGIES

УДК 621.396.677.49

Анализ эффективности использования MIMO технологии в WIMAX системах в условиях помех / *Ю.Ю. Коляденко, Ахмед Джамиль Муслим* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159. С.110-116.

Проведен анализ эффективности использования MIMO технологии в WIMAX системах в условиях помех. Анализ показал, что С увеличением количества приемных и передающих антенн увеличивается вероятность ошибки особенно при низких значениях сигнал/шум С увеличением количества приемных антенн по сравнению с передающими вероятность ошибки снижается. При использовании MIMO технологии в системах WiMAX необходимо наличие каналов с достаточно высоким значением отношением сигнал/шум, что на практике не всегда достижимо, особенно при множественном характере взаимодействия излучающих элементов.

Ил. 4. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.677.49

Аналіз ефективності використання MIMO технології в WIMAX системах в умовах завад / *Ю.Ю. Коляденко, Ахмед Джаміль Муслім* // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 110-116.

Проведено аналіз ефективності використання MIMO технології в WIMAX системах в умовах завад. Аналіз показав, що із збільшенням кількості приймальних і передавальних антен збільшується вірогідність помилки особливо при низьких значеннях сигнал/шум Із збільшенням кількості приймальних антен в порівнянні з передавальними вірогідність помилки знижується. При використанні MIMO технології в системах WIMAX необхідна наявність каналів з достатньо високим значенням відношенням сигнал/шум, що на практиці не завжди досяжно, особливо при множинному характері взаємодій випромінюючих елементів.

Іл. 4. Бібліогр. 6 назв.

UDC 621.396.677.49

Analysis of the MIMO technology use efficiency in WIMAX systems under hindrances conditions / *Yu.Yu.Kolyadenko, Ahmed Jameel Muslim* // Radiotekhnika: All-Ukr. Mag. 2009. N159. P. 110-116.

The analysis of the MIMO technology use efficiency is carried out in WIMAX systems under conditions of hindrances. The analysis showed that with the increase in the amount of receiving and transmitter aerials the probability of error is increased especially at low signal/noise values. With the increase in the amount of receiving aerials as compared to the transmitting ones the probability of error decreases. When using the MIMO technology in the systems of WIMAX the presence of channels with a sufficintly high signal/noise value is needed, in practice it is not always attainable, especially with a plural character of interation between radiating elements.

4 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.391

Обзор и классификация основных алгоритмов распределения частотных каналов в многоканальных Mesh-сетях / *М. А. Гоголева* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 117-121.

Классификация и анализ алгоритмов (методов) по назначению каналов в многоканальных Mesh-сетях, а также обзор методов повышения производительности беспроводных сетей. Предложена математическая модель распределения каналов в многоканальных Mesh- сетях.

Ил. 3. Библиогр: 9 назв.

УДК 621.391

Огляд та класифікація основних алгоритмів розподілу частотних каналів у багатоканальних Mesh-мережах / *М.О. Гоголева* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 117-121.

Класифікація та аналіз алгоритмів (методів) за призначенням каналів в багатоканальних Mesh-мережах, а також огляд методів підвищення продуктивності безпроводових мереж. Запропоновано математичну модель

розподілу каналів в багатоканальних Mesh-мережах.

Іл. 3. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.391

Review and classification of the basic algorithms for distribution of frequency channels in the multichannel Mesh-networks / *M. Gogolieva* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 117-121.

Classification and analysis of algorithms (methods) for designation of channels in multichannel Mesh-networks, as well as a review of methods for increasing the productivity of wireless networks are offered. The mathematical model of distribution channels in the multichannel Mesh-Networks is presented.

4 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.382.

Сравнительный анализ использования методов разнесения при передаче и приеме в WiMAX технологии / *В.А. Лошаков, З. Вадиа, А. Хасан* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159. С. 122-126.

На основе моделирования в среде MATLAB проводится сравнительный анализ выигрыша в отношении сигнал/шум при использовании основных методов разнесения предусмотренных протоколом 802.16e.

Ил.9. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.382

Порівняльний аналіз використання методів рознесення при передачі та прийомі у WiMAX технології / *В.А. Лошаков, З. Вадиа, А. Хасан* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип.159. С. 122-126.

На основі моделювання з використанням пакету MATLAB проводиться порівняльний аналіз виграшу у відношенні сигнал/шум при використанні основних методів рознесення передбачених протоколом 802.16e.

Іл. 9. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.382

Comparative analysis of transmission and receiving diversity methods use in WiMAX technology / *Loshakov V., Vadia Z., Hasan A.*// Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. №159. P. 122-126.

The comparative analysis of advantage in SNR for transmission and receiving diversity methods supported by protocol 802.16e is carrying out using mathematical simulation.

9 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.391

О возможности использования технологии 802.11 wi-fi для организации видеонаблюдения за удаленными объектами / *О.А. Коваленко, Р.В. Воробьев А.А. Коваленко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159. С. 127-131.

Приводятся результаты экспериментальных исследований параметров канала связи, организованного на базе оборудования стандарта 802.11, а также анализ возможности использования таких каналов для организации видеонаблюдения за удаленными объектами.

Ил. 4. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.391

О можливості застосування технології 802.11 wi-fi для організації відео спостереження за віддаленими об'єктами / *О.О. Коваленко, Р.В. Вороб'єв, О.О. Коваленко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип.159. С. 127-131.

Наведено результати експериментальних досліджень параметрів канала зв'язку, організованого на базі обладнання стандарта 802.11, а також аналіз можливостей використання цих каналів для організації відеоспостереження за віддаленими об'єктами.

Іл. 4. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.391

About the possibility to use 802.11 wi-fi technology for remote objects video surveillance / *O.A. Kovalenko, A.A. Kovalenko, R.V. Vorobiev* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N.159. P. 127-131.

The results of the experimental investigation into the commnication channel parameters using 802.11 equipment, are presented. Performance capabilities are analyzed using such channels for remote objects video surveillance.

4 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396.933.4

Вероятностно-временной метод оценки качества функционирования беспроводных телекоммуникационных систем в динамических условиях / *Б.Б. Поспелов, Д.Л. Чечёткин* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 132-138.

Рассмотрен метод оценки качества функционирования телекоммуникационной сети построенной на базе беспроводных систем передачи информации, который учитывает динамические возможности элементов сети. Для описания стохастической динамики элементов телекоммуникационной сети во времени предложено использовать модель вида дискретного марковского процесса.

Ил. 3. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396.933.4

Ймовірнісно-часовий метод оцінки якості функціонування безпроводових телекомунікаційних мереж у динамічних умовах / *Б.Б. Поспєлов, Д.Л.Чечоткін* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 132-138.

Розглянуто метод оцінки якості функціонування телекомунікаційної мережі побудованої на базі беспроводових систем передачі інформації, який враховує динамічні можливості елементів мережі. Для опису стохастичної динаміки елементів телекомунікаційної мережі в часі запропоновано використовувати модель виду дискретного марковського процесу.

Іл. 3. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.396.933.4

Stochastic-time method for evaluation of wireless telecommunication system operation quality under dynamical conditions / *B.B. Pospelov, D.L. Chechotkin* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N159. P. 132-138.

Method for evaluation of the wireless telecommunication network operation quaity is described. This method takes into account the dynamical possibility of telecommunication network elements. Discrete Markov process is proposed for description of telecommunication network elements stochastic dynamics in time.

3 fig. Ref.: 7 items.

УДК 519.876.5; 004.738

Повышение эффективности работы защищенной информационной сети, построенной на основе протокола IEEE 802.11 / *В.И. Гура, В.В. Корчинский* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 139-142.

Приводится анализ варианта повышения эффективности работы защищенной информационной сети, построенной на базе протокола IEEE 802.11 за счет увеличения относительной эффективной скорости передачи каждого элемента. Исследуется целесообразность использования режима выявления ошибок и их частичного исправлении при переменных статистических параметрах канала.

Библиогр.: 5 назв.

УДК 519.876.5; 004.738

Підвищення ефективності роботи захищеної інформаційної мережі, побудованої на основі протоколу / *В.І. Гура, В.В. Корчинський* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип.159. С. 139-142.

Наведено аналіз варіанту підвищення ефективності роботи захищеної інформаційної мережі, побудованої на базі протоколу IEEE 802.11 за рахунок збільшення відносної ефективної швидкості передачі кожного елемента. Досліджується доцільність використання режиму виявлення помилок та їхньому частковому виправленні при змінних статистичних параметрах каналу.

Бібліогр.: 5 назв.

UDC 519.876.5; 004.738

Increase in the operatrion efficiency of the proteced information nework built on the IEEE 802.11 protocol basis / *V.I. Gura, V.V. Korchynsky* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. №159. P. 132-137.

The analysis of the version of increase in the opration efficiency of the protected information network built on the IEEE 802.11 protocol base, due to the increase in relative effective speed of transmission of every element, is presented. Expedience to use the errors exposure mode and the errors partial correction in the presence of the channel's statistical parameters variables is studied.

Ref.: 7 items.

УДК 621.391

Анализ энергетических параметров системы WiMAX / *И Анадж Наорс, К.А. Селиванов, Н.В. Москалец* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 143-147.

Проводится анализ энергетики канала связи беспроводной системы связи стандарта IEEE 802.16e WiMAX. Рассматриваются основные энергетические параметры системы WiMAX и условия функционирования с заданным качеством при воздействии интерференционного влияния со стороны аналогичных систем.

Ил.1. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Аналіз енергетичних параметрів системи WiMAX / *І Анадж Наорс, Селіванов К.А., М.В. Москалець*// Радіотехніка: Всеукр. межвед. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 143-147.

Проводиться аналіз енергетики каналу зв'язку бездротової системи зв'язку стандарту IEEE 802.16e WiMAX. Розглядаються основні енергетичні параметри системи WiMAX і умови її функціонування із заданою якістю при дії інтерференційного впливу з боку аналогічних систем.

Іл.1. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391

Analysis of the WiMAX system power parameters / *I Anadzh Naors, Selivanov K.A., Moskalets M.V.*// Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N159. P. 143-148.

The analysis of power of the IEEE 802.16e WiMAX standard wireless communication network channel is presented. The basic power parameters of the WiMAX system and operating condition with the secified quality under the action of the interference influencing the similar systems are examined.

1 fig. Ref: 5 items.

УДК 621.391.268

Проблемы использования поляризационно-ортогональных антенн системы МИМО / *А.А. Мартынчук, Абдуллах Икрам Кадир* // Радиотехника: Всеукр. межвед. наук.-техн. сб. 2009. Вип. 159. С. 148-151.

Статья посвящена исследованию проблем технологии передачи данных с помощью N антенн и их приёма M антеннами. Особенностью является то, что авторы рассматривают возможность использования поляризационно-ортогональных антенн при излучении сигнала и при приеме, что позволит повысить устойчивость приема в условиях слабых энергетических отношений и повысить пропускную способность системы в целом.

Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.391.268

Проблеми використання поляризаційно-ортогональних антен системи МІМО / *О.О. Мартинчук, Абдуллах Ікрам Кадір* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 148-151.

Стаття присвячена дослідженню проблем технології передачі даних за допомогою N антен і їх прийому M антенами. Особливістю є те, що автори розглядають можливість використання поляризаційних – ортогональних антен при випромінюванні сигналу і при прийомі, що дозволить підвищити стійкість прийому в умовах слабких енергетичних відносин і підвищити пропускну спроможність системи в цілому.

Бібліогр.: 9назв.

UDC 621.391.268

Problems of the MIMO system polarization-ortogonal aerials use / *A.A. Martynchuk, Abdullakh Ikram Kadir* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N159. P. 148-151.

Investigaion into the prolem of data transmission techology using N aerials and these data reception using M aerials is an urgent one. The peculiarity consists in the possibility to use polarization – ortogonal aerials in the signal radiation and reception, this makes it posible to increase the reception sability under conditions of weak power relations and increae the carrying capacity of the system as a whole.

Ref.: 9 items.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ
ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY

УДК 621. 396

Особенности формирования диаграммы направленности антенной решётки при приёме СШП сигнала и факторы, влияющие на изменение ее формы / *И.С. Шостко, Таха Алмакадма* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159. С. 152-157.

Проведен анализ зависимости диаграммы направленности антенной решётки от формы СШП сигналов и направления приёма. Рассмотрен метод, позволяющий автоматически корректировать положение максимума диаграммы направленности (ДН) по отношению к источнику излучения.

Ил. 5. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621. 396

Особливості формування діаграми спрямованості антеною решіткою при прийомі НШС сигналу й фактори, що впливають на зміну її форми / *І.С. Шостко, Таха Алмакадма* // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 152-157.

Проведено аналіз залежності діаграми спрямованості антеною решіткою від форми НШС сигналів і напрямку прийому. Розглянуто метод, що дозволяє автоматично коректувати положення максимуму діаграми спрямованості (ДС) стосовно джерела випромінювання.

Іл. 5. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621. 396

The features of the antenna array directional diagram formation at UWB signal reception and the factors influencing the change of its form / *I.S. Shostko, Taha Almakadma* // Radiotekhnika: All-Ukr. Mag. 2009. N159. P. 152-157.

Dependence of the antenna array directional diagram on the UWB signals form and a reception direction is analyzed. The method, making it possible to correct automatically the position of a maximum of the directional diagram (DD) in relation to the source of radiation, is considered.

5 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.391.677

Исследование энергетических характеристик пространственной области размещения группировок радиоэлектронных средств в интересах обеспечения электромагнитной совместимости / *Ю.Ю. Коляденко, Л.А.Токарь, Е.В. Галуненко Б. Ю. Бордюгов* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 152-157.

Обсуждается проблема электромагнитной совместимости новых радиотехнологий наземных радиослужб с действующими радиоэлектронными средствами.

Ил. 4. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.391.677

Дослідження енергетичних характеристик просторової області розміщення угрупувань радіоелектронних засобів в інтересах забезпечення електромагнітної сумісності / *Ю.Ю. Коляденко, Л.О.Токар, Є.В. Галуненко Б.Ю.Бордюгов* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип.159. С. 158-162.

Обговорюється проблема електромагнітної сумісності нових радіотехнологій наземних радіослужб з діючими радіоелектронними засобами.

Іл.4. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.391.677

Research into power characteristics of spatial region of radioelectronic facilities group placing in the interests of electromagnetic compatibility provision / *U.U. Kolyadenko, L.A.Tokar, H.V. Galunenko, B.Y.Bordugov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 159. P. 158-162.

The problem of electromagnetic compatibility of new radio technologies of the ground radio services with operating radio electronic facilities is considered.

4 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396

Исследование влияния направления поступления полезного сигнала и помех на показатели адаптивных антенн / *В.А. Пелишек* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб.: 2009. Вып. 159. С. 158-162.

Рассматриваются адаптивные антенны, которые обеспечивают выделение полезного сигнала и подавление помех. Показано, что уровень выходного сигнала адаптивных антенн значительно уменьшается в случае наличия помех с малым угловым расстоянием относительно полезного сигнала (30° и меньше) или большим угловым расстоянием (150° и больше). Для антенной решетки определены условия для расстояний между ее элементами, при которых выходной сигнал уменьшается незначительно. Рассмотрены пути обеспечения увеличения выходного сигнала адаптивных антенн в случае наличия помех с малым или большим угловым расстоянием.

Ил. 7. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396

Дослідження впливу напрямків надходження корисного сигналу та завади на показники адаптивних антен / *В.О. Пелішок* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 163-168.

Розглядаються адаптивні антени, в яких виділяться корисний сигнал та усувається завада. Показано, рівень вихідного сигналу адаптивних антен значно зменшується у випадку наявності завад з малою кутовою відстанню відносно корисного сигналу (30° та менше) та великою кутовою відстанню (150° та більше). Для антенної решітки визначено умови для віддалей між її елементами, при яких вихідний сигнал зменшується незначно. Розглянуто шляхи забезпечення збільшення вихідного сигналу адаптивних антен у випадку наявності завад з малою або великою кутовою відстанню.

Іл. 7. Бібліогр.: 6 назви.

UDC 621.396

Research into the action of the useful signal and interference arrival direction on the adaptive antennas characteristcs / *V.O. Pelishok* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 163-168.

The adaptive antennas separating useful signal and supressing interference signal are considered. It is shown that antennas output signal level decreases significantly in the case of the interference signal presence with low (30°) and great (150°) anglers relative to the input signal. The conditions are defined in the antenna array for the spacing between its elements when the output signal decreases insignifiantly. The methods of output signal level increasing by adaptive antennas signal processing in case of interfering signals presence with low (30°) and great (150°) anglers are considered.

7 fig. Ref.: 6 items.

УДК 681.518.3:621.391.26

Алгоритмическое обеспечение системы экологического мониторинга электромагнитного излучения} / *С.В. Чёрный, Л.И. Нетикова* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159. С. 169-172.

Разработанна система экологического мониторинга электромагнитных излучений на основе измерения высших производных и экстраполяции поля с целью построения его изображения(карты) для областей в которых невозможны измерения.

Ил. 1. Библиогр.: 6 назв.

УДК 681.518.3:621.391.26

Алгоритмічне забезпечення системи екологічного моніторингу електромагнітного випромінювання} / *С.В. Чорний, Л.І. Нетікова* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип.159. С. 169-172.

Розроблена система екологічного моніторингу електромагнітних випромінювань на підставі вимірювання вищих похідних та екстраполяції поля з метою побудови його зображення (мапи) для областей у яких неможливі вимірювання.

Іл. 1. Бібліогр.: 6 назв.

УДК 681.518.3:621.391.26

Algorithmic support for environmental monitoring of electromagnetic radiation / *S. V. Chernyi, L.I. Netikova* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 169-172.

The system for environmental monitoring of electromagnetic radiation on the basis of higher derivatives measurement and the field extrapolation with intent to build it's image(map) for regions in where measurements of field are impossible, has been developed.

1 fig. Ref: items.

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ
THEORY OF SIGNALS

УДК 621.391:621.396

Двухэтапная итерационная процедура оценки начальной фазы сигнала по ограниченной выборке измерений / *Шараф Суфиан, Н.С.Пастушенко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч-техн. сб. 2009. Вып.159. С. 173-176.

Получены процедуры оценки неизвестной начальной фазы сигналов с фазовой модуляцией по ограниченной выборке. Эффективность разработанных процедур подтверждается результатами математического моделирования. Показано, что предложенная процедура позволяет произвести качественную оценку начальной фазы сигналов с фазовой модуляцией в условиях обработки ограниченного объема измерительных данных.

Ил. 3. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.391:621.396

Двохетапна ітераційна процедура оцінки початкової фази сигналу по обмеженій вибірці вимірів / *Шараф Суфіан, М.С.Пастушенко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук-техн. зб. 2009. Вип.159. С. 173-176.

Отримано процедури оцінки невідомої початкової фази сигналів з фазовою модуляцією по обмеженій вибірці. Ефективність розроблених процедур підтверджується результатами математичного моделювання. Показано, що запропонована процедура дозволяє зробити якісну оцінку початкової фази сигналів з фазовою модуляцією в умовах обробки обмеженого об'єму вимірювальних даних.

Іл. 3. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.391:621.396

Two stages iterative procedure of estimation of the signal initial phase by the limited sample of measurements / *Soufian Charaf, N.S. Pastushenko* // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 159. P. 173-176.

Procedures of estimation of the unknown initial phase of the signals with a phase modulation by the limited sample are received. Efficiency of the developed procedures is acknowledged by the results of mathematical modeling. It is shown, that the offered procedure makes it possible to carry out the qualitative estimate of the initial phase of signals with a phase modulation under conditions of processing using the limited volume of measuring data.

3 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.391

Модели нелинейных стохастических процессов в информационных системах и методы анализа на нелинейность / *К.С. Васюта* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159. С.177-182.

Проведен анализ моделей нелинейных стохастических процессов в информационно измерительных системах. Проиллюстрированы особенности таких процессов при помощи временных диаграмм, фазовых портретов и гистограмм распределений. Показано, что в таких процессах ожидаемая дисперсия зависит от ее предыдущих значений, а значения процесса имеют временную зависимость. Приведены имеющихся в теории нелинейных динамических систем тесты на нелинейную зависимость в наблюдаемых данных, основанные на статистической значимости корреляционной размерности процесса, вложенного в псевдофазовое пространство.

Ил. 4. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391

Моделі нелінійних стохастичних процесів в інформаційних системах і методи аналізу на нелінійність / *К.С. Васюта* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип.159. С. 177-182.

Проведено аналіз моделей нелінійних стохастичних процесів в інформаційно-вимірювальних системах. Проілюстровані особливості таких процесів за допомогою часових діаграм, фазових портретів і гістограм розподілів. Показано, що в таких процесах очікувана дисперсія залежить від її попередніх значень, а значення процесу мають часову залежність. Приведені наявних в теорії нелінійних динамічних систем тести на нелінійну залежність в спостережуваних даних, засновані на статистичній значимості кореляційної розмірності процесу, вкладеного в псевдофазовий простір.

Іл. 4. Бібліогр.: 7 назви.

UDC 621.391

Models of nonlinear stochastic processes in the informative systems and methods of analysis on nonlinearity / *C.S. Vasuta* // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. № 159. P. 177-182.

The analysis of models of nonlinear stochastic processes is in-process conducted in the informatively measuring systems. The features of such processes are illustrated through temporal diagrams phases' portraits and histograms of distributing. It is shown that in such processes the expected dispersion depends on its previous values, and the value of the process has temporal dependence. The obtained nonlinear dynamic systems present in a theory of the tests on nonlinear dependence in the observed information based on statistical meaningfulness of cross-correlation dimension of the process introduced in the pseudo phase space.

4 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.391:621.396

Пути повышения оперативности демодуляции фазоманипулированных сигналов / *Н.С.Пастушенко, А.Н.Пастушенко, М.С.Шевченко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С.183-186.

Проанализированы пути и исследованы предложения по повышению оперативности демодуляции фазо-

манипулированных сигналов в условиях априорной неопределенности. Эффективность процедур повышения оперативности подтверждается результатами моделирования.

Ил. 4. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391:621.396

Шляхи підвищення оперативності демодуляції фазоманіпулеваних сигналів / *М. С. Пастушенко, О. М. Пастушенко, М.С.Шевченко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 183-186.

Проаналізовано шляхи й досліджені пропозиції по підвищенню оперативності демодуляції фазоманіпулеваних сигналів в умовах апріорної невизначеності. Ефективність процедур підвищення оперативності підтверджується результатами моделювання.

Іл. 4. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391:621.396

Ways to increase efficiency of demodulation signals with phase manipulation / *N.S. Pastushenko, A.N.Pastushenko, M,S. Shevchenko* // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. №159. P. 183-186.

Ways are analyzed and suggestions are put forward as to the increase in efficiency of signals demodulation in the phase manipulation under conditions of aprioristic uncertainty. Efficiency of the procedures of increase in promptness is supported by the results of modeling.

4 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.373.42

Корреляционный метод оценки искажений речевых потоков в каналах связи / *С.М. Бобрицкий, В.А. Лошаков, В.В. Сидоров* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159. С. 187-190.

Предлагается косвенный корреляционный метод анализа искажений речевых потоков в трактах передачи и его программная реализация. Приводятся методика и результаты измерений.

Ил.4. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.373.42

Кореляційний метод оцінки спотворень мовних потоків у каналах зв'язку / *С.М. Бобрицький, В.А. Лошаков, В.В. Сидоров* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип.159. С. 187-190.

Пропонується непрямий кореляційний метод аналізу спотворень мовних потоків у трактах передачі систем зв'язку. Наведено методику та результати вимірювань.

Іл.4. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.373.42

Correlation method for estimation of the speech traffic distortions in communication channels / *S.M Bobritskij, V. A Loshakov, V.V. Sidorov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. №159. P. 187-190.

Indirect correlation method of the speech traffic statistical measurements distortions in communication systems is considered. The procedure and results of measurements are given.

4 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396.662.072.078

Сравнительная характеристика помехоустойчивости систем при использовании многопозиционных сигналов / *Л.Н. Беркман, С.А. Колобов, А.І. Чумак, В.В. Олейник* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 191-195.

Рассмотрено использование многопозиционных сигналов с фазоразностной модуляцией высокой кратности и высоких порядков, которые обеспечивают скорость передачи информации близкую к пропускной способности каналов связи. Это важно для современных систем доступа на базе LTE, которые требуют обеспечения больших скоростей передачи информации по сравнению с другими технологиями.

Ил.2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.662.072.078

Порівняльна характеристика завадостійкості систем при використанні багатопозиційних сигналів / *Л.Н. Беркман, С.О. Колобов, О.І. Чумак, В.В. Олійник* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 191-195.

Розглянуто використання багатопозиційних сигналів з фазорізницевою модуляцією високої кратності та високих порядків, які забезпечать швидкість передавання інформації наближену до пропускної спроможності каналу зв'язку. Це важливо для сучасних систем доступу на базі LTE, котрі вимагають здійснення великих швидкостей передачі інформації в порівнянні з іншими технологіями.

Іл. 2. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.396.662.072.078

Comparative characteristics of the system noise stability when using the multiposition signals / *L.N. Berkman, S.O. Kolobov, O.I. Chumak, V.V. Oliynik* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. №159. C. 191-195.

The use of multiposition signals with phasedifference modulation of high multipleness is considered and high orders ensuring promptness of passing information close to the carrying capacity of communication channel. This is important for the modern systems of access based on LTE which require realization of high speeds of information rate as compared to other technologies.

2 fig.: Ref: 4 items.

УДК 621. 396

Анализ зависимости между характеристиками излучения и конструктивными особенностями передающей антенны при работе с СШП сигналами / *И.С. Шостко, Таха Алмакадма* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С.196-202.

Проведен анализ зависимости характеристик излучения от формы СШП сигналов и конструктивных особенностей передающей антенны.

Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621. 396

Аналіз залежності між характеристиками випромінювання й конструктивних особливостей передавальної антени при роботі зі НШС сигналами / *І.С. Шостко, Таха Алмакадма* // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С.196-202.

Проведено аналіз залежності характеристик випромінювання від форми НШС сигналів і конструктивних особливостей передавальної антени.

Іл. 3. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621. 396

Analysis of dependence between characteristics of radiation and design features of the transmitting antenna in operation with UWB signals / *I.S. Shostko, Taha Almakadma* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. №159. P. 196-202.

Analysis of dependence of the radiation characteristics on UWB signals and design features of the transmitting antenna is carried out.

3 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.391.268

К вопросу о частотной селекции источников стохастических сигналов / *С.А. Епишкин, И.В. Терещенко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. наук.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 203-208.

Статья посвящена анализу частотной селекции источников стохастических сигналов с целью решения задачи измерения угловой координаты движущегося источника излучения стохастического колебания в двухпозиционной пассивной системе на фоне действующей по главному лепестку диаграммы направленности активной шумовой помехи, создаваемой движущимся источником.

Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.391.268

До питання частотної селекції джерел стохастичних сигналів / *С.О. Єпішкін, І.В. Терещенко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 203-208.

Стаття присвячена аналізу частотної селекції джерел стохастичних сигналів з метою рішення задачі виміру кутової координати рухомого джерела випромінювання стохастиного коливання у двохпозиційній пасивній системі на тлі активної шумової завади, яка діє у головоній пелюстці діаграми спрямованості.

Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.391.268

To the question about the frequency selection of stochastic signals sources / *S.A. Epishkin, I.V. Tereshchenko* // Radiotechnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. №159. P. 203-208.

Analysis of of stochastic signals sources frequency selection is carried out to solve the task of measuring the angular co-ordinate of the moving radiation source of the stochastic oscillation in the two-position passive system on the background of the active noise hindrance created by a moving source acting over the main radiation pattern.

Ref.: 3 items.

УДК 621

Спектральные методы определения информативных составляющих в процедурах устранения информационной неопределенности / *А. К. Юдин, А. В. Чунарева* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159 С. 209-214.

Разработан новый метод назначения информативных составляющих сигнала при введении заданной функции неопределенности из условий построения последовательного правила принятия решения. На основе проведенных исследований определена возможность остановки процесса декодирования в случае соответствия полученных результатов установленным порогам принятия решения на основе накопления наиболее информативных составляющих.

Ил. 5. Библиогр.: 3назв.

УДК 621

Спектральні методи визначення інформативних складових в процедурах усунення інформаційної невизначеності / *А. К. Юдін, А. В. Чунарьова* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 209-214.

Розроблено новий методу визначення інформативних складових сигналу при введенні заданої функції невизначеності з умов побудови послідовного правила прийняття рішення. На основі проведених досліджень визначено можливість зупинки процесу декодування у разі відповідності отриманих результатів встановленим порогам прийняття рішення на основі накопичення найбільш інформативних складових.

Іл. 5. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621

Spectral method for determining of the informative component in the procedure of the information uncertainty removal / *A. K. Yudin, A. V. Chunariova* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. №159. P. 209-214.

A new method for determining informative composite signal entering a given function of uncertainty in terms of building a sequential decision rules is considere. The possibility to stop the decoding process if the results obtained under the set threshold decision based on the accumulation of the most informative parts is determined.

5 fig. Ref.: 3 items.

АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ
PROCESSION ALGORITHMS AND TECHNOLOGICAL SOLUTIONS

УДК 621.391.677

Особенности использования сервисов GSM в распределенных технологических системах и управление технологией «Умный Дом» с помощью GSM-сети / *Н.Д. Плотников, Б.С.Тур* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159. С.215-218.

Проведен анализ возможностей управления распределенными технологическими системами с помощью GSM-сети. Представлены основные виды сервисов предоставляемые GSM-сетью, а именно: GPRS/EDGE, CSD/HSCSD и SMS, указаны их достоинства и недостатки.В статье рассмотрены достоинства технологии «Умный Дом» и целесообразность управления ей через GSM-сеть.

Табл. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.391.677

Особливості використання сервісів GSM в розгалужених технологічних системах та керування технологією «Розумний Дім» за допомоги GSM-мережі / *М.Д. Плотніков, Б.С. Тур* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип.159. С. 215-218.

Проведено аналіз можливостей керування розгалуженими технологічними системами за допомогою GSM-мережі. Надано основні види сервісів , що надаються GSM-мережею, а саме: GPRS/EDGE, CSD/HSCSD и SMS. вказані їх переваги та недоліки. Розглянуто переваги технології «Розумний Дім» і доцільність керування нею через GSM-мережу.

Табл. 1. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.391.677

Peculiarities of using GSM services in distributed technological systems management and "Smart Home" management over GSM / *N.D. Plotnikov, B.S. Tur* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 159. P. 215-218.

Analysis of the possibilities of the distributed technological systems management over GSM is presented. The main types of services, which can be proposed by GSM systems (GPRS/EDGE, CSD/HSCSD and SMS) are given. The advantages of "Smart Home" technology and simplicity of its management over GSM are discussed.

1 tab. Ref.: 3 items.

УДК 621.391.677

Исследование и представление основных методов развития концепции «умного дома» в «умном городе» / *С.А.Сабурова, М.С.Лучка* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С.219-223.

Обсуждается проблема развития широкополосной информационно-телекоммуникационной инфраструктуры взаимодействия и контроля качества предоставляемых жилищно-коммунальных услуг на уровне сервисов пользователей «умного дома».

Ил. 9. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391.677

Дослідження та представлення основних меодів розвитку концепції "розумного дому" в "розумном місті" / *С.О.Сабурова, М.С.Лучка* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип.159. С.219-223.

Обговорюється проблема розвитку широкосмугової інформаційно-телекомунікаційної інфраструктури взаємодії та контролю якості надаваємих житлово-комунальних послуг на рівні сервисів споживачей "Розумного дому" .

Іл.9. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391.677

Research and presentation of the basic methods for development of the "clever house" conception in the "clever town" / *S.Saburova, M. Luchka* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 159. P. 219-223.

The problem of developing the broadband informative-telecommunication infrastructure for cooperation and control of quality of the housing and public utilities services provided at the level of the "clever house" users is considered.

9 fig. Ref.: 5 items

УДК 621.39

Методика оценки качества существующих проводных линий связи / *В.С.Крикун, М.Ю. Ощепков* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159. С. 224-228.

Рассмотрена методика оценки качества проводных линий связи. Особенностью методики является комплексное использование основных методов исследования. Такой подход позволяет снизить финансовые и временные затраты при создании абонентской линии для услуг Triple Play Service.

Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.39

Методика оцінки якості існуючих провідних ліній зв'язку / *В.С.Крикун, М.Ю. Ощепков* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип.159. С. 224-228

Розглянуто методику оцінки якості провідних ліній зв'язку. Особливістю методики є комплексне використання основних методів дослідження. Такий підхід дозволяє знизити фінансові й тимчасові витрати при створенні абонентської лінії для послуг Triple Play Service.

Іл. 3. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.39

Technique of evaluation test existing wire communication lines / *V.Krikun, M.Oshchepkov* // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2009. №159. P. 224-228.

The technique of evaluating test wire communication lines is considered. The feature of this technique is complex utilization of the basic methods of research. Such approach makes it possible to decrease financial and time expenses at creation of the user's services line Triple Play Service.

3 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.391.677

Исследование методов развития услуг в IP multimedia subsystem / *С.А.Сабурова, Е. О. Поповская, Хуссейн Яхи Тарис Хуссейн* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С.229-233.

Обсуждается проблема развития услуг новых поколений сетей на платформе IP multimedia subsystem

Ил. 4. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.391.677

Дослідження методів розвитку послуг в IP multimedia subsystem / *С.О. Сабурова, Е. О. Поповська, Хуссейн Яхі Таріс Хуссейн* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип.159. С. 229-233.

Обговорюється проблема розвитку послуг нових поколінь мереж на основі платформи IP multimedia subsystem

Іл.4. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.391.677

Research of the methods for development of services in the IP multimedia subsystem / *S.Saburova, E. Popovska, Hussein Yhi Taris Hussein* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 159. P. 229-233.

The problem of development of the new generation networks services on the IP multimedia Subsystem platform is considered.

4 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.391

Особенности проведения натурного эксперимента на сетевом оборудовании в ходе сравнительного анализа различных моделей и методов маршрутизации / *Д.В. Симоненко, В.А. Саенко, Ю.Н. Добрышкин* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. С. 234-238.

В ходе проведения натурного эксперимента по уже апробированной ранее методике в данной статье был проведен сравнительный анализ существующих и перспективных схем маршрутизации и распределения канальных ресурсов в ТКС.

Ил. 6. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.391

Особливості проведення натурного експерименту на мережевому обладнанні в ході порівняльного аналізу різних моделей та методів маршрутизації / *Д.В. Симоненко, В.А. Саєнко, Ю.М. Добришкін* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 234-238.

У ході проведення натурного експерименту, по вже апробованій раніше методиці, у даній статті був проведений порівняльний аналіз існуючих та перспективних схем маршрутизації та розподілення канальних ресурсів у ТКС.

Іл. 6. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.391

Features of carrying out natural experiment on the network equipment during the comparative analysis of various models and routeing methods / *D.V. Simonenko, V.A. Saienko, Y.M. Dobrushkin* // Radiotekhnika: All-Urk. Sci. Interdep. Mag. 2009. N.159. P. 234-238.

When carrying out the natural experiment by the earlier approved technique, the comparative analysis of existing and perspective schemes of routeing and distribution channel resources in TCS has been carried out.

6 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.391

Исследования статистических характеристик доступа к web-сервисам хранения данных общего пользования / *С.В. Черный, Я.В. Дорошенко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 239-242.

Исследованы статистические характеристики времени доступа к web-серверам удаленного хранения данных.

Получены соотношения, характеризующие надежность обмена информацией с конкретным сервером, позволяющие осуществлять обоснованный выбор сервисов хранения данных. Даны рекомендации по обоснованному выбору серверов хранения данных

Ил. 6. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.391

Дослідження статистичних характеристик доступу до web-сервісів зберігання даних загального користування / *С.В. Чорний, Я.В. Дорошенко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 239-242.

Досліджено статистичні характеристики часу доступу до web-серверів віддаленого зберігання даних. Отримані співвідношення, що характеризують надійність обміну інформацією з конкретним сервером, які дозволяють здійснювати обгрунтований вибір сервісів зберігання даних. Надано рекомендації по обгрунтованому вибору серверів зберігання даних.

Іл.:6. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.391

Research of statistical descriptions of access to web-services of the general use data storage / *S.V Chornyy, Y.V. Doroshenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2010. N 159. P. 239-242.

Statistical descriptions of time access to the web-servers of remote data storage are studied. Correlations, characterizing reliability of the information exchange with a certain server, making it possible to carry out the grounded choice of data storage services, are given.

6 fig. Ref.: 3 items.

УДК 338.984:519.6

Выбор оптимальных речевых кодеков для сетей IP-телефонии с учетом совокупности показателей качества / *В.М. Безрук, Ю.В. Скорик* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 243-247.

Рассмотрены теоретические и практические особенности применения методов многокритериальной оптимизации для выбора оптимальных речевых кодеков с учетом совокупности показателей качества. Описывается методология выбора оптимальных речевых кодеков, а также приводится пример, иллюстрирующий нахождение подмножества Парето–оптимальных вариантов речевых кодеков и последующего выбора единственного варианта кодека.

Табл. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 338.984:519.6

Вибір мовних кодеків для мереж IP-телефонії з урахуванням сукупності показників якості / *В.М. Безрук, Ю.В. Скорик* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 159. С. 243-247.

Розглянуто теоретичні і практичні особливості застосування методів багатокритеріальної оптимізації для вибору оптимальних мовних кодеків з урахуванням сукупності показників якості. Описується методологія вибору оптимальних мовних кодеків, а також наводяться приклади, що илюструють знаходження підмножини Парето–оптимальних варіантів мовних кодеків і подальший вибір единого варіанту кодека.

Бібліогр.: 4 назви.

UDC 338.984:519.6

Selection of the best speech codecs for IP-telephony networks, taking into account the totality of quality indices / *V.M Bezrukov, U.V Skorik* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 243-247.

The theoretical and practical features of application of the multiobjective optimization methods for selecting the optimal speech codecs based set of quality indices are considered. The methodology for selecting the optimum speech codecs is described, the examples illustrating the search for a subset of Pareto-optimal variants of speech codecs and the further selection of a single version of the codec are given.

Ref.: 4 items

УДК 621.3:681.34

Сжатие изображение дистанционного зондирования без визуально заметных искажений / *С.С. Кривенко, М.С. Зряхов, В.В. Лукин, А.А. Зеленский* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 248-255.

Разработан автоматический алгоритм сжатия изображений дистанционного зондирования с потерями, но без визуально заметных искажений. Показано, что коэффициент сжатия при этом существенно выше, чем при сжатии без потерь, причем он зависит от степени насыщенности изображения и уровня помех. Предложенный подход может использоваться как при сжатии одноканальных, так и многоканальных изображений.

Ил. 6. Библиогр.: 27 назв.

УДК 621.3:681.34

Стиснення зображень дистанційного зондування без візуально помітних спотворень / *С.С. Кривенко, М.С. Зряхов, В.В. Лукін, О.О. Зеленський* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 248-255.

Розроблено автоматичний алгоритм стиснення зображень дистанційного зондування з втратами, але без візуально помітних спотворень. Показано, що коефіцієнт стиснення при цьому істотно вище, ніж за умови стиснення без втрат, причому він залежить від ступеня насиченості зображення та рівня завад. Запропонований підхід може використовуватися як при стисненні одноканальних, так і багатоканальних зображень.

Іл. 6. Бібліогр.: 27 назв.

UDC 621.3:681.34

Remote sensing image compression without visual distortions / *S.S. Krivenko, M.S. Zriakhov, V.V. Lukin, A.A. Zelensky* // Radiotehnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 248-255.

An algorithm for utomatic compression of remote sensing image with losses but without visually noticeable distortions is designed. It is shown that the compression ratio is significantly higher than for lossless compression, and it depends on image content and noise level. The proposed approach can be used in compressing one- and multi-channel images.

6 fig. Ref.: 27 items.

УДК 519.876.7

Анализ технологий построения распределенных управляющих систем / *Е.А. Копытова* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159 С. 256-261.

Проведен анализ существующих технологий построения распределенных управляющих систем. Определены характерные отличия и возможности данных технологий.

Ил. 6. Библиогр.: 5 назв.

УДК 519.876.7

Аналіз технологій побудови розподілених управляючих систем / *О.О. Копитова* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 256-261.

Проведено аналіз існуючих технологій побудови розподілених управляючих систем. Визначені характерні відмінності і можливості даних технологій.

Іл. 6. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 519.876.7

Analysis of technologies for the distributed managing systems construction / *H.A. Kopytova* // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 159. P. 256-261.

The analysis of available construction technologies for the distributed managing systems is given. Characteristic differences and possibilities of these technologies are considered.

6 fig. Ref.: 5 items.

УДК 681.324

Синтез автомата Мура с расширением кодов состояний переходов / *А.А. Баркалов, Л.А.Титаренко, Е. П. Хэбда* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159. С. 262-267.

Предлагается метод уменьшения аппаратурных затрат в схеме микропрограммного автомата Мура, ориентированный на использование CPLD. Метод основан на представлении кода состояния перехода в виде конкатенации кодов класса псевдоэквивалентных состояний и набора микроопераций. Такой подход позволяет устранить зависимость между состояниями и микрооперациями. В результате оптимизируется как блок формирования функций возбуждения, так и блок формирования микроопераций. Приведен пример применения предложенного метода.

Ил. 3. Библиогр.: 7 назв.

УДК 681.324

Синтез автомата Мура з розширенням кодів станів переходів / *О.О. Баркалов, Л.О.Тітаренко, О. П. Хебда* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 262-267.

Пропонується метод зменшення апаратурних витрат в схемі мікропрограмного автомата Мура, орієнтований на використання CPLD. Метод заснований на представленні кодів станів переходу у вигляді конкатенації код класу псевдоеквівалентних станів і набору мікроопераційй. Такий підхід дозволяє усунути залежність між станами і мікрооперацією. В результаті оптимізується як блок формування функцій збудження, так і блок формування мікроопераційй. Наведено приклад застосування запропонованого методу.

Іл. 3. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 681.324

Synthesis of Moore finite state machine with an extension of state codes / *A. Barkalov, L.Titarenko, H. Hebda* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N159. P. 262-267.

The method is proposed for reduction of hardware amount in logic circuit of Moore finite state machine. The method is oriented on the CPLD technology. It is based on representation of the next state code as a concatenation of codes for class of pseudoequivalent states and collection of microoperations. Such an approach allows elimination of dependence among states and microoperations. As a result, both circuits for generation of input memory functions and microoperations are optimized. An example of the proposed method application is given.

3 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.327:681.5

Неравновесное позиционное кодирование дифференцированных изображений в инфокоммуникационных сетях / *В.В. Баранник, Б.В. Остроумов, В.В. Шинкарев* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 268-272.

Проводится обоснование и излагаются основные составляющие подхода, обеспечивающего сокращение избыточности в массивах дифференциального представления видеоданных, в результате одновременного учета как коррелированности, так и ограниченного количества мелких объектах в реалистических изображениях. Излагается неравновесное позиционное кодирование массивов дифференциального представления, которое характеризуется неравновесностью оснований и зависимостью значений весовых коэффициентов от позиции элемента в массиве.

Библиогр.: 4 назв.

УДС 621.327:681.5

Нерівноважне позиційне кодування диференційованих зображень в інфокомунікаційних мережах / *В.В. Бараннік, Б.В. Остроумов, В.В. Шинкарьов* // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 268-272.

Проводиться обгрунтування та висловлюються основні складові підходу, що забезпечує скорочення надмірності в масивах диференціального представлення відеоданих, в результаті одночасного обліку як кореліро-ваності, так і обмеженої кількості дрібних об'єктів в реалістичних зображеннях. Висловлюється нерівноважне позиційне кодування масивів диференціального представлення, яке характеризується нерівноважністю підстав і залежністю значень вагових коефіцієнтів від позиції елементу в масиві.

Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.327:681.5

The non-equilibrium position encoding of the differentiated images in info communication networks / *V.V. Barannik, B.V. Ostroumov, V.V. Shinkarev* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N159. P. 268-272.

The ground and the basic constituents of the approach providing reduction of surplus in the arrays of differential presentation of videoinformation are given as a result of simultaneous account both the correlation and the limited amount small objects in realistic images. The non-equilibrium position encoding of arrays of differential presentation, which is characterized by non equilibrium grounds and by dependence of gravimetric coefficients values on the position of an element in the array, is considered.

Ref.: 4 items.

УДК 621.391

Анализ характеристик протоколов многоадресной маршрутизации в IP сетях / *В.В. Варич, А.А. Астраханцев* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 273-278.

Проведен сравнительный анализ протоколов многоадресной рассылки, получены рекомендации по их областям применения. Выполнена оценка производительности протоколов и стоимости сообщений в многоадресных протоколах, при различном количестве сетевых узлов и узлов в группе многоадресной рассылки, а также в зависимости от пропускной способности сети.

Табл. 3. Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Аналіз характеристик протоколів багатоадресної маршрутизації в ір мережах / *В.В. Варіч, А.А. Астраханцев* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 273-278.

Проведений порівняльний аналіз протоколів багатоадресного розсилання, отримані рекомендації з їх областей застосування. Виконано оцінку продуктивності протоколів і вартості повідомлень у багатоадресних протоколах при різної кількості мережних вузлів і вузлів в групі, а також в залежності від пропускної здатності мережі.

Табл. 3. Іл. 2. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391

Analysis of the protocols characteristics of multiple-address routing in ip networks / *V.V. Varich, A.A. Astrakhantsev* // Radiotekhika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 273-278.

The comparative analysis of protocols of multiple-address dispatch is conducted, the guidelines on their usages are obtained. The estimation of productivity of protocols and cost of the messages in different multiple-address protocols is fulfilled at different quantity of network centers and assemblies in the group of multiple-address dispatch, and also depending on transmission capacity of a network.

Tab.: 3. Fig.: 2. Ref.: 5 items.

УДК 621

Моделирование процессов сжатия сообщений // *Б. Ю. Жураковский* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 279-282.

Поиск наиболее оптимального соотношения параметров алгоритма сжатия для различных входных потоков информации.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621

Моделювання процесів стиснення повідомлень // *Б. Ю. Жураковский* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 279-282.

Відшукання найбільш оптимального співвідношення параметрів алгоритму стиснення для різних вхідних потоків інформації.

Іл. 2. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621

Design of the reports compression processes // *B.Yu. Zhurakovsky* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 279-282.

Search for the most optimum correlation of compression algorithm parameters for different input streams of information is described.

Fig.: 2. Ref.: 4 items.

УДК 621.391.13

Метод сверточного кодирования на основе быстрых алгоритмов / *С.И. Приходько, Н.А. Штомпель* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159. С. 283-287.

Предложен метод сверточного кодирования информации на основе быстрых алгоритмов вычисления линейной свертки, позволяющий уменьшить вычислительную сложность кодера.

Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391.13

Метод згорткового кодування на основі швидких алгоритмів / *С.І. Приходько, М.А. Штомпель* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип.159. С. 283-287.

Запропоновано метод згорткового кодування інформації на основі швидких алгоритмів обчислення лінійної згортки, що дозволяє зменшити обчислювальну складність кодеру.

Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391.13

Convolutional coding method based on fast algorithms / *S.I. Prihodko, N.A. Shtompel* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 283-287.

The convolutional coding information method based on fast algorithms for computing a linear convolution, permitting to reduce the computational complexity of the encoder is considered.

Ref.: 5 items.

УДК 621.396

Использование линейного предсказания матрицы радиоканала для уменьшения вероятности битовых ошибок в системах связи MIMO / *А.В. Марчук, Вадиа Зияд* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159. С. 288-293.

Предложено использование предсказания матрицы канала для систем MIMO, на основе линейной авторегрессионной модели, для управления распределением мощностей между каналами на передающей стороне по отношению сигнал/шум в каналах на приеме. Предложенный метод позволяет снизить уровень битовых ошибок в системе связи MIMO примерно в 3 раза.

Ил. 2. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.396

Використання лінійного передбачення матриці радіоканалу для зменшення ймовірності бітових помилок у системах зв'язку MIMO / *А.В. Марчук, Вадиа Зияд* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип.159. С. 288-293.

Запропоноване використання передбачення матриці каналу для систем MIMO, на основі лінійної авторегресійної моделі, для управління розподілом потужностей між каналами на передавальній стороні по відношенню сигнал/шум у каналах на прийомі. Запропонований метод дозволяє знизити рівень бітових помилок у системі зв'язку MIMO приблизно в 3 рази.

Іл. 2. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.396

Use of a linear radio channel matrix prediction for reduction of bit errors probability in MIMO communication systems / *A.V.Marchuk, Vadia Ziad* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 288-293.

Use of the prediction of the channe matrix for the MIMO systems, based on the of linear autoregression model is offered for management of distribution of capacities between channels in the transmeeting part according to the s/n relation in the channels reception. The offered method makes it possible to decrease 3 times the level of bit errors in MIMO communication system approximately.

2 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.39, 004.7

Динамическая маршрутизация в E6 сетях / *К.Д. Гуляев, Д.А. Зайцев* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 294-301.

Предложены принципы адаптации известных протоколов маршрутизации для E6 сетей. Выполнена спецификация и моделирование дистанционно-векторного протокола маршрутизации E6 сетей аналогичного RIP; модели представлены в форме раскрашенных сетей Петри. Для выбора параметров протокола исследованы модели ряда сетей с периодическим выключением устройств в системе CPN Tools. Протокол обеспечивает быструю адаптацию к изменяющейся структуре сети.

Ил. 7. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.39, 004.7

Динамічна маршрутизація в E6 мережах / *К.Д. Гуляєв, Д.А. Зайцев* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 294-301.

Запропоновано принципи адаптації відомих протоколів маршрутизації для E6 мереж. Виконано специфікацію і моделювання дистанційно-векторного протоколу маршрутизації E6 мереж аналогічного RIP; моделі подано у вигляді розфарбованих сітей Петрі. Для вибору параметрів протоколу досліджено моделі ряду мереж із періодичним відключенням пристроїв в системі CPN Tools. Протокол забезпечує швидку адаптацію до змінної структури мережі.

Іл. 7. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.39, 004.7

Dynamic routing within E6 networks / *K.D. Guliaiev, D.A. Zaitsev* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 294-301.

Principles of known dynamic routing protocols adaptation into E6 networks were offered. Specification and modeling of distance-vector routing protocol for E6 networks analogous to RIP was implemented; models are represented in the form of colored Petri nets. For the protocol parameters choice, models of series networks with the devices periodical turning off were investigated in CPN Tools simulating system. Protocol provides fast adaptation to the changing network structure.

7 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.317.799

Электродинамические характеристики усовершенствованного резонаторного микрозонда для микроволновой микроскопии и микродиагностики / *Ю.Е. Гордиенко, Ю.И. Гуд, С.Ю. Ларкин, Д.А. Полетаев* // Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 302-309.

Проведены и проанализированы теоретические исследования электродинамических характеристик высокодобротного цилиндрического резонатора, апертурно взаимодействующего с исследуемым образцом через микроразмерный коаксиальный вывод. Установлены оптимальные соотношения параметров коаксиальной измерительной апертуры, позволяющие одновременно повысить чувствительность и пространственную разрешающую способность резонаторного микрозонда.

Ил. 5. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.317.799

Електродинамічні характеристики удосконаленого резонаторного мікрозонда для мікрохвильової мікроскопії та мікродіагностики / *Ю.О. Гордієнко, Ю.І. Гуд, С.Ю. Ларкін, Д.О. Полєтаєв* // Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 302-309.

Проведено та проаналізовано теоретичні дослідження електродинамічних характеристик високодобротного циліндричного резонатора, який апертурно взаємодіє з досліджуваним зразком через мікророзмірний коаксіальний вивід. Встановлено оптимальні співвідношення параметрів коаксіальної вимірювальної апертури, що дозволяють одночасно підвищити чутливість та просторову роздільну здатність резонаторного мікрозонда.

Іл. 5. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.317.799

Electrodynamical characteristics of the modernized resonator microprobe for microwave microscopy and microdiagnostics / *Yu.Ye.Gordienko, Yu.I. Good, S.Yu. Larkin, D.A. Poletaev* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. №159. P.302-309.

Theoretical investigations of electodynamical characteristics of high quality cylindrical resonator which interacts with the sample being analyzed through the aperture of a microdimensional coaxial outlet are realized. Optimal ratios for parameters of the coaxial measuring aperture which make it possible to increase sensitivity and space resolution ability of the resonator microprobe are determined.

5 fig. Ref.: 12 items.

УДК 621.317.799

Ближнеполевой СВЧ датчик на основе конусного коаксиального резонатора / *Ю.Е. Гордиенко, С.Ю. Ларкин, А.М. Яцкив* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 310-315.

Рассматривается модель СВЧ датчика на основе конусного коаксиального резонатора и определена возможность применения такого датчика при решении задач БПСММ. Проделанные вычисления позволяют определить оптимальные размеры апертуры датчика, которые могут быть использованы для дальнейшей оптимизации конструктива датчика.

Ил. 6. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.317.799

Ближньохвильовий НВЧ давач на основі конусного коаксіального резонатора / *Ю.О. Гордієнко, С.Ю. Ларкін, О.М. Яцків* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 310-315.

Розглядається модель НВЧ давача на основі конусного коаксіального резонатора та визначена можливість використання такого давача при вирішенні завдань БХСММ. Виконані розрахунки дозволяють визначити оптимальні розміри апертури давача, які можуть бути використані для наступної оптимізації конструктива давача.

Іл. 6. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.317.799

Near-field microwave probe based on the cone coaxial resonator / *Yu.Ye Gordienko, S.Yu. Larkin, A.M. Yatskiv* // Radiotekhnika: All-Urk. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 159. P. 310-315.

The model of the microwave probe based on the cone coaxial resonator and a feasibility to apply such a probe to the decision of problems of NFSMM has been examined. The performed calculations make it possible to define the optimum sizes of the probe's aperture which can be used for the further construction optimization.

6 fig. Ref.: 7 items.

УДК 538.3+537.86

Анализ опасных сигналов в частотно-временной области / *Н.Н. Горобец, А.В. Тривайло* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 316-327.

Статья посвящена анализу современных методик компьютерного анализа опасных сигналов в частотно-временной области. Проанализированы различные частотно-временные распределения сигналов. Данный обзор преобразований и результаты анализа модельного сигнала с позиций технической защиты информации актуальны, поскольку анализ опасных сигналов осуществляется преимущественно в частотной области. Результаты исследования могут быть применены в области технической защиты информации.

Ил. 8. 1 табл. Библиогр.:54 назв.

УДК 538.3+537.86

Аналіз небезпечних сигналів в часово-частотній області / *Н.Н. Горобець, О.В. Тривайло* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 316-327.

Стаття присвячена аналізу сучасних методик комп'ютерного аналізу небезпечних сигналів в часово-частотній області. Проаналізовані різні часово-частотні розподіли сигналів. Даний огляд перетворень і результати аналізу модельного сигналу з позицій технічного захисту інформації актуальний, оскільки аналіз небезпечних сигналів здійснюється переважно в частотній області. Результати дослідження можуть бути застосовані в області технічного захисту інформації.

Іл. 8. 1 табл. Бібліогр.: 54 назв.

UDC 538.3+537.86

Analysis of dangerous signals in time-frequency domain / *N.N. Gorobets, A.V. Trivaylo* // Radiotekhnika: All-Urk. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 159. P. 316-327.

The analysis of modern computer methods for dangerous signals analysis in time – frequency domainis carried out. Different time – frequency signals distributions are analyzed. The given review of transformations and results of the model signal transforms are urgent. The results of this investigation can be used in the field of technical protection of information.

8 fig. 1 table. Ref: 54 items.

УДК 621.385.6

Моделирование пространственных волн распределенных источников излучения на планарных периодических металлодиэлектрических структурах / *Г.С. Воробьев, М.В. Петровский, А.А. Рыбалко, Ю.В. Шульга* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 328-336.

Путем численного анализа и экспериментального моделирования изучены основные режимы возбуждения пространственных волн (черенковского и дифракционного излучений) на периодических металлодиэлектрических структурах при возбуждении их как электронным потоком, так и поверхностной волной диэлектрического волновода. Обсуждаются возможности практического использования металлодиэлектрических структур в практических устройствах электроники КВЧ.

Табл. 1. Ил. 5. Библиогр.: 11 назв.

УДК 621.385.6

Моделювання просторових хвиль розподілених джерел випромінювання на планарних періодичних металодіелектричних структурах / *Г.С. Воробйов, М.В. Петровський, О.О. Рибалко, Ю.В. Шульга* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 328-336.

Шляхом чисельного аналізу та експериментального моделювання вивчені основні режими збудження просторових хвиль (черенковського та дифракційного випромінювання) на періодичних металодіелектричних структурах при збудженні їх як електронним потоком, так й поверхневою хвилею діелектричного хвилевода. Обговорюються можливості практичного використання металодіелектричних структур у практичних пристроях електроніки КВЧ.

Табл. 1. Іл. 5. Бібліогр.:11 назв.

UDC 621.385.6

Modeling of spatial waves of distributed radiation source on the planar periodical metal-dielectric structures / *G.S. Vorobjov, M.V.Petrovsky, A.A.Rybalko, Y.V.Shulga* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 159. P. 328-336.

By means of numerical analysis and experimental modeling the basic modes of spatial waves stimulation (Cherenkov and diffraction radiation) on the periodical metal-dielectric structures are studied through their stimulation both with an electronic flux and surface wave of dielectric waveguide. Facilities of practical use of metal-dielectric structures in practical devices of electronics of EHF are discussed.

1 tab. 5 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.37.01

О коррекции радиоизображений, полученных сканированием диаграмм направленности приемных антенн / *О.Л. Павлова, В.А. Петров, С.А. Шейко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159. С.337-343.

Рассматриваются особенности применения итерационного алгоритма Ван-Циттерта для улучшения детализации радиоизображений протяженных источников излучения, полученных сканированием диаграммы направленности приемной антенны на закрытой трассе дальнего тропосферного распространения радиоволн. По-

казано, что в структуре источников вторичного излучения присутствует регулярная знакопеременная составляющая, которая может быть связана со свойствами поля в зоне дифракции Френеля.

Ил. 8. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.37.01

Про корекцію радіозображень, отриманих скануванням діаграм спрямованості приймальних антен / *О.Л. Павлова, В.А. Петров, С.О. Шейко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип.159. С. 337-343.

Розглядаються особливості застосування ітераційного алгоритму Ван-Цитерта для поліпшення деталізації радіозображень протяжних джерел випромінення, отриманих скануванням діаграми спрямованості приймальної антени на закритій трасі дальнього тропосферного поширення радіохвиль. Показано, що в структурі джерел вторинного випромінення присутня регулярна знакозмінна складова, яка може бути пов'язана із властивостями поля в зоні дифракції Френеля.

Іл. 8. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.37.01

About correction of the radio images received by scanning of reception antenna pattern / *O.L. Pavlova, V.A. Petrov, S.O. Sheyko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N159. P. 337-343.

Features of Van Cittert's iterative algorithm application for detailed elaboration of distributed radiation sources radio images received by scanning of the reception antenna pattern on the closed tropospheric scatter link are considered. It is shown that a structure of secondary radiation sources contain a regular sign-variable component which can be caused by properties of the Fresnel diffraction field.

8 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.317.799

Оценка погрешности модуляционных измерений при прямой СВЧ гигрометрии / *А.Ю. Панченко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып.159. С. 344-349.

Проведен анализ погрешностей СВЧ гигрометра на основе объемного резонатора с модуляцией плотности исследуемой среды. Определены пути оптимизации методики измерений и конструкции датчика.

Ил. 6. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.317.799

Оцінка похибки модуляційних вимірювань при прямої НВЧ гігрометрії / *О.Ю. Панченко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 344-349.

Проведено аналіз похибки НВЧ гігрометра на основі об'ємного резонатора з модуляцією щільності досліджуваної середи. Визначено шляхи оптимізації методики вимірювань та конструкції давача.

Іл. 6. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.317.799

Estimation of modulation measurement errors in direct microwave hygrometry / *A.Yu Panchenko* // Radiotekhnika: All-Urk. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 344-349.

The errors analysis of the microwave hygrometer based on a cavity resonator with the investigated medium density modulation is carried out. The ways of optimization for measurements' methods and sensor's design are defined.

6 fig. Ref.: 10 items.

УДК 537.632.4

Влияние условий роста на магнитооптические свойства эпитаксиальных плёнок Bi-замещённых феррогранатов / *И.И. Сыворотка, П.П. Демченко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 350-355.

Исследовано влияние скорости роста эпитаксиальных плёнок и состава раствор-расплава на магнитооптические свойства. Получены полевые зависимости удельного фарадеевского вращения на длине волны 633 *нм*. Показана возможность использования Bi-замещённых плёнок для магнитооптической визуализации магнитных неоднородностей.

Табл. 1. Ил. 6. Библиогр.: 6 назв.

УДК 537.632.4

Вплив умов росту на магнітооптичні властивості плівок Bi-заміщених ферогранатів / *І.І. Сиворотка, П.П. Демченко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 350-355.

Досліджено вплив швидкості росту епітаксійних плівок та складу розчин-розплаву на магнітооптичні властивості. Отримано польові залежності питомого фарадеєвського обертання на довжині хвилі 633 *нм*. Показана можливість використання Bi-заміщених плівок для магнітооптичної візуалізації магнітних неоднорідностей.

Табл. 1. Іл. 6. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 537.632.4

Influence of growth condition on magneto-optical properties of Bi-substituted iron garnet films / *I.I. Syvorotka, P.P. Demchenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 350-355.

Influence of growth rate of epitaxial films and melt composition on magneto-optical properties was investigated. Field dependence of Faraday rotation at 633 nm was obtained. Bi-substituted films can be used for magneto-optical visualization of magnetic irregularities.

1 tab. 6 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396.6

Разработка методов универсализации программирования микроконтроллеров различных семейств / *А.Ю. Малый* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 356-367.

Описаны методы и средства универсализации написания программ восьмиразрядных микроконтроллеров разных семейств. Показано, что описание влияния команд на отдельные объекты микроконтроллера или на микроконтроллер в целом, следует проводить используя универсальный алгоритмический язык программирования микроконтроллеров, которое использует описание изменений параметров объектов из которых состоит микроконтроллер. Также показано, что можно описывать систему команд вместе со спецификой перевода ассемблера в машинный код при компиляции для любого микроконтроллера.

Табл. 1 Ил. 4. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.6

Розробка методів універсалізації програмування мікроконтролерів різних сімейств / О.Ю. Малий // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. науч.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 356-367.

Описано методи і засоби універсалізації написання програм восьмирозрядних мікроконтролерів різних сімейств. Показано, що опис впливу команд на окремі об'єкти мікроконтролера чи на мікроконтролер в цілому слід проводити, використовуючи універсальну алгоритмічну мову програмування мікроконтролерів, що використовує опис змін параметрів об'єктів, з яких складається мікроконтролер. Також показано, що можна описувати систему команд разом із специфікою переводу асемблеру у машинний код при компіляції для будь якого мікроконтролеру.

Табл. 1. Іл. 4. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.396.6

Development of methods of universalization of programming of microcontrollers of different families / *A.Maly* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. №159. P. 356-367.

Methods and facilities of universalization of writing of the programs of 8-digits microcontrollers of different families are described. It is shown that description of influencing of commands on the separate objects of microcontroller or on microcontroller on the whole, it is necessary to conduct using an universal algorithmic programming language of microcontroller, which uses description of changes of parameters of objects which microcontroller is from. It is also shown that it is possible to describe the set of instructions together with the specific of translation of assembler in an absolute code at compiling for any microcontroller.

1 tab. 4 fig. Ref.: 6 items.

УДК 62.503.56

Сигнал керування ємністю давача радіоспектрометра / *В.В.Браїловський, М.М. Іванчук, І.В. Малик* // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С. 368-373.

Проведено аналіз поширених форм сигналів керування варикапом давача радіоспектрометра. Запропоновано використати сигнал ступінчатої форми, який забезпечує найменший рівень спектральних складових сигналу збудження досліджуваної речовини. Дослідження проведені для радіоспектрометра ядерного квадрупольного резонансу неперервного сканування.

Іл. 6. Бібліогр.: 9 назв.

УДК 62.503.56

Сигнал управления емкостью датчика радиоспектрометра / *В.В.Брайловский, М.М. Иванчук, И.В. Малык* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 368-373.

Проведен анализ распространенных сигналов управления варикапом датчика радиоспектрометра. Предложено использовать сигнал ступенчатой формы, который обеспечивает наименьший уровень спектральных составляющих сигнала возбуждения исследуемого вещества. Исследования проведены для радиоспектрометра ядерного квадрупольного резонанса непрерывного сканирования.

Ил. 6. Библиогр.: 9 назв.

UDC 62.503.56

Controls signal by the capacity of the radiospectrometer / *V.V.Brailovskiy, M.M. Ivanchuk, I.V. Malyk* // Radiotechnika: All-Urk. Sci. Interdep. Mag. 2009. N 159. P. 368-373.

The analysis of the prevalent signals for the radiospectrometer sensor varicap control is carried out. The step - form signal which provides the least level of signal spectral constituents of the investigated matter excitation is offered. Researches are performed for the continuous wave nuclear quadrupole resonance spectrometer.

6 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.372.011.72.

Розрахунок спектра відгуку нелінійності, що представлена логарифмічною функцією динамічного насичення на багаточастотну дію / *С. П. Гулін, О.С. Гулін* // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2009. Вип. 159. С.374-376.

Запропоновано метод аналізу спектру усталеного відгуку нелінійності, що представлена логарифмічною функцією динамічного насичення, при багаточастотній дії на основі гіпергеометричної функції Гауса. Отримані результати дозволяють моделювати поведінку широкого класу електронних компонентів, пристроїв і структур в режимах малого та великого сигналів з довільним спектром.

Бібліогр.: 11 назв.

УДК 621.372.011.72.

Расчет спектра отклика нелинейности, представленной функцией динамического насыщения, на многочастотное воздействие/ *С. П. Гулін, А. С. Гулин* // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. 159. С. 374-376.

Предложен метод анализа спектра установившегося отклика нелинейности, представленной логарифмической функцией динамического насыщения, при многочастотном воздействии на основе гипергеометрической функции Гаусса. Полученные результаты позволяют моделировать поведение широкого класса электронных компонентов, устройств и структур в режимах малого и большого сигналов с произвольным спектром.

Библиогр.: 11 назв.

UDC 621.372.011.72.

Calculation of spectrum of the response of non-linearity, by the presented function of dynamic satiation, on multifrequency influence / *S. P. Gulin. A. S. Gulin* // Radiotekhnika: All-Ukrainian Scient. Int Dep. Mag. 2009. N 159. P. 374-376.

The analysis method for spectrum of the stationary response of nonlinearity, presented by the logarithmic function of dynamic saturation, at multifrequency actio on the based on Gausse hypergeometrical function, is offered. The obtained results make it possible to design the conduct of a wide class of electronic components, devices and structures in the modes of small and large signals with an arbitrary spectrum.

Ref.: 11 items.

УДК 621.396.967.004

Оцінка точності вимірювання координат джерел електромагнитного випромінювання малобазовою пасивною гіперболічною системою з довільним розташуванням приймальних пунктів / *В.П.Антонюк* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.- техн.зб. 2009.Вип. №159. С. 377-385.

Проведено аналіз похибок вимірювання координат джерел електромагнетного випромінювання малобазовою пасивною гіперболічною системою з довільним розташуванням приймальних пунктів. Виведені вирази для середньоквадратичних похибок, які дозволяють аналітично оцінити розподіл похибок вимірювання в залежності від потенційних можливостей і геометрії системи.

Іл..8. Бібліогр.: 9 назв.

УДК 621.396.967.004

Оценка точности измерения координат источников электромагнитного излучения малобазовой пассивной гиперболической системой с произвольным расположением приемных пунктов / *В.П.Антонюк* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2009. Вып. №159. С. 377-385.

Проведен анализ ошибок измерения координат источников электромагнитного излучения малобазовой пассивной гиперболической системой с произвольным расположением приемных пунктов. Выведены выражения для среднеквадратических ошибок, которые позволяют аналитически оценить распределение ошибок измерения в зависимости от потенциальных возможностей и геометрии системы.

Ил.8. Библиогр.: 9 назв.

UDC 621.396.967.004

Estimation of coordinates measurement accuracy of electromagnetic radiation sources using short baseline passive hyperbolic system with arbitrary arrangement of receiving sites / *V.P.Antonyuk* // Radioteknika: All- Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2009. № 159. P. С. 377-385.

The analysis of electromagnetic radiation sources coordinates measurement error using short baseline passive hyperbolic system with arbitrary arrangement of receiving sites is conducted. The expressions for RMS of errors are derived, they make it possible to evaluate analytically measurement error distribution depending on potentials and geometry of the system.

8 fig. Ref.: 9 items.

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА
Випуск 159
Російською, українською та англійською мовами

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА
Выпуск 159
На русском, украинском и английском языках

Коректор Л.І. Сащенко

Підп. до друку 26. 12. 2009. Формат 60x90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.
Ум. друк. арк. 16,2. Обл.-вид. арк. 14,9. Тираж 300 прим. Зам. № 109. Ціна договір.

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

Оригінал-макет підготовлено і збірник надруковано у ПФ „Колегіум", тел. (057) 703-53-74.
Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої діяльності до Державного реєстру видавців.
Сер. ДК №1722 от 23.03.2004