621.396(06)
Р15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ ISSN 0485-8972

РАДИО-ТЕХНИКА

166720

144/2006

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник

ТЕМАТИЧЕСКИЙ ВЫПУСК «ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ»

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 144

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2006

УДК 621.3

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

Регистрационное свидетельство КВ № 4486 от 22. 08. 2000.
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*, чл.-кор. НАН Украины; *Б.М. Булгаков*, д-р физ.-мат. 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.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.; *Е.Г. Прошкин*, д-р техн. наук, проф.; *А.И.Стрелков*, д-р техн. наук, проф..; *К.С. Сундучков*, д-р техн. наук; проф.; *Я.С. Шифрин*, д-р техн.наук, проф.; *С.Н. Шостка*, д-р техн. наук, проф.

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

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол № 20 от 24.02.2006.

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, 2006

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

Поповский В. В., Олейник В. Ф., Звягольская Г. В. Управление в телекоммуникационных сетях и правила системной политики 5
Лысяк Т. Н. Распределение нагрузки в интеллектуальной сети 10
Лемешко А. В, Дробот О. А. Модель многопутевой QoS-маршрутизации в мультисервисной телекоммуникационной сети 16
Пастушенко Н. С, Пастушенко А. Н. К оценке фрактальной размерности временных рядов 23
Григорьева Т. И. Тензорное моделирование телекоммуникационных систем на симплексах 26
Зайцев Д. А., Чорногала Е. Я. Синтез модели Петри и верификация протокола электронной коммерции IOTP 28
Мельникова Л. И., Андрушко Д. В., Горяева С. Н. Многопутевая маршрутизация с использованием оптимального алгоритма распределения сетевых ресурсов для сетей MPLS-TE 35
Стрелковская И. В. Полная энергия селективных сигналов при интерполяции их спектров кубическими в-сплайнами 39
Сундучков К.С., Гребенюк В.А Спутниковые распределительные сети государственного предприятия «Укркосмос». 42
Беркман Л. Н., Ефремов В. П., Отрох С. И. Обеспечение качества обслуживания в сетях NGN на базе IP ориентированных протоколов 48

ПРОБЛЕМЫ СИНТЕЗА, АНАЛИЗА И УПРАВЛЕНИЯ

Романов О. І., Нестеренко М.М., Правило В. В. Проблеми проектування і управління елекомунікаційними мережами та шляхи їх вирішення. 53
Лосев Ю. И., Руккас К. М. Анализ системы массового обслуживания с приоритетами с учетом фрактальности трафика 59
Barkalov A.A., Titarenko L.A. Design of compositional microprogram control units for telecommunication systems. 65
Гресько Ю. В. Основы управления сетями связи 71
Калекина Т. Г. Оценка интегральных критериев качества обслуживания в сетях абонентского доступа 77
Романов А. И., Голь В. Д. Анализ методов точной оценки живучести телекоммуникационных сетей 80
Сабурова С. А. Устойчивость и управляемость телекоммуникационных систем и сетей 89
Беркман Л. Н., Гайдур Г. І. Метод розрахунку затримки керуючої інформації між базовими станціями BS мережі GSM з заданою структурою мережі 94
Агеев Д. В., Самир Махмуд. Проблемы управления мультисервисной телекоммуникационной системой 97
Мельникова Л.И., Горяева С.Н., Андрушко Д.В. Многокритериальная модель качества обслуживания в системах абонентского радиодоступа 102
Беленков А.Г., Мысик Ф.Ф. Оптимизация процессов распределения и ограничения нагрузки на транспортном уровне и уровне доступа в сетях связи военного назначения 107
Кучеренко Ю.Ф., Шубин Е.В., Щербак Г.В. UML Модель сети передачи данных в системе автоматизированного проектирования топологической структуры 113
Еременко А. С. Учет повторных передач при анализе нагрузки сети с коммутацией пакетов системой предбиллинга 117
Буслаев А. Г. Факторизация интегральных операторов I-го рода в классе обобщенных функций 123
Мельникова Л.И., Андрушко Д.В., Демченко М.Н. Результаты экспериментальных исследований сетевых параметров передачи IP трафика в технологии MPLS-TE 131

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

Коляденко Ю. Ю. Методы обеспечения электромагнитной совместимости в системах абонентского радиодоступа 136
Нетикова Л..И. Определение уровней полей около антенны абонентской станции подвижной системы связ. 142
Коваленко А. А. Анализ пропускной способности Bluetooth-пикосети в условиях совместной работы с точкой доступа стандарта 802.11g 147
Бердник С.Л., Горобец Н.Н, Катрич В.А, Ляшенко В.А. Согласование широкоразмерных волноводных излучателей с диэлектриком 151

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И ИХ ОБРАБОТКА

Сукачев Э. А., Бухан Д. Ю. Использование метода парных эхо для исследования систем с коррелятивным кодированием. 161
Шокало В. М., Лихограй В. Г., Стрельницкий А. Е., Стрельницкий А. А. Моделирование и измерение ослабления *сигнала* в радиоканале локальных САРД. Часть 2. 166
Коляденко Ю. Ю. Анализ эффективности алгоритмов адаптивных антенных решеток в линиях сотовой связи 172
Дорошенко Т. В., Селиванов К.А. Определение параметров выходного сигнала приёмника сигналов с помощью рядов Вольтерра. 182
Колпаков Ф. Ф., Міщан В. В. Синтез частотно-компенсованих п'єзорезонансних коливальних систем з низькодобротним RC-колом навантаженням 187
Манько В. А. Статистический метод моделирования тонкопленочных оптических фильтров 193
Королева Н. А., Ковтун І. В. Обгрунтування необхідності використання підсистем стиску відеоданих у системах транкінгового зв'язку 198
Алешин Г. В., Колесников А. Н., Новиченко С. В. Оптимальная стандартизация функциональных элементов радиотехнических систем 201
Єрохін В. Ф., Раєвський В. М. Подолання апріорної невизначеності параметрів при демодуляції взаємозаважаючих частотноманіпульованих цифрових сигналів 208
Власов О. М. Нелінійна взаємодія оптичних хвиль у світловоді, викликана фазовою крос-модуляцією. 217
Батаев О. П., Жила А. П., Колесник А. Е. Методика оценки оптимального распределения времени поиска сигналов 224
Ильченко М. Е., Сундучков К. С., Бойко И. В., Сушко С. И., Гребенюк В. А. Полоса частот для малой корпоративной спутниковой сети связи 229
Зряхов М. С., Лукин В. В. Предварительная обработка для повышения сжатия многоканальных одномерных сигналов 235
Марчук В.С., Колтыков А.В. Исследование влияния порядка разложения вейвлет-преобразования и алгоритмов выбора порога ограничения вейвлет-коэффициентов на снижение уровня шумов в волоконно-оптических системах связи с устройствами вейвлет-фильтрации. 246
Лемешко А.В., Евсеева О.Ю., Симоненко Д.В. Игровая трактовка задачи иерархическо-координационной маршрутизации в территориально-распределенной телекоммуникационной системе 251
Буняева И.В., Верещак А.П., Зеленский А.А. Потенциальные возможности радиометрических систем дистанционного зондирования земли на основе использования группировки спутников 258
Васюта К.С., Корецкий В.Л., Сторожев В.И., Олейник С.А. Динамические и статистические характеристики нелинейно-преобразованных хаотических последовательностей 269
Савенко Я.В. Лазерная система исследования крови в динамическом режиме 276
Жуков Б.В., Андриенко Ю.А. Диагноз условий распространения УКВ по данным радиопросвечивания атмосферы эталонными источниками 281

CONTENTS

GENERAL SYSTEM PROBLEMS IN TELECOMMUNICATIONS

V. Popovsky, V. Oleynik, G. Zvyagolskay. Management in telecommunication networks and rules of a system policy. 5
T. N. Lysyak Load distribution in Intelligent Network. 10
A. V. Lemeshko, O. A. Drobot The model of multipath QoS-based routing in multi-service network. 16
N. S. Pastushenko, A. N. Pastushenko To an estimation fractal dimensions of time arrays 23
T. I. Grygoryeva Tensor modeling of telecommunication systems on a simplex. 26
D. A Zaitsev, E. Y Chornogala Synthesis of Petri net model and verification of electronic commerce protocol IOTP. 28
L.I. Melnikova, D.V. Andrushko, S.N. Goryaeva Multipath routing with the optimal distribution of network resources for MPLS-TE networks. 35
I.V. Strelkovskaya The full energy of selective signals under the interpolation of its spectrums by cubic B-splines. 39
K. S. Sunduchkov, V. A. Grebenuk Satellite distributed networks of the public enterprise "Ukrkosmos" 42
L.N. Berkman, V. P. Efremov, S.I. Otrokh. Quality assurance of service in networks NGN on the basis of the IP-guided protocols. 48

PROBLEMS OF SYNTHESIS, ANALYSIS AND CONTROL

O. I. Romanov, M. M. Nesterenko, V. V. Pravilo. Problems development and managements of telecommunication networks and ways of their decision. 53
U. I. Losev, K. M. Rukkas. Analysis of the system of mass service with priorities taking into account traffic fractality. 59
A.A. Barkalov, L.A.Titarenko. Design of compositional microprogram control units for telecommunication systems. 65
Y. V. Gresko/ Bases Telecommunication Management Network. 71
T. G. Kalekina Rating of integrated criteria of quality of service in networks of user's access. 77
A. I. Romanov, V. D. Gol' Analysis of methods for telecommunication networks survivability precise estimate. 80
S. A. Saburova. Stability and controllability of telecommunication systems and networks 89
L. N. Berkman, G. I.Gaydur Method of computation of delay of managing inoformation between the base stations of BS network GSM with set to stouctouroyo network. 94
D.V. Ageyev, Samir Mahmud Multiservice telecommunication system management problems. 97
L.I. Melnikova, S.N. Goryaeva, D.V. Andrushko. Multicriteria model of quality of service in systems of a subscriber radioaccess. . . . 102
A.G. Belenkov, F.F. Misik. Optimization of distribution and limitation traffic on transport nd access layers in military networks. 107
U. F. Kucherenko, E.V. Shubin, G.V. Scherbak UML model of a network of data transmission in system of the automated designing topological. 113
A.S. Eremenko Taking into account a repeated transmissions within a billing system analysis of packet network workload. 117
A.G. Buslaev Factorizaziation Integral operators of the I-st kind in the cllas of generalized functions. 123
L.I. Melnikova, D.V. Andrushko, M.N. Demchenko. The results of the experimental investigation of network parameters of transmitting IP-traffic in MPLS-TE technology. 131

ELECTROMAGNETIC COMPABILITY

Yu.Yu.Kolyadenko Methods of maintenance of electromagnetic compatibility in systems of user's radioaccess. 136
L. I. Netikova The definition of levels of fields about the aerial of user's station of mobile system of communication. 142
O.O. Kovalenko Bandwidth analysis of bluetooth-piconet in the case coexistence work with 802.11g access point. 147
S.L. Berdnik, N.N. Gorobets, V.A. Katrich, V.A. Lyaschenko Matching of wide-dimensions waveguide radiators with dielectric. . . 151

THEORY OF SIGNALS AND THEIR PROCESSING

E.A. Sukachov, D.Yu. Bukhan The employment of paired echoes method for investigation of the system with correlative coding. 161
V.M. Shokalo, V.G. Lichogray, O.E. Strelnytskyi, A.A. Strelnytskyi Modelling and measurement of easing of a signal in a radio channel local WaveLAN. Part 2. 166
Yu.Yu.Kolyadenko The analysis of efficiency of algorithms adaptive antenns array in lines of cellular communication. 172
T.V. Doroshenko, KA Selivanov The Determination parameter output signal receiver signal by means of rows Voliterra. 182
F.F. Kolpakov, V.V. Mishan. The synthesis is frequent - are indemnified of quartz vibratory systems with a RC-circuit of load with low Q-factor. 187
V.O. Manko Statistical method for the modelling of the thin-film optical filters. 193
N. A. Koroleva, I. V. Kovtun Substantiation of necessity of use підсистем compression of the videodata in systems trunking consecrate. 198
G.V. Aleshin, A. N. Kolesnikov, S. V. Novichenko Optimum standardization of functional elements of the radio engineering systems. 201
V. F. Erokhin, V. N. Raevsky Overcoming of aprioristic uncertainty of parameters at demodulation interinterfere frequencymanipulate digital signals. 208
O. M. Vlasov Nonlinear interaction of optical waves in optical fiber caused by phase cross-modulation. 217
O.P.Bataev, A.P. Zhila, A.E.Kolesnik Methods of estimations of optimum distribution of time of search of signals. 224
M. U. Ilchenko, K. S. Sunduchkov, I. V. Boyko, S. I. Sushko, V. A. Grebenuk. The Band for a Small Corporate Satellite Communication Network. 229
M. S. Zriakhov, V. V. Lukin Preliminary processing for increasing the compression of multichannel 1-D signals. 235
V.S.Marchuk, A.V.Koltykov . Research of influence about expansion of wavelet conversion and algorithms of choice of a threshold of limitation of wavelet coefficients on a drop of a level of noises in fibre-optical communication systems with devices of wavelet-kill of noises. 246
A.V. Lemeshko, O.Y. Evseeva, D.V. Simonenko. Game treatment of a task of the hierarchical-coordinated routing in the territorially-distributed telecommunication system. 251
I.V.Bunyaeva, A.P. Vereshark, A. A. Zelensky. The potentialities of satellites cluster base radiometric systems for earth remote sensing 258
K.C. Vasyuta, V.L. Koretsky, V.I. Storogev, S.A. Olejnik. The dynamic and statistical characteristics of the nonlinear transformed chaotic sequences. 269
Y.V. Savenko. Laser System for Investigation of Blood in Dynamic Mode. 276
B.V. Zhukov, Y.A. Andrienko The diagnostics of VHF radio waves propagation conditions by low atmosphere radio sounding data with known transmitter parameters. 281

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

УДК 621.372

В. В. ПОПОВСКИЙ, д-р техн. наук, В. Ф. ОЛЕЙНИК, д-р техн. наук, Г. В. ЗВЯГОЛЬСКАЯ

УПРАВЛЕНИЕ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ И ПРАВИЛА СИСТЕМНОЙ ПОЛИТИКИ

Введение

Развитие сетей нового поколения NGN и систем (NGS) происходит как в направлении создания новых инженерно-технических решений (сетевых элементов, линий и систем передачи, средств распределения информации), так и в направлении наиболее рационального выбора структурного их построения и алгоритмов функционирования и поиска эффективных технологий. Динамизм нагрузки, определяемый спросом на услуги связи, требует или большой избыточности сетевого ресурса с тем, чтобы беспрерывно, в том числе в ЧНН, обеспечивать выполнение принятых требований и соглашений об уровне услуг (SLA) или соответствующего динамического управления по перераспределению имеющегося сетевого ресурса с целью его оптимального использования [1]. Очевидно, второй подход, являющийся адаптивным, более рационален и реализуется с помощью тех или иных методов автоматического управления сетевыми ресурсами [2].

Многообразие подходов к решению той или иной задачи и необозримость количества возможных задач и складывающихся ситуаций, с одной стороны, и необходимость реагирования на все это «необозримое многообразие» привело специалистов комитета IETF к выводу о целесообразности применения правил системной политики (ПСП) в задачах управления сетями (PBNM – Policy – Based Network Management), сводящейся к трем иерархиям: реконфигурации сети на основе ПСП, конфигурирования правил принятия ПСП и конфигурирования самой политики на основе ПСП.

Создания удобной, достаточно универсальной и надежной системы управления сетевыми ресурсами представляет на сегодняшний день основную проблему в NGS. Важной составной частью этой проблемы является адаптация системы управления к реально имеющей место нестационарности самого трафика [2,3].

Особенности использования инструментария управления в ТКС.

Существующая до недавнего времени практика управления с помощью лица, принимающего решение (ЛПР), уже не устраивает пользователей современных телекоммуникационных и информационных систем. **Автоматизированные** системы управления заменяются **автоматическими**.

Автоматические процедуры управления предполагают наличие системы мониторинга и соответствующих алгоритмов анализа, принятия решений, исполнения этих решений и контроля их качества, то есть опять же – анализа. Именно этот замкнутый контур и воплощает саму процедуру управления [3,5].

В том или ином варианте управления, обязательным является получение информации о состоянии сетевых элементов, самой сети и системы в целом. Иными словами: необходимы измерения соответствующих параметров $x_i(t)$ получения выборочной статистики, оценка статистических параметров $\hat{x}_i$. Все это в теории управления интерпретируется как **наблюдаемость**. Система называется наблюдаемой, если каждый из компонентов вектора ее параметров $x_i(t)$ доступен для наблюдений, получения статистики и ее оценки.

Управление системой может быть реализовано если эта система наблюдаема и управляема. Управляемость обеспечивается тем, что на каждый из компонентов вектора параметров системы $x_i(t)$ может воздействовать соответствующее управление. Само управление для линейных систем находится в виде

$$u_i(t) = A(t)\hat{x}_i(t), \qquad (1)$$

где $A(t)$ – матрица управлений.

Для нелинейных систем управление находится с использованием более сложных процедур и предполагает обязательную проверку на устойчивость.

Рекомендованные для использования в современных ТКС системы TMN, TINA и др. относятся к числу систем, использующих принципы автоматического управления и их реализация основывается на применении различных процедур, основными среди которых являются [3, 5]:

- **программное управление**, при котором система $S(\vec{x})$ изменяет свое состояние $\vec{x}(t)$ по заранее заданной программе и алгоритму; когда выбраны критерии, заданы пороговые уровни, объекты мониторинга и требуемые объемы выборки, задан закон изменения режима элементов сети и ее структура.

Однако на практике все перечисленные исходные данные заранее задать достаточно сложно. Поэтому программные методы находят применение в основном для построения простых процедур: управления усилением, мощностью передатчика, управление буфером, выбором того или иного ресурса. В более сложных ситуациях, особенно при управлении группой сетевых элементов программное управление работает неустойчиво;

- **адаптивное управление**, при котором реализуется самоорганизующийся или (и) самообучающийся алгоритм, когда на основании классификации текущей ситуации о состоянии в сети происходит принятие соответствующих решений о ее реструктуризации и (или) происходит выбор варианта управления функциональными свойствами отдельных сетевых элементов, их групп или всей телекоммуникационной системой в целом.

Остается неисследованным до конца вопрос о том, какие из свойств и параметров систем: структурных, функциональных или обоих одновременно, должны быть использованы в качестве управляющих. Иными словами: по какому из принципов должна быть обеспечена устойчивость телекоммуникационной системы – энтропийному, гомеостатическому или морфогенетическому, и если по смешанному. А также то в какой пропорции и на каком уровне использовать тот или иной принцип. Эти исследования предстоит еще провести.

В рамках существующих технологий в соответствии с концепциями TMN, TINA управление в ТКС строится по иерархическому принципу с логикой соподчиненности от верхнего 5-го уровня к самому нижнему:

1-й уровень обеспечивает управление в сетевых элементах (NE), выбор их режимов, включение и выключение.

2-й уровень – управление элементами (EML), их доступом, резервом, методами технического обслуживания.

3-й уровень – управление сетью (NML), трафиком, коммутацией, маршрутизацией.

4-й уровень – управление уровнем услуг (SLM).

5-й уровень – управление бизнесом (BML).

Реализация управления как большой подсистемы на каждом из этих уровней и вместе взятого управления предполагает, кроме уже упомянутой процедуры организации мониторинга и построения контура управления, обязательное наличие показателя качества этого управления, а также общего критерия в соответствии с которым будет функционировать эта подсистема [3].

Критерии качества управления в ТКС

В задачах управления критерии выбираются для оценки качества этих управлений. Очевидно сопоставление различных систем или их управлений возможно лишь в рамках одних и тех же критериев. Из теории управления известно [3, 4], что любой критерий или показатель эффективности системы можно представить в виде минимума или максимума функции качества:

$$\min_x \Phi(S(\vec{x},t)) = -\max_x \Phi(S(\vec{x},t)). \qquad (2)$$

Поскольку ТКС является сложной системой, осуществляющей обработку случайного трафика в условиях воздействий множества случайных факторов, то и оценка ее эффективности

должна носить вероятностный характер. Поэтому естественным является использование средних значений для оценки эффективности (критерия качества). В связи с этим, критерий

$$\min_x M[(\Phi(S(\vec{x},t))] = -\max_x M[(\Phi(S(x,t))], \quad (3)$$

где $M[\cdot]$ – знак математического ожидания.

Оценка качества управления

Определение средних показателей применяется во многих случаях, однако такой подход является недостаточно информативным, поскольку не учитывает возможный разброс статистики. Пусть для 9 пользователей время отклика составляет 0,1 *с*, а для 10-го 90 *с*. Среднее $t_{откл}$=9,1 *с*. Очевидно, по этому значению задачу управления выполнить достаточно сложно, а для первых девяти пользователей она вообще не нужна.

Определение усеченных средних показателей, при которых отбрасываются отдельные (например: максимальное и минимальное значение) экстремальные значения. При большом объеме выборки x_i, $i=1...n$, $n \to \infty$ отбрасывание единичных значений может оказаться полезным, ибо они могут быть связаны с грубыми ошибками измерений. Однако при ограниченных, в несколько единиц или десятков, значениях x_i может возникнуть серьезная опасность пропуска начала разладки.

В этих задачах важно также заботиться о формировании самой выборки x_i. Так, если средние показатели планируется определять как выборочное арифметическое среднее

$$\hat{x}_{cp} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} x_i, \quad (4)$$

то необходимо стремиться использовать значения x_i – некоррелированными, ибо при значительной их коррелированности и при короткой выборке $i \in (1...n)$, сформированной на коротком интервале, меньше интервала корреляции, полученная оценка $\hat{x}_{cp}$ может оказаться сильно смещенной.

В то же время, оценка $\hat{x}$ может осуществляться также и рекурсивно, например с использованием метода стохастической аппроксимации [3, 4]:

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{k-1} + k(y_k - \hat{x}_{k-1}), \quad (5)$$

или методом Калмана-Бьюси [3,4]:

$$\hat{x}_k = F\hat{x}_{k-1} + K_k(y_k - H\hat{x}_{k-1}). \quad (6)$$

Для данных рекурсивных процедур необходимо, чтобы между соседними отсчетными значениями x_k и x_{k-1} была высокая и устойчивая статистическая связь, желательно не слабее, чем та, что имеет место на отрезке 0,1 интервала корреляции [4].

Таким образом, одно из возможных решений задачи управления сводится к выбору функции $\Phi(S(\vec{x},t) = \hat{x} = \hat{x}_{cp}$ и выбору критерия минимума среднего значения (МСЗ):

$$\min_x \hat{\bar{x}}_{cp}. \quad (7)$$

Вместе с тем, на практике чаще используют более общий критерий: минимум среднего квадрата отклонения $\hat{\bar{x}}_k$ от требуемого значения x_{mp}:

$$МСКО = \min_x (\hat{\bar{x}}_k - \vec{x}_{mp})^2. \quad (8)$$

Критерий *МСКО* удобен в использовании, особенно в случае гауссового характера вероятности x_k. Кроме того, *МСКО* более физичен, поскольку обеспечивает большие «штрафы» за большие отклонения, в то время как при МСЗ – «штрафы» пропорциональны значениям самих отклонений.

Существуют задачи, у которых показатель эффективности носит пороговый характер: до определенного значения порога $d(\vec{x})$ система считается в норме, за пределами рамок порога – не в норме. То есть принцип «все или ничего».

Часто возникает необходимость установки нескольких порогов: верхнего и нижнего или двух однотипных. Так, весьма конструктивным является установка таких двух порогов:

- **приемлемого**, при котором для пользователя соответствующие потери, например задержки, еще не заметны и не вызывают раздражения пользователя,
- **критического**, при котором пользователь фактически лишается сервиса и не в состоянии работать должным образом. За такие задержки, в соответствии с методологией SLA, накладываются штрафные санкции.

В промежутке между приемлемыми задержками и наступлением критического порога качества воспринимаются как «подтормаживание».

Пороговые значения устанавливаются обычно, с учетом требования пользователей, а сами эти значения зависят от метода сетевого доступа, от типов приложений, от структуры сети и технологии информационного обмена.

Важным системным параметром является **надежность**. Надежность характеризуется процентом времени, в течение которого выполняются требования по всем другим критериям и показателям качества. В аналоговой телекоммуникационной системе надежность определялась пороговой характеристикой

$$H \geq 99{,}9\ \%.$$

Требования к современным телекоммуникационным системам значительно более высокие:

$$H \geq 99{,}999\ \%,$$

в ряде случаев требования по числу девяток возрастает на 1, 2 или даже 3 цифры.

Варианты решения задач мониторинга

При простейшем варианте мониторинга обеспечивается контроль доступности ресурсов сети. Управление, построенное на основе такого мониторинга, сводится исключительно к перераспределению ресурсов (реструктуризация, подключение резервов), чем во многих случаях и ограничиваются.

В то же время, когда кроме доступности ресурсов возникает необходимость еще и анализа рабочих характеристик оборудования, мониторинга качества реальной практики работы пользователя, то задачи управления значительно расширяются. Появляется возможность оптимального выбора не только структуры, но и функции отдельных сетевых элементов и сети в целом.

В практике мониторинга осуществляется измерение основных целевых параметров на уровне сетевых элементов, сети и уровне сервиса. В этот перечень входят энергетические, информационные, частотные, временные параметры и данные о состоянии тех или иных сетевых элементов. Так, среди временных параметров на уровне сервиса контролируются следующие показатели:

- $t_{отк}$ – время отклика для конечного пользователя, определяемое на основе измерения времени транзакций,
- $t_{серв}$ – время реакции сервера; при оценке этого времени необходимо учитывать наложения, связанные с кэшированием информации,
- $t_{сети}$ – время задержки сигнала в сети.

Параметр $t_{сети}$ – объект постоянного внимания. По времени подтверждения приема можно оценить качество сервиса, полученного от сетевого провайдера. $t_{сети}$ используется также при оптимизации, реструктуризации и планировании работы сети. Задержку сигнала в сети формируют следующие факторы: сериализация (преобразование в последовательную форму, нахождение в очередях, задержки в среде распространения, задержки при обработке данных, задержки протокола).

Адаптивный мониторинг предполагает получение большого объема информации. Реализуется адаптивный мониторинг на основе многоуровневых статистических данных. По ним формируется выборка $x^T = (x_1, x_2 ... x_n)$ и строятся гистограммы распределений вероятностей качества функционирования, характеризующее эффективность приложений и всей сети на соответствующих уровнях (верхний – общий, средний – по группам и нижний – по конкретным приложениям). По результатам мониторинга осуществляется:

- ранее обнаружение назревающих проблем по выбранным показателям и установленным порогам превышений (приемлемый и критический),
- оперативное решение назревающей проблемы путем смены режима, перераспределения ресурса, реструктуризации сети,
- подбора других вариантов разрешения проблемы в том случае, если выбранный вариант не оказался эффективным.

Основные методы измерения:

- пассивный – по результатам обслуживания реально работающих пользователей. По нему осуществляется управление уровнем сервиса SLM для конкретных клиентов.
- активный – по результатам специальных тестовых сигналов, например. Пакетов ICMP (ICMP ping) осуществляется оценка и диагностика сети в целом или отдельных ее фрагментов, независимо от имеющегося трафика.

Разрешения конфликтов между желаниями пользователя и возможностями оператора осуществляется с помощью устанавливаемой системы соглашений SLA (A-agreement). На основе выбранных ключевых параметров в системе SLA начисляются те или иные штрафные санкции, учитывающие меру ответственности на выполнение соглашения.

Варианты решения задач управления:

- управление, как реакция на нарушения режима и качества сервиса (реагирующее управление). Основывается на $u(t) = A(t)\hat{x}(t)$,
- превентивное управление – направленное на предвидение и предупреждение возможных ухудшений рабочих характеристик сетевого оборудования и инфраструктуры. Основывается на анализе рабочих характеристик, установке порогов превышения показателей и детальном анализе угрожающей ситуации с установлением адаптивной политики мониторинга. В конечном счете управление сводится к $u(t) = A(t)\hat{x}(t)$.

Заключение

Рассмотренные методологические особенности решения задач управления в телекоммуникационных системах основываются на трех основных направлениях:

- на использовании современных телекоммуникационных технологий, включая технологии управления и сигнализации;
- активном привлечении результатов теории систем и проецировании на них правил системной политики PBNM;
- статистических методах теории оценок и управления, обеспечивающих оптимальность выполнения соответствующих процедур.

Объединение этих трех основных направлений позволит, по нашему мнению, создать современную науку: теорию телекоммуникационных систем.

Список литературы: 1. *Поповский В. В., Олейник В. Ф.* Накануне создания теории телекоммуникационных систем // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С.8-11. 2. *Поповский В. В.* Модель управления реструктуризацией телекоммуникационной сети // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С.25-32. 3. *Олійник В. Ф.* Основи теорії систем зв'язку. К.: Техніка, 2000. 152 с. 4. *Тихонов В. И., Харисов В. Н.* Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 191. 468 с. 5. *Дорф Р. К., Бишоп Р. Х.* Современные системы управления. М.: ЛБЗ, 2004. 832 с. 6. *Стеклов В. К.* Проектування систем автоматичного керування. К.: Вища шк., 1995. 692 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 01.02.2006

УДК 621.391.31

Т. Н. ЛЫСЯК

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ НАГРУЗКИ В ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СЕТИ

В последние годы возможность быстрого развития комплексных телекоммуникационных услуг приобретает на телекоммуникационном рынке все большую значимость. В телефонных сетях эта тенденция проявляется во внедрении различных дополнительных услуг, таких как бесплатный вызов, вызов с повышенной оплатой, вызов по предоплаченной или кредитной карте, телеголосование, виртуальная частная сеть и др. Для оперативного развертывания новых услуг при максимально эффективном использовании существующей инфраструктуры сетей общего пользования была разработана архитектурная концепция интеллектуальной сети (Intelligent Network – IN) [1-3]. Однако внедрение IN порождает определенные трудности: ключевым аспектом в обеспечении качества обслуживания в силу специфики предоставляемых данной сетью услуг является наличие в интеллектуальной сети эффективных механизмов управления нагрузкой.

Существующие методы управления нагрузкой можно подразделить на методы:

– управления трафиком на входе в сеть, к которым относятся механизмы формирования (traffic conditioning), выравнивания (профилирования) (traffic shaping) и ограничения трафика (traffic policing), такие как «дырявое ведро» (Leaky Bucket) и «корзина маркеров» (Token Bucket);

– управления нагрузкой внутри сети (т.е. управление пропускной способностью сети и распределение сетевых ресурсов), к которым относятся механизм окна, а также различные способы формирования очередей, например взвешенная честная очередь – WFQ (Weighted Fair Queue), CBWFQ/CBQ (Class Based WFQ);

– борьбы с перегрузкой, которые можно подразделить на превентивные методы, позволяющие выявить перегрузку еще до ее возникновения и предотвратить ее появление, и методы устранения уже возникшей перегрузки. К данным методам относятся такие механизмы, как явное уведомление о перегрузке, механизм RED (Random Early Detection) и др.

Цель данной работы – решение задачи распределения ресурсов интеллектуальной сети и разработка метода распределения нагрузки между ее узлами. Исходными данными при решении поставленной задачи являются: предполагаемая входящая нагрузка, создаваемая на интеллектуальную сеть со стороны АТС ТФОП, количество и производительность узлов IN, расстояния между АТС и узлами IN. Необходимо определить топологию сети и распределение нагрузки по ее узлам в случае построения централизованной, распределенной и частично распределенной платформы IN.

Для учета специфики архитектуры интеллектуальной сети и возникающих между ее узлами служебных информационных потоков при решении поставленной задачи воспользуемся графом, отображающим интенсивность потоков между различными сетевыми функциями IN (рис. 1).

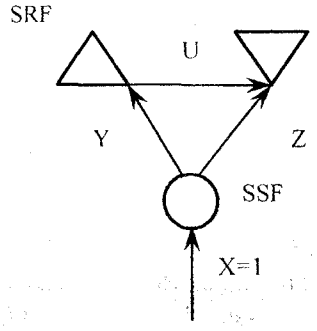


Рис. 1

Заявки на услуги IN от АТС ТФОП поступают на сетевые элементы IN, выполняющие функцию коммутации услуг (SSF), что, в свою очередь, создает нагрузку на узлы, выполняющие функции управления и поддержки данных услуг (SCF/SDF), а также узлы с функцией специализированных ресурсов (SRF). Последние также создают дополнительную нагрузку на узлы с функциями SCF/SDF. Весовые коэффициенты, показывающие среднее число запросов к данным узлам, вызванное поступлением из ТФОП одной заявки на услугу IN $X=1$, обозначены Y, Z и U, и зависят от специфики предоставляемой услуги. Чем сложнее логика услуги, тем больше объемы служебной информации, требуемой для обработки запроса на нее и тем выше нагрузка на узлы интеллектуальной сети, т.е. интенсивность поступающих на них запросов. Соотношение

между величинами Y, Z и U также зависит от глобальной логики услуги: так, логика услуг ACC и CCC предполагает несколько обращений к ресурсам SRF для проигрывания пользователям сообщений-подсказок, в то время как услуги VOT и PRM могут не содержать соответствующих компонентов.

Для обозначения интенсивностей информационных потоков между узлами сети введем следующие переменные:

– x_{ij} – интенсивность потока между i-й АТС и j-м узлом IN, выполняющим функцию SSF;

– y_{ij} – интенсивность потока между i-м узлом IN с функцией SSF и j-м узлом IN, выполняющим функцию SRF;

– z_{ij} – интенсивность потока между i-м узлом IN с функцией SSF и j-м узлом IN, выполняющим функцию SCF;

– u_{ij} – интенсивность потока между i-м узлом IN с функцией SRF и j-м узлом IN, выполняющим функцию SCF;

– λ_i – интенсивность поступления на i-ю АТС заявок на услуги IN.

Тогда задачу распределения нагрузки между сетевыми элементами IN можно сформулировать как некую оптимизационную задачу, в которой в качестве целевой может быть взята следующая функция:

$$c = \sum_{i,j} L_{ij} \cdot x_{ij} + \sum_{i,j} L_{ij}^{SSF-SRF} \cdot y_{ij} + \sum_{i,j} L_{ij}^{SSF-SCF} \cdot z_{ij} + \sum_{i,j} L_{ij}^{SRF-SCF} \cdot u_{ij} \to \min, \quad (1)$$

где L_{ij} – расстояния между i-й АТС и j-м узлом IN, выполняющим функцию SSF; $L_{ij}^{SSF-SRF}$ – расстояния между i-м узлом IN, выполняющим функцию SSF и j-м узлом IN, выполняющим функцию SRF; $L_{ij}^{SSF-SCF}$ – расстояния между i-м узлом IN, выполняющим функцию SSF и j-м узлом IN, выполняющим функцию SCF; $L_{ij}^{SRF-SCF}$ – расстояния между i-м узлом IN, выполняющим функцию SRF и j-м узлом IN, выполняющим функцию SCF.

В качестве ограничений выступают следующие соотношения:

$$x_{ij} \geq 0, \text{ для всех } i, j \quad (2)$$

$$y_{ij} \geq 0, \text{ для всех } i, j \quad (3)$$

$$z_{ij} \geq 0, \text{ для всех } i, j \quad (4)$$

$$u_{ij} \geq 0, \text{ для всех } i, j \quad (5)$$

$$\sum_j x_{ij} = \lambda_i, \text{ для всех } i \quad (6)$$

$$\frac{Y}{U} \sum_j u_{ij} = \sum_k y_{ki}, \text{ для всех } i \quad (7)$$

$$\sum_j y_{ij} = Y \sum_k x_{ki}, \text{ для всех } i \quad (8)$$

$$\sum_j z_{ij} = Z \sum_k x_{ki}, \text{ для всех } i \quad (9)$$

Существует несколько способов построения платформы IN, которые можно классифицировать следующим образом:

1. Полномасштабное классическое решение в виде отдельных архитектурных элементов: SSP, IP, SCP, SDP, SMP, SCEP. Данная распределенная архитектура IN является наиболее гибкой, но и наиболее дорогой.

2. Централизованная IN на базе интегрированных узлов: узла услуг SN или узла коммутации и управления услугами SSCP, которые совмещают в себе все необходимые функции (SSF, SRF, SCF и SDF) на единой платформе и являются независимыми и полностью автономными сетевыми элементами.

3. Промежуточные варианты между распределенной и централизованной архитектурой: часть функций реализуется в отдельных узлах, а часть совмещается в одном интегрированном узле. Наиболее часто совмещаются такие функции, как SSF и SRF, SCF и SDF.

В данной работе рассматриваются три варианта построения IN:

1. IN с распределенной архитектурой на базе узлов SSP, IP и SCP, функция SDF реализована в SCP.

2. IN с централизованной архитектурой, на базе узлов SN (SSCP), в которых интегрированы функции SSF, SRF, SCF и SDF.

3. IN на базе узлов SSP-IP и SCP, в которых интегрированы функции SSF, SRF и SCF, SDF соответственно.

Тогда в качестве дополнительных ограничений в случае распределенной архитектуры могут быть записаны следующие выражения:

$$\sum_i x_{ij} \le \nu_{SSPj}, \text{ для всех } j, \tag{10}$$

$$\sum_i y_{ij} \le \nu_{IPj}, \text{ для всех } j, \tag{11}$$

$$\sum_i z_{ij} + \sum_i u_{ij} \le \nu_{SCPj}, \text{ для всех } j. \tag{12}$$

В случае централизованной архитектуры:

$$\sum_i x_{ij} + \sum_i y_{ij} + \sum_i z_{ij} + \sum_i u_{ij} \le \nu_{SN(SSCP)j}, \text{ для всех } j. \tag{13}$$

В случае частично распределенной архитектуры:

$$\sum_i x_{ij} + \sum_i y_{ij} \le \nu_{SSP-IPj}, \text{ для всех } j, \tag{14}$$

$$\sum_i z_{ij} + \sum_i u_{ij} \le \nu_{SCPj}, \text{ для всех } j. \tag{15}$$

Рассмотрим сеть, в которой нагрузка на платформу IN поступает от пяти АТС ТФОП, а платформа IN содержит по 2 узла, выполняющих функции SSF, SCF/SDF и SRF (рис. 2). Исходные данные для задачи распределения нагрузки в данной сети приведены в табл. 1–2.

Таблица 1

Нагрузка, поступающая от АТС					X	Y	Z	U
λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_5				
10	12	8	9	13	1	3.5	6	1.1

Решение поставленной задачи оптимизации проводилось методами линейного программирования в программной среде MatLab. Результаты представлены на рис. 3–5 в виде найденных оптимальных вариантов распределения нагрузки между узлами интеллектуальной сети в случае классической распределенной (рис. 3), централизованной (рис. 4) и частично распределенной (рис. 5) архитектуры.

Как показано на рис. 1, в случае классической распределенной архитектуры запросы на интеллектуальные услуги от 1-й и 2-й АТС ТФОП направляются к первому SSP, от 4-й и 5-й АТС – ко второму SSP, а нагрузка, создаваемая 3-й АТС, делится между первым и вторым SSP в пропорции 5:3. Производительности второго узла IP недостаточно для обслуживания всей нагрузки, поступающей от второго узла SSP, поэтому часть запросов от данного SSP направляется для обслуживания в первый узел IP. Аналогичная ситуация наблюдается для первого узла SCP: нагрузка, поступающая от первого узла IP, делится между первым и вторым SCP, поскольку первый имеет недостаточную производительность.

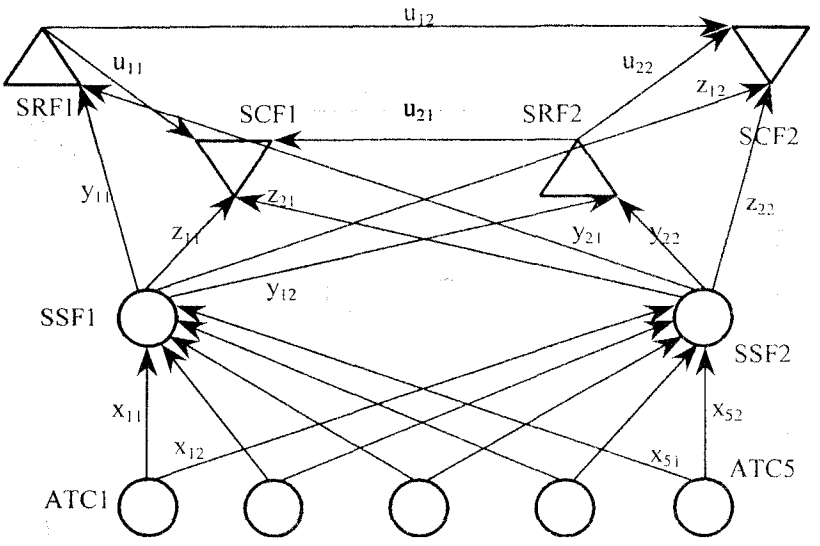


Рис. 2

Таблица 2

Исходные данные		Распределенная архитектура						Частично распределенная архитектура				Централизованная архитектура	
		SSP		IP		SCP		SSP-IP		SCP		SN (SSCP)	
	№ АТС (узла IN)	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2
Расстояние до АТС, *км*	1	9	26	–	–	–	–	9	26	–	–	9	26
	2	11	25	–	–	–	–	11	25	–	–	11	25
	3	19	13	–	–	–	–	19	13	–	–	19	13
	4	17	9	–	–	–	–	17	9	–	–	17	9
	5	30	13	–	–	–	–	30	13	–	–	30	13
Расстояние до IP, *км*	1	4	14	0	–	6	19	0	17	5	22	0	17
	2	22	6	–	0	17	9	17	0	13	6	17	0
Расстояние до SCP, *км*	1	5	13	6	17	0	–	5	13	0	–	0	17
	2	22	6	19	9	–	0	22	6	–	0	17	0
Производительность узлов IN, *транз./с*		27	25	100	82	170	200	134	100	210	160	355	250

На рис. 4 показано, что при частично распределенной архитектуре IN нагрузка от АТС ТФОП распределяется между интегрированными узлами SSP-IP так же, как и при классической архитектуре, за исключением того, что от 3-й АТС ко второму узлу SSP-IP еще меньшая доля вызовов. Интенсивность служебного информационного потока между первым и вторым SSP-IP составляет 0,98 транзакций в секунду и представляет собой поток запросов к ресурсам SRF, интегрированным в первый узел. Вся нагрузка, создаваемая первым и вторым SSP-IP, направляется к соответствующим узлам SCP.

Как показано на рис. 5, в случае централизованной архитектуры интеллектуальная надстройка состоит из двух узлов SN (SSCP), в которых интегрированы все необходимые функции. Первый SN обслуживает все запросы на интеллектуальные услуги, поступающие от 1-й, 2-й и 3-й АТС, и небольшую часть запросов, поступающих от 4-й АТС. Остальные запросы обслуживаются вторым SN. Все служебные информационные потоки локализованы внутри узлов.

Как показано на рис. 5, в случае централизованной архитектуры интеллектуальная надстройка состоит из двух узлов SN (SSCP), в которых интегрированы все необходимые функции. Первый SN обслуживает все запросы на интеллектуальные услуги, поступающие от 1-й, 2-й и 3-й АТС, и небольшую часть запросов, поступающих от 4-й АТС. Остальные запросы обслу-

живаются вторым SN. Все служебные информационные потоки локализованы внутри узлов.

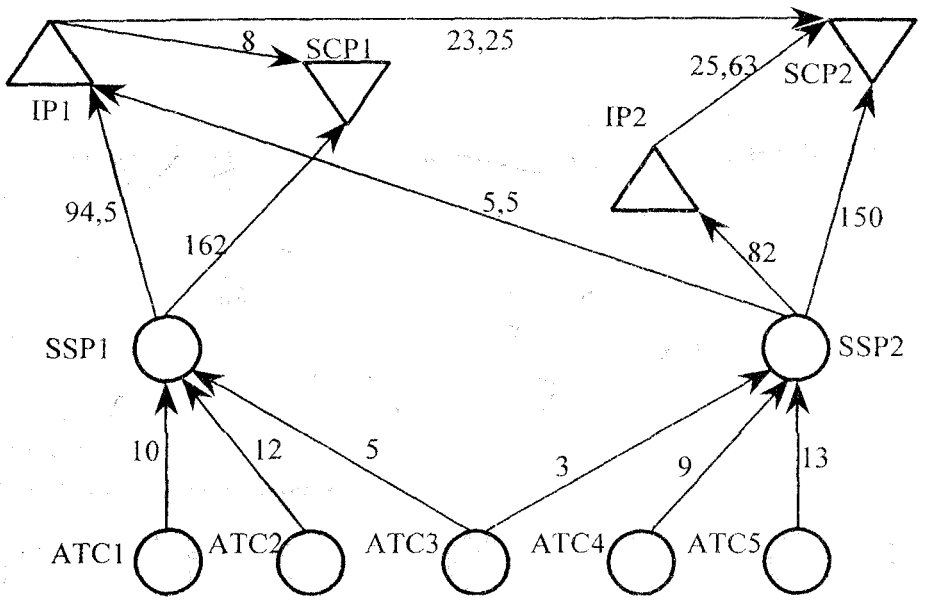


Рис. 3

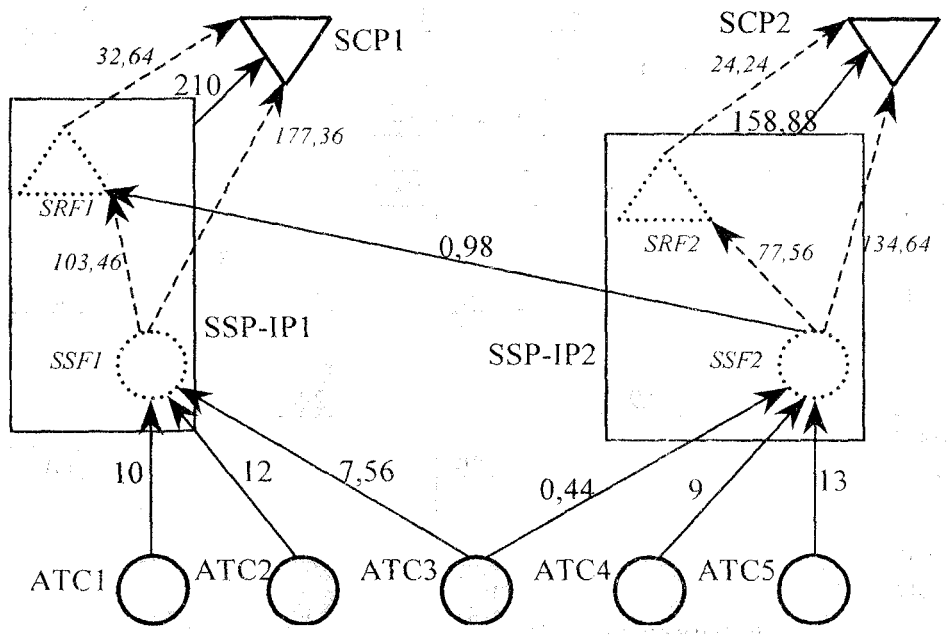


Рис. 4

Таким образом, представленный метод позволяет решить задачу распределения ресурсов интеллектуальной сети и распределения нагрузки между ее узлами. При решении данной задачи учитывается расстояние между узлами: запросы на интеллектуальные услуги и служебные сообщения направляются к ближайшим узлам с учетом их производительностей. Предложенный метод относится к методам управления нагрузкой внутри сети и не содержит механизмов борьбы с перегрузками в случае поступления нагрузки выше допустимого уровня – предполагается, что задача защиты от перегрузок решается методами управления нагрузкой на входе в сеть.

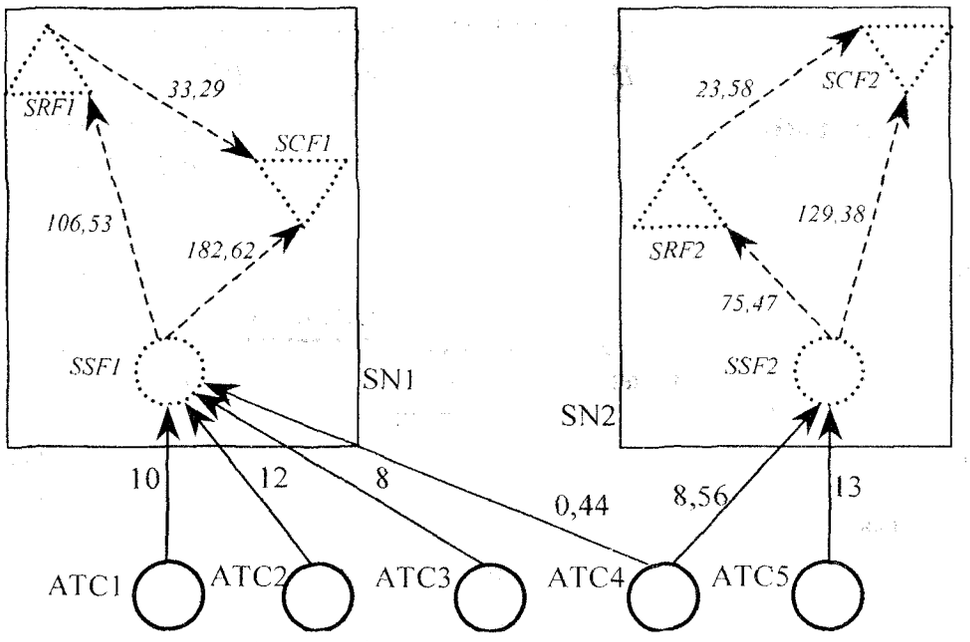


Рис. 5

Список литературы: 1. *ITU-T.* Recommendations Q.1200 –Q.1218. Helsinki, 1993. 2. *Гольдштейн Б.С., Ехриель И.М., Рерле Р.Д.* Интеллектуальные сети. М.: Радио и связь, 2000. 500 с. 3. *Лихтциндер Б.Я., Кузякин М.А., Росляков А.В., Фомичев С.М.* Интеллектуальные сети связи. М.: Эко-Трендз, 2000. 206 с. 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. 4. *Кучерявый А.Е., Миков А.С., Ревелова З.Б., Парамонов А.И.* Характеристики нагрузки интеллектуальной сети // Электросвязь. 2000. № 11. С.7-9. 5. *Коваленко Т.Н.* Расчет нагрузки в интеллектуальной сети // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.12.2005

УДК 621.391

А. В. ЛЕМЕШКО, д-р техн. наук, О. А. ДРОБОТ

МОДЕЛЬ МНОГОПУТЕВОЙ QOS-МАРШРУТИЗАЦИИ В МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

Введение

В современных мультисервисных телекоммуникационных сетях (ТКС) проблема предоставления гарантий качества связи, несмотря на стремительное развитие сетевых технологий, все еще является достаточно острой [1, 2]. Основные трудности, возникающие в процессе обеспечения заданного уровня качества обслуживания (Quality of Service, QoS), обусловлены ростом мультисервисности и разнородности циркулирующих в современных ТКС информационных трафиков. Это, в свою очередь, приводит к необходимости дифференциации пакетов отдельных пользовательских потоков, организации их приоритетной обработки с контролем качества обслуживания одновременно по нескольким скоростным и вероятностно-временным показателям QoS. Для удовлетворения постоянно возрастающих пользовательских запросов к качеству обслуживания производители сетевого оборудования наряду с уже ставшими традиционными средствами обеспечения QoS канального уровня вынуждены широко привлекать возможности сетевого уровня эталонной модели взаимодействия открытых систем (ЭМВОС). Прежде всего, задействуется потенциал средств маршрутизации, т.к. именно она способна обеспечить предоставление наиболее востребованных в настоящее время услуг связи с контролем качества обслуживания из конца в конец (end-to-end).

Отличительной особенностью технологических решений в области маршрутизации, нашедших свою реализацию в технологиях пакетной коммутации IP (Internet Protocol), ATM (Asynchrony Transfer Mode) и MPLS (MultiProtocol Label Switching) телекоммуникационных сетей уровня WAN (Wide Area Network), является переход к многопутевым стратегиям, способным обеспечить более высокие показатели производительности в рамках доступных сетевых мощностей [3, 4]. Одновременное использование множества путей доставки пакетов одного и того же трафика действительно способствует повышению скоростных показателей (пиковая и средняя скорость передачи) качества обслуживания. Однако контроль таких важных вероятностно-временных показателей QoS, как средняя задержка, джиттер, вероятность своевременной доставки и др. одновременно вдоль множества путей в рамках существующих моделей решения задач многопутевой маршрутизации, основанных на процедурах балансировки нагрузки [5, 6], существенно затрудняется.

Причина подобной ситуации состоит в том, что наиболее распространенные из существующих протоколов маршрутизации [6, 7] IGRP (Interior Gateway Routing Protocol), EIGRP (Extended IGRP), IS-IS (Intermediate System – to – Intermediate System), OSPF (Open Shortest Path First) и PNNI (Private Network – to – Network Interface), основываясь на сетевых (графовых) моделях с поддержкой комплексных метрик и эвристических процедур балансировки нагрузки на узлах ТКС, в лучшем случае обеспечивают выполнение необходимых, но отнюдь не достаточных условий гарантированного качества обслуживания при расчете искомых путей доставки пакетов. Поэтому нередко проблема обеспечения QoS перекладывается на сигнальные протоколы RSVP (Resource Reservation Protocol) в рамках модели IntServ (Integrated Services) в IP-сетях или RSVP+ и SCR-LDP (Signalling Constraint-based Routed Label Distribution Protocol) в MPLS-сетях, отвечающих за установление соединений з заданными показателями QoS вдоль ранее рассчитанных путей. В этой связи работа сигнальных протоколов RSVP и SCR-LDP приобретает итерационный характер, т.к. маршрутизирующие протоколы не обеспечивают расчет удовлетворительных маршрутов с первого раза [8].

Базовая потоковая модель QoS-маршрутизации

Выход из создавшегося положения видится в переходе к более информативным математическим моделям маршрутизации и управления сетевыми ресурсами в целом, которые по-

зволили бы адекватно формализовать процессы информационного обмена с учетом потокового характера трафика в ТКС [9, 10, 11]. Наиболее апробированной из множества известных потоковых моделей маршрутизации является модель, предложенная Галлагером [11] и получившая свое развитие в ходе работ [12, 13]. В настоящей работе именно эта модель и будет выбрана в роли базовой с дальнейшим расширением ее функциональных возможностей путем введения ограничений на качество обслуживания по скоростным и временным показателям QoS. В соответствии с постоянно обновляемой маршрутной терминологией [14] предлагаемая модель будет относится к общему классу моделей маршрутизации, основанной на ограничениях (Constraint-Based Routing), а также к подклассу моделей многопутевой маршрутизации с поддержкой качества обслуживания (Multipath QoS-Based Routing).

В рамках модели Галлагера предполагается, что все каналы связи абсолютно надежны и помехоустойчивы, емкость буферной памяти на узлах является неограниченной, а время обработки в узлах пренебрежимо мало. Предполагается в качестве критерия качества решения задач маршрутизации использовать выражение

$$D_0 = \min_{\lambda} \sum_{(i,j)} D_{ij}(\lambda_{ij}), \qquad (1)$$

где каждая функция D_{ij} является монотонно возрастающей.

С позиции теории массового обслуживания каждый тракт передачи (ТП) сети рассматривается, как правило, в виде модели $M/M/1$. При этом поток, поступающий в сеть, считается пуассоновским, длины пакетов предполагаются независимыми и распределенными по показательному закону. Одним из основных моментов является принятие «гипотезы о независимости», предполагающей, что при объединении нескольких потоков в ТП сохраняется независимость между интервалами поступления и длинами пакетов [15]. Тогда в качестве функции D_{ij} обычно выбирается соотношение

$$D_{ij}(\lambda_{ij}) = \frac{\lambda_{ij}}{\varphi_{ij} - \lambda_{ij}} + \tau_{ij}^{n}\lambda_{ij}, \qquad (2)$$

где λ_{ij} – информационный поток (1/с) в тракте передачи (i, j); φ_{ij} – пропускная способность тракта (i, j) (1/с); τ_{ij}^{n} – задержка пакетизации и распространения пакетов (с).

Другой стоимостной критерий по отношению к (2) с аналогичными качественными свойствами может быть представлен выражением вида

$$D_{ij}(\lambda_{ij}) = \max_{(i,j)} \left\{ \frac{\lambda_{ij}}{\varphi_{ij}} \right\}, \qquad (3)$$

численно характеризующим максимум коэффициента использования трактов передачи.

Пусть r_{ij} – интенсивность входного потока (1/с), поступающего в сеть через узел i и предназначенного для узла j; γ_{ij} – сумма входного потока и потока, поступающего на узел i от смежных узлов соседей для узла j; маршрутная переменная ϕ_{jk}^{i} – часть потока γ_{ij}, который отправляет узел i по тракту (i,k). В процессе решения необходимо выполнять условие сохранения потока

$$\gamma_{ij} = r_{ij} + \sum_{k \in M^i} \gamma_{kj}\phi_{ji}^{k} \text{ при } \sum_{j \in M} \gamma_{ij}\phi_{jk}^{i} = \lambda_{ik}, \qquad (4)$$

где M^i – множество соседних узлов узлу i.

На маршрутные переменные накладываются следующие условия:

$$\phi^i_{jk} = \begin{cases} 0, & если \quad i = j; \\ \geq 0, & если \quad i \neq j, \end{cases} \quad и \quad \sum_{k \in M'} \phi^i_{jk} = 1. \tag{5}$$

Ввиду ограниченной пропускной способности трактов передачи имеет место следующее ограничение:

$$\varphi_{ij} > \lambda_{ij}. \tag{6}$$

Для решения сформулированной оптимизационной задачи, связанной с минимизацией целевой функции (1) при ограничениях (4), предложены метод Галлагера и метод Франка-Волфа [11, 16]. В рамках решения были сформулированы необходимые и достаточные условия для получения минимальной величины задержки в среднем по сети. Слагаемые $D_{i,j}(\lambda_{i,j})$ (2) являются функциями величины потока, протекающего по тракту передачи (i, j), и характеристик этого тракта (пропускной способности, задержки на обработку и распространение). При этом ключевую роль в формулировке и решении задачи играют частные производные целевой функции $\frac{\partial D_0}{\partial r_{i,j}}$ и $\frac{\partial D_0}{\partial \phi^k_{i,j}}$.

Однако, как показано в работах [12, 13], метод Галлагера обеспечивает невысокую скорость сходимости получаемых решений и может применяться для маршрутизации стационарного и квазистационарного трафика. В этих работах предложены подходы к улучшению вычислительных процедур метода, основанные на использовании вторых производных. Для устранения зависимости от глобальных констант состояния сети и требований к статичности передаваемого трафика в работе [12] предложен комбинированный подход к получению близких к оптимальным решений сформулированной задачи путем последовательного использования следующих трех процедур:

1. Распределенная процедура расчета кратчайшего множества беспетельных путей (кратчайших мультипутей), основанная на комбинаторных методах многопутевой маршрутизации, например MPDA (Multipath Partial Dissemination Algorithm) или MPATH (Multipath Routing Algorithm) [12, 13].

2. Процедура расчета оптимальных потоков в рамках модели Галлагера, основанная на ранее рассчитанном множестве мультипутей.

3. Процедура расчета задержек в трактах передачи сети для последующей работы первой процедуры, где они выступают в качестве метрических переменных.

Однако использование в рамках модели Галлагера в качестве критерия оптимальности средней по сети временной задержки пакетов (1) и (2), способствуя решению задачи балансировки нагрузки, не позволяет обеспечить управление сетевыми ресурсами, удовлетворяющего индивидуальным требованиям каждого конкретного трафика, что является ключевым моментом при QoS-маршрутизации. Возможность использования выражения для оценки межконцевых значений задержки, джиттера, показателей надежности связи [17, 18] появляется лишь при реализации статических стратегий маршрутизации или маршрутизации на основе заблаговременного предвычисления путей, что существенно сужает область применения подобного рода моделей.

Тензорная интерпретация модели многопутевой маршрутизации в ТКС

Для формализации искомых QoS-ограничений необходимо располагать достаточно общей моделью ТКС, способной математически корректно описать взаимозависимость, с одной стороны, структурных и функциональных параметров сети, а с другой, характеристик трафика и разнотипных показателей качества обслуживания. В рамках системного подхода приветствуется переход от скалярных моделей к их векторно-матричным аналогам, а от них к еще более информативным тензорным формам [19].

В работах [20, 21] получены условия обеспечения качества обслуживания по временным показателям QoS (средняя задержка и джиттер) как в условиях идеальной надежности сетевых элементов, так и при их отказах. Эти условия сформулированы в рамках математических моделей ТКС, приведенных к тензорному виду, и могут использоваться для решения широкого круга задач: от простейших расчетных задач анализа показателей QoS, до более сложных задач маршрутизации, управления трафиком и сетевыми ресурсами в целом. Ниже QoS-ограничения будут адаптированы под условия приведенной выше потоковой модели маршрутизации Галлагера.

В соответствии с методологией тензорного анализа сетей, предложенной Г. Кроном [22], исследуемая система, в данном случае ТКС, на структурном уровне представляется одномерным симплициальным комплексом – одномерной сетью $S=(U,V)$, состоящей из двух множеств: конечного множества $U=\{u_i, i=\overline{1,m}\}$ нульмерных симплексов – узлов сети, и конечного множества $V=\{v_i, i=\overline{1,n}\}$ одномерных симплексов – ветвей сети. Узлы сети моделируют коммутаторы, маршрутизаторы ТКС, а ветви – тракты передачи. По аналогии с теорией графов цикломатическое число связной сети $\mu(S)=n-m+1$ определяет количество независимых контуров сети, т.е. $\Pi=\{\pi_i, i=\overline{1,\rho}\}$, а по рангу сети $\rho(S)=m-1$ можно рассчитать число независимых узловых пар – $H=\{\eta_i, i=\overline{1,\mu}\}$, при $n=\rho(S)+\mu(S)$.

В рамках ортогонального представления тензорной модели ТКС структура сети определяет анизотропное пространство, образованное множеством ветвей или множеством независимых контуров и узловых пар сети, размерность которого численно равна количеству ветвей. Совокупность независимых путей в сети – замкнутых (контуров) и разомкнутых (узловых пар) образует системы координат [22], в связи с чем такие пути будут именоваться базисными или координатными. Преобразование структуры сети с сохранением численности ветвей или переход от одной совокупности независимых контуров и пар узлов к другой трактуется как преобразование системы координат (СК). Каждый путь ввиду своей независимости определяет в рамках введенного пространства координатную ось, а каждая структура – свою систему координат.

Модель Галлагера (1-5) по своему содержанию описывает ТКС как многопродуктовую многополюсную сеть (ММС), где множество продуктов – трафики в сети, а полюса – пары «отправитель–получатель». В работе [23] математическое описание ММС удалось осуществить мультитензором евклидового пространства, т.к. модель была ориентирована на формализацию процессов передачи одиночных пакетов и не учитывала потоковый характер трафика. Обобщая результаты работ [20, 21], в отличие от тензорного описания, приведенного в статье [23], телекоммуникационную сеть в виде ММС можно представить геометрическим объектом смешанного измерения

$$G=\Lambda^{(1)}\otimes\ldots\otimes\Lambda^{(z)}\otimes\ldots\otimes\Lambda^{(Z)}\otimes T^{(1)}\otimes\ldots\otimes T^{(z)}\otimes\ldots\otimes T^{(Z)}, \qquad (7)$$

в котором

$$\Lambda^{(z)}=\Lambda^{(z)}_{(1)}\otimes\Lambda^{(z)}_{(2)}\otimes\ldots\otimes\Lambda^{(z)}_{(k)}\otimes\ldots\otimes\Lambda^{(z)}_{(K_{(z)})} \quad \text{и} \quad T^{(z)}=T^{(z)}_{(1)}\otimes T^{(z)}_{(2)}\otimes\ldots\otimes T^{(z)}_{(k)}\otimes\ldots\otimes T^{(z)}_{(K_{(z)})}$$

– мультитензоры интенсивностей трафиков ($k=\overline{1,K_{(z)}}$) и временных задержек пакетов, передаваемых между z-й парой узлов сети в координатных путях сети; $\otimes$ – символ тензорного умножения; $K_{(z)}$ – общее количество трафиков, образующих информационный поток между z-й парой узлов сети.

Особенностью геометрического объекта (7) является то, что каждый входящий в него тензор представляется в своем $n^{(z)}_{(k)}$-мерном подпространстве, которое соответствует $\binom{(z)}{(k)}$-сети.

В свою очередь, $\binom{z}{(k)}$-сеть образуют ветви, задействованные для обслуживания k-го трафика, пакеты которого передаются между z-й парой узлов сети [23]. В каждом из введенных подпространств $\Lambda^{(z)}_{(k)}$ – контравариантный, а $T^{(z)}_{(k)}$ – ковариантный тензоры, координаты которых связаны между собой соотношением

$$\Lambda^{(z)}_{(k)} = E^{(z)}_{(k)} T^{(z)}_{(k)}, \tag{8}$$

где $E^{(z)}_{(k)}$ – дважды ковариантный (метрический) тензор.

В СК ветвей сети тензорное выражение (8) принимает векторно-матричный вид

$$\Lambda^{(z)}_{(k)v} = E^{(z)}_{(k)v} T^{(z)}_{(k)v}, \tag{9}$$

в котором координаты вектора $T^{(z)}_{(k)v}$ определяют средние временные задержки пакетов в каждой из $n^{(z)}_{(k)}$ ветвей сети; координаты вектора $\Lambda^{(z)}_{(k)v}$ характеризуют интенсивность k-го трафика, пакеты которого передаются между z-й парой узлов сети. Метрика подпространств, определяемая координатами метрического тензора $E^{(z)}_{(k)}$, полностью определяется моделью обслуживания пакетов в том или ином тракте (ветви) сети. Без потери общности получаемых результатов в качестве подобных моделей можно принять модель обслуживания $M/M/1$ [15]. В рамках этой модели средняя задержка передаваемых пакетов в i-й ветви сети рассчитывается в соответствии с выражением

$$\tau^{v}_{i} = \frac{1}{\varphi_i - \lambda^{0}_{i}} \quad (i = \overline{1,n}), \tag{10}$$

где λ^{0}_{i} – суммарный поток в рассматриваемой ветви.

Систему уравнений (10) удобно представить в следующем виде:

$$\tau^{v}_{i} = \frac{1}{\lambda^{(z)i}_{(k)v}(\varphi_i - \lambda^{0}_{i})} \lambda^{(z)i}_{(k)v} \text{ при } \lambda^{0}_{i} = \sum_{z}\sum_{k} \lambda^{(z)i}_{(k)v} \quad (i = \overline{1,n}), \tag{11}$$

где $\lambda^{(z)i}_{(k)v}$ – интенсивность k-го трафика (1/с) в i-й ветви сети, пакеты которого передаются между z-й парой узлов.

В уравнении (11) в левой части записана средняя задержка пакетов всех трафиков в i-й ветви сети, т.к. модель Галлагера в явном виде не подразумевает ни приоритетной обработки пакетов различных трафиков, ни возможности резервирования сетевых ресурсов. Тогда в соответствии с выражением (11) координаты метрического тензора в системе координат отдельных ветвей сети, представленные элементами диагональной матрицы $E^{(z)}_{(k)v} = \left\| e^{(z)v}_{(k)i,j} \right\|$, имеют вид

$$e^{(z)v}_{(k)i,i} = \lambda^{(z)i}_{(k)v}(\varphi_i - \lambda^{0}_{i}). \tag{12}$$

Зависимость в явном виде компонент метрического тензора от координат контравариантного тензора определяет неевклидовость введенных выше пространств.

В рамках предложенного описания ТКС, не останавливаясь на процедурных аспектах вывода [20], получены следующие условия гарантированного качества обслуживания, выступающие *в качестве дополнительных ограничений в ходе решения выше сформулированной* оптимизационной задачи QoS-маршрутизации:

$$\tau^{(z)}_{(k)mpб} \geq \left(\langle 4,1\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta} - \left[\langle 4,2\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta} \right] \left[\langle 4,4\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta} \right]^{-1} \left[\langle 4,3\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta} \right] \right)^{-1} \lambda^{(z)\text{трб}}_{(k)} \qquad (13)$$

при $E^{(z)}_{(k)\pi\eta} = A^{t}_{(z)} E^{(z)}_{(k)v} A_{(z)}$,

$$\begin{Vmatrix} \langle 1\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta} & \langle 2\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta} \\ \langle 3\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta} & \langle 4\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta} \end{Vmatrix} = E^{(z)}_{(k)\pi\eta}, \quad \begin{Vmatrix} \langle 4,1\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta} & \langle 4,2\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta} \\ + & + \\ \langle 4,3\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta} & \langle 4,4\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta} \end{Vmatrix} = \langle 4\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta}, \qquad (14)$$

где $\lambda^{(z)mpб}_{(k)}$ и $\tau^{(z)}_{(k)mpб}$ – требуемые значения соответственно интенсивности и средней задержки пакетов k-го трафика, передаваемых между z-й парой узлов сети; $A_{(z)}$ – матрица ковариантного преобразования при переходе от СК отдельных ветвей к СК независимых контуров и узловых пар; $[\cdot]^t$ – символ транспонирования.

Матрицы $E^{(z)}_{(k)\pi\eta}$ и $\langle 4\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta}$ в процессе расчета представляются в компаунд-тензорном (декомпозиционном) виде (14) согласно содержанию таблицы:

Компонент	$\langle 1\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta}$	$\langle 2\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta}$	$\langle 3\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta}$	$\langle 4\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta}$
Размерность	$\mu^{(z)}_{(k)} \times \mu^{(z)}_{(k)}$	$\mu^{(z)}_{(k)} \times \rho^{(z)}_{(k)}$	$\rho^{(z)}_{(k)} \times \mu^{(z)}_{(k)}$	$\rho^{(z)}_{(k)} \times \rho^{(z)}_{(k)}$
Компонент	$\langle 4,1\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta}$	$\langle 4,2\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta}$	$\langle 4,3\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta}$	$\langle 4,4\rangle E^{(z)}_{(k)\pi\eta}$
Размерность	1	$1 \times \left\langle \rho^{(z)}_{(k)} - 1 \right\rangle$	$\left\langle \rho^{(z)}_{(k)} - 1 \right\rangle \times 1$	$\left\langle \rho^{(z)}_{(k)} - 1 \right\rangle \times \left\langle \rho^{(z)}_{(k)} - 1 \right\rangle$

Выводы

В статье предложено развитие потоковой модели многопутевой маршрутизации Галлагера путем введения дополнительных условий гарантированного качества обслуживания. Эти условия выступали в роли QoS-ограничений для оптимизационной задачи, положенной в основу потоковой модели маршрутизации. В свою очередь, QoS-ограничения удалось сформулировать в аналитическом виде лишь за счет тензорной интерпретации математической модели телекоммуникационной сети. Благодаря заложенным в модели свойствам, она обеспечивает расчет множества бесконтурных мультипутей с контролем качества, в частности, по показателю средней задержки пакетов одновременно для нескольких трафиков пользователей, что полностью удовлетворяет требованиям концепции Multipath QoS-Based Routing.

Сформулированные QoS-ограничения жестко не привязаны к рассмотренной модели обслуживания пакетов в произвольном тракте передачи ТКС. В случае использования других моделей обслуживания, описывающих динамику состояния отдельных трактов передачи, общая форма полученных QoS-ограничений остается прежней. Изменяется лишь содержание ряда матриц, определяющих метрику вводимых пространств. Стоит отметить, что в рамках тензорного подхода основным требованием к моделям сетевых элементов является возможность представления уравнений динамики состояния их элементов в аналитическом виде. Полученные результаты могут быть обобщены на случай аддитивных показателей QoS, например джиттера, который, в ряде случаев, рассматривается как среднеквадратическое отклонение средней задержки.

Модель ориентирована на использование в современных мультисервисных сетях пакетной коммутации. Но ограниченность модели Галлагера состоит в том, что она в явном виде не учи-

тывает приоритетность обслуживаемых трафиков, связанной с различными требованиями к качеству обслуживания. Кроме того, обеспечить заданное качество обслуживания невозможно лишь за счет решения маршрутных задач, связанных с расчетом маршрутных переменных.

В ходе дальнейшего развития рассмотренной модели необходимо предусмотреть возможность оптимального распределения не только информационных потоков, но и доступных сетевых ресурсов – пропускной способности ТП и буферной емкости узлов ТКС.

Список литературы: 1. *Вегеша Ш.* Качество обслуживания в сетях IP: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 386 с. 2. *Засецкий А.В., Иванов А.Б., Постников С.Д., Соколов И.В.* Контроль качества в телекоммуникациях и связи. Обслуживание, качество услуг, бизнес-управление. М.: Syrus Systems, 2003. 440 с. 3. *Lee G. M.* A survey of multipath routing for traffic engineering // Proc. of LNCS 3391. Springer-Verlag, 2005. Vol. 4. P. 635-661. 4. *Tahilramani K. H., Weiss A., Kanwar S., Kalya-Naraman S., Gandhi. A.* BANANAS: An evolutionary framework for explicit and multipath routing in the internet // Proc. ACM SIGCOMM Workshop on Future Directions in Network Architecture. Karlsruhe. 2003. P. 277-288. 5. *Руденко И.* Маршрутизаторы CISCO для IP-сетей. М.: КУДИС-ОБРАЗ, 2003. 656 с. 6. *Остерлох Х.* Маршрутизация в IP-сетях. Принципы, протоколы, настройка. С.Пб.: BHV-С.Пб., 2002. 512 с. 7. *Денисова Т.Б., Лихтциндер Б.Я., Назаров А.Н., Симонов М.В., Фомичев С.М.* Мультисервисные ATM сети. М.: Эко Трендз, 2005. 320 с. 8. *Гольдштейн А.Б., Гольдштейн Б.С.* Технология и протоколы MPLS. М.: Эко-Трендз, 2005. 304 с. 9. *Siachalou S., Georgiadis L.* Efficient QoS routing // Proc. IEEE INFOCOM 2003. San Francisco, 2003. Vol. 2(3). P. 372-381. 10. *Wang Y., Wang Z.* Explicit routing algorithms for Internet Traffic Engineering // Proc. of 8th International Conference on Computer Communications and Networks. Paris, 1999. P. 582-588. 11.*GallagerR. G.* A minimum delay routing algorithm using distributed computation // IEEE Trans. on communications. 1975. Vol. 25, №1. P.73-85. 12. *Vutukury S., Garcia-Luna-Aceves J.J.* A Simple Approximation to Minimum Delay Routing // Proc. ACM SIGCOMM. Cambridge, 1999. P.39-50. 13. *Vutukury S., Garcia-Luna-Aceves J.J.* A traffic engineering approach based on minimum-delay routing // Proc. of IEEE IC3N. Las Vegas, 2000. P. 42-47. 14. *Younis O. Fahmy S.* Constraint-based routing in the internet: basic principles and recent research // IEEE Communication Society Surveys & Tutorials. 2003. Vol.5, №3. P. 42-56. 15. *Клейнрок Л.* Вычислительные системы с очередями. М.: Мир, 1979. 600 с. 16. *Бертсекас Д., Галлагер Р.* Сети передачи данных. М.:Мир,1989. 544 с. 17. *Евсеева О.Ю., Лемешко А.В., Кравчук А.А.* Потоковая модель процессов маршрутизации с гарантированным качеством обслуживания // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 32-37. 18. *Лемешко А.В., Евсеева О.Ю., Беленков А.Г.* Обеспечение гарантированного качества связи при решении задач сетевого уровня ЭМВОС // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2003. Вып. 6 (6). С. 30-33. 19. *Мавродиев А.М.* Системология. Методы и приложения к исследованию военных систем связи. СПб.: Военная академия связи, 1992. 120 с. 20. *Лемешко А.В.* Тензорная модель многопутевой маршрутизации агрегированных потоков с резервированием сетевых ресурсов, представленная в пространстве с кривизной // Праці УНДІРТ. 2004. Вип. №4 (40). С. 12-18. 21. *Лемешко А.В.* Вероятностно-временная модель QoS маршрутизации с предвычислением путей в условиях неидеальной надежности элементов телекомму-никационной сети // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С. 11-20. 22. *Крон Г.* Тензорный анализ сетей: Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1978. 719 с. 23. *Лемешко А.В.* Мультитензорная интерпретация решения маршрутных задач в телекоммуникационных сетях, представленных мнопродуктовыми многополюсными моделями евклидового пространства // Радиоэлектронные и компьютерные системы. 2003. Вып. 3. С. 115-126.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
Харьковский университет Воздушных Сил

Поступила в редколлегию 08.01.2006

УДК 530.1:537.86 + 681.51

Н. С. ПАСТУШЕНКО, канд. техн. наук, А. Н. ПАСТУШЕНКО

К ОЦЕНКЕ ФРАКТАЛЬНОЙ РАЗМЕРНОСТИ ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ

Постановка проблемы в общем виде. В настоящее время целый ряд информационных систем используется для решения задач обработки информации в виде временных рядов. При этом возникает задача анализа характеристик временных рядов и во многих случаях определяют момент изменения их свойств. В статье рассматриваются особенности применения фрактальных методов для анализа временных рядов.

Анализ последних достижений и публикаций. Разнообразные данные в экономике, технике, естественных науках поступают в виде временных рядов, в которых наблюдения, как правило, зависимы и характер этой зависимости представляет значительный интерес.

Проблема анализа характеристик временных рядов, а также выявления изменений их свойств, возникла в конце 50-х годов прошлого столетия. К настоящему времени эта проблема превратилась в интенсивно развивающееся направление математической статистики, которое находит широкое применение в ряде важных областей, таких как: связь, радиолокация, сейсмология, медицинская и техническая диагностика и т.д. 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. Бассвиль и А. Банвениста [5] и др.

Существующие методы анализа временных рядов, которые широко используются на практике, можно разбить на два больших класса: параметрические и непараметрические. К непараметрическим методам, в первую очередь, относят спектральный анализ. Главным недостатком непараметрических методов является то, что анализируемые наблюдения используются менее эффективно – оценивается малое число параметров. Параметрические методы позволяют оценить большее число параметров. Но эти методы дают возможность анализировать более узкий класс процессов и требуют наличия значительной априорной информации.

В связи с этим возникает актуальная и важная научно-техническая задача оценки характеристик и момента изменения свойств временных рядов в темпе их регистрации (в реальном масштабе времени).

Постановка задачи и изложение материалов исследований. В настоящее время идет активный поиск новых методов анализа временных рядов и к ним можно отнести фрактальную концепцию, которая в последнее десятилетие заняла прочное место во многих областях естествознания [6]. Математическое определение фрактала: «Фрактал – это функциональное отображение или множество, получаемое бесконечным рекурсивным процессом и имеющее следующие свойства:

1) самоподобие или масштабную инвариантность (бесконечный скейлинг), т.е. фракталы на малых масштабах выглядят в среднем так же, как и на больших;

2) их размерность (называемую размерностью Хаусдорфа), дробную и строго больше топологической размерности;

3) недифференцируемость и оперирование дробными производными и интегралами».

Физическое определение фрактала следующее: «Фракталы – это геометрические объекты (линии, поверхности, тела), имеющие сильно изрезанную структуру и обладающие свойством самоподобия в ограниченном масштабе» [7].

Известно [7], что фрактальные дробные размерности D характеризуют не только топологию объектов, но и отражают процессы эволюции динамических систем и связаны с их свойствами. Оценки этих размерностей могут быть отнесены к непараметрическим методам анализа характеристик временных рядов и, в общем случае, дополняют известные методы.

Дробную размерность можно определить несколькими способами, например, вычислив следующий предел [8]

$$D = -\lim \frac{\log N(\varepsilon)}{\log \varepsilon}, \qquad (1)$$

который существует при $\varepsilon \to 0$. При этом $N(\varepsilon)$ – количество элементов с размерами ε, а ε – некоторый мерный элемент, смысл которого поясним ниже.

Если предел существует, то выражение (1) определяет размерность подобия или Минского. Опуская некоторые технические детали, приведем выражение для оценки дробной размерности, которое следует из (1)

$$D = -\frac{\log N(\varepsilon)}{\log \varepsilon}. \qquad (2)$$

Следует отметить, что для самоподобных фракталов размерность Хаусдорфа равна размерности подобия.

Фракталы применяются для обнаружения малоконтрастных объектов и распознавания их контуров в результате обработки пространственных изображений [7]. В этом случае величина ε составляет десятые доли от размеров обрабатываемого изображения и является стороной куба. Этими кубами заполняется анализируемое изображение и подсчитывается их число $N(\varepsilon)$. Поскольку в этом случае величина ε равна нескольким пикселам анализируемого изображения, то для выполнения предела (1) приходиться значительно увеличивать величину $N(\varepsilon)$ до нескольких десятков тысяч. Для повышения точности расчета D с использованием соотношения (2) рекомендуют также выполнять масштабирование изображения и повторять расчет дробной размерности. Результирующая оценка D равна оценке среднего. Среди недостатков указанного метода расчета D, отмечают большие вычислительные затраты, которые при обработке изображений можно преодолеть за счет использования спецпроцессоров.

Рассмотрим особенности расчета фрактальной размерности временных рядов с целью определения их характеристик и выявления момента изменения их свойств. В этом случае анализируемый временной ряд необходимо заполнить отрезками, длина которых равна ε, либо квадратами со стороной равной ε, либо окружностями с радиусом ε.

Во многих приложениях оценка D должна осуществляться в масштабе реального времени, как правило, в «скользящем окне», т.е. величина $N(\varepsilon)$ не может быть большой. Кроме этого, возникают серьезные проблемы с определением величины ε. Последнее обусловлено тем, что временной интервал анализа является большим (во многих приложениях время анализа стремиться к бесконечности) и определить долю от этого интервала невозможно. К недостаткам можно отнести и следующее. При физических измерениях дробной размерности приходиться иметь дело с бесконечно малыми, которые на практике использовать невозможно, поскольку анализируемые временные ряды обладают минимальными характерными размерами. Поэтому на практике предельный переход в формуле (1) заменяют измерением углового коэффициента, или наклона графика $lnN(\varepsilon)$ как функции от $ln\varepsilon$.

В то же время, анализ соотношения (2) и графика функции $lnN(\varepsilon)$ дает основание сделать следующие выводы:

– для известной дробной размерности D существует некоторое множество мер ε и не обязательно стремящихся к нулю, для которых будет выполняться (2);

– из теории математической статистики известно [9], что для получения точной и надежной оценки необязателен большой объем выборки (в рассматриваемом случае ее характеризует величина $N(\varepsilon)$), а ее можно ограничить значениями нескольких десятков.

Кроме этого, в ряде важных практических приложениях участок изменения свойств (разладки) характеристик временных рядов является небольшим и величина $N(\varepsilon)$ принципиально не будет принимать большие значения.

По мнению авторов, главная задача при оценке дробной размерности – это правильно определить отрезок с мерой ε и иметь качественный алгоритм покрытия (подсчета числа $N(\varepsilon)$) анализируемого ряда на заданном временном интервале.

Для выбора величины ε и временного интервала, на котором будет проводиться оценка дробной размерности целесообразно также воспользоваться теоремами, которые доказаны в [8]:

– для гладких функций размерность Минского равна единице;

– размерность Минского реализаций броуновского движения равна полтора.

Использование результатов указанных теорем дает возможность провести тестирование характеристик алгоритмов оценки дробной размерности (определить необходимый временной интервал, на котором будет производиться оценка, величину меры ε и др.).

В процессе модельного эксперимента установлено, что расчет дробной размерности можно проводить по следующему алгоритму:

– анализируемый временной ряд отображается на мониторе с достаточным разрешением по частоте и амплитуде;

– подсчитывается количество пиксел, которые заняты графиком анализируемого ряда, и использовать их число в качестве $N(\varepsilon)$;

– для $\varepsilon=0.003$, которая установлена в результате тестирования, по соотношению (2) рассчитывается дробная размерность.

Вместо масштабирования, которое используется для повышения точности определения размерности анализируемых изображений, повысить точность расчета D временных рядов можно за счет использования нескольких близких мер ε_i. Для этого целесообразно воспользоваться известным уравнением [8]

$$lnN(\varepsilon_i) = lnc - Dln\varepsilon_i$$

и по методу наименьших квадратов уточнить значение дробной размерности с использованием соотношения

$$D = (n\sum \eta_i v_i - \sum \eta_i \sum v_i)/(n\sum \eta_i^2 - \sum \eta_i \sum \eta_i), \qquad (3)$$

где $\eta_i = ln\varepsilon_i$; $v_i = lnN(\varepsilon_i)$; n – число используемых мер ε_i; lnc – некоторая константа, обычно не представляющая интереса. При этом суммирование в соотношении (3) по i осуществляется от 1 до n.

Выводы и направления дальнейших исследований. 1. В процессе модельного эксперимента определена величина меры ε для расчета дробной размерности Минского, что дает возможность повысить точность оценки последней. 2. Изложенный подход позволяет примерно на два порядка снизить вычислительные затраты и реализовать оценку фрактальной размерности в темпе регистрации временного ряда. 3. В дальнейших исследованиях необходимо получить процедуры эффективного вычисления $N(\varepsilon)$ и разработать алгоритмы для определения момента изменения свойств временных рядов.

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 и А. Банвениста. М.: Мир,1989. 278 с. 6. *Мандельброт Б.* Фрактальная геометрия природы. М.: Институт компьютерных исследований, 2002. 656 с. 7. *Потапов А.А.* Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. М.: Университетская книга, 2005. 850 с. 8. *Кроновер Р.М.* Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. М.: Постмаркет, 2000. 353 с. 9. *Гмурман В.Е.* Теория вероятностей и математическая статистика. Учеб. пособие для студентов вузов. М.: Высш. шк., 1999. 480 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.01.2006

УДК 621.39

Т. И. ГРИГОРЬЕВА, канд. техн. наук

ТЕНЗОРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ НА СИМПЛЕКСАХ

При построении математических моделей телекоммуникационных сетей, как правило, сеть представляют в виде графа [1]. Для изучения структурных свойств сети наиболее часто применяют матрицы инциденций, смежности и связности [2]. Однако, несмотря на удобство теоретико-графовых методов, особенно для зрительного восприятия, их использование наталкивается на трудности теоретического и аналитического характера, особенно если учитывается структура самих компонент связи. Так, при попытке описать многомерную структуру системы планарным графом многое из геометрической структуры системы будет скрыто или вообще утеряно. Более продуктивным в этой ситуации является подход, основанный на топологических идеях [3]. А также ввиду того, что тензор является обобщением матрицы, и, в отличие от матрицы обладает свойством инвариантности, то для анализа и синтеза телекоммуникационных сетей целесообразно перейти к тензорным методам [4], которые позволяют при переходе к новым системам координат, при конфигурировании сети сохранять инвариантными те или иные свойства или параметры сетей.

Цель статьи – показать возможность использования теории симплексов и аппарата тензорного анализа для исследования телекоммуникационных сетей.

Представим каждый узел системы в виде некоторого многомерного объекта, размерность которого определяется числом исходящих (или входящих) связей. Получим геометрический объект, который в комбинаторной топологии называется симплексом [3]. Поскольку сеть связи содержит несколько узлов, то, сопоставляя каждому узлу симплекс, получим представление сети в виде многомерного геометрического объекта – набора симплексов, называемого симплициальным комплексом. Такое представление множества исходящих (или входящих) связей позволяет изучать их глобальную структуру с помощью методов комбинаторной топологии [3].

Рассмотрим систему связи с n коммутациями, структура которой описывается некоторым ориентированным графом с k вершинами – узлами. Зададим некоторую систему координат $x = (x^1, x^2, ..., x^n)$, принимая ветви сети за координатные оси. Построим математическую модель данной телекоммуникационной сети следующим образом. Представим сеть в виде симплициального комплекса, а затем рассмотрим и исследуем каждый симплекс в отдельности, задав на симплексах другую систему координат $y = (y^1, y^2, ..., y^m)$. Переход от рассмотрения графа сети к рассмотрению симплексов можно интерпретировать как переход от системы координат (x^i) к системе координат (y^j). Используя тензорные методы, возникает возможность проводить анализ функций перехода от системы координат (x^i) к системе координат (y^j), и таким образом исследовать структурные свойства сети.

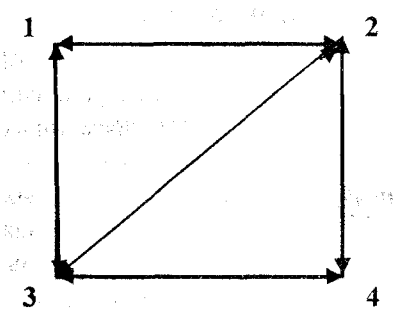


Рис. 1

Рассмотрим реализацию представленной математической модели на следующем примере. Пусть структура некоторой телекоммуникационной сети описывается следующим графом (рис. 1)

Зададим систему координат (x^i) следующим образом (рис. 2):

Представим данную сеть в виде симплициального комплекса (рис. 3)

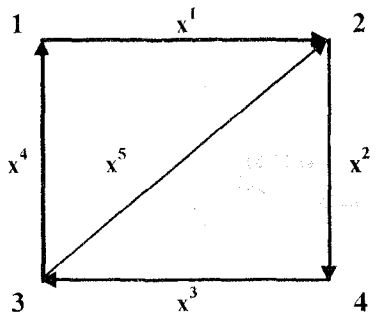


Рис. 2

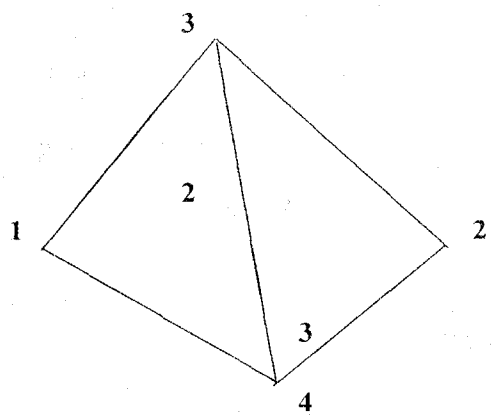


Рис. 3

Рассмотрим отдельно симплексы (рис. 4)

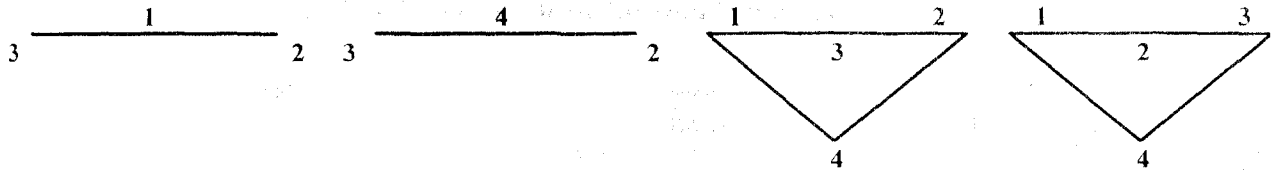


Рис. 4

Зададим систему координат (y^j) на симплексах следующим образом (рис. 5):

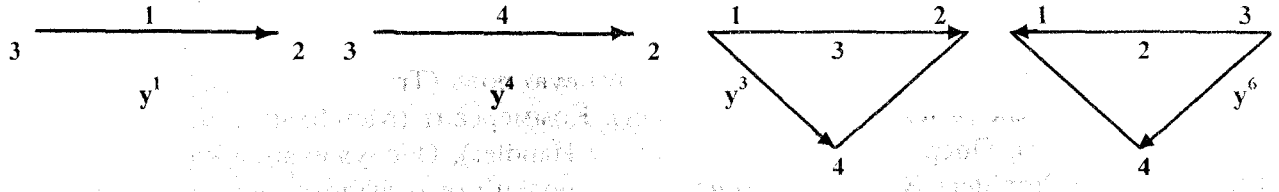


Рис. 5

Выпишем функции перехода от системы координат (x^i) к системе координат (y^j)

$$y^1 = x^5,\ y^2 = x^1,\ y^3 = x^1 + x^2,\ y^4 = x^1 + x^4,\ y^5 = x^4,\ y^6 = -x^3.$$

Таким образом, представление сети в виде симплициального комплекса позволяет изучать глобальную структуру сети. Переход от рассмотрения графа сети к рассмотрению симплексов можно интерпретировать как переход от одной системы координат к другой. Показана возможность использования теории симплексов в сочетании с аппаратом тензорного анализа для эффективного исследования системы связи. Данный симплициальный метод, являясь альтернативным существующим, которые основаны на матрицах инциденций, смежности и связности, свободен от их недостатков, таких, как зависимость структуры модели от порядка нумерации, неоднозначности в обратных преобразованиях и др. В то же время использование алгебры симплексов открывает возможность применения нового математического аппарата, преимущества которого следует еще исследовать.

Список литературы: 1. *Спектры* графов. Теория и применение / Цветкович Д., Дуб М., Захс Х. Киев: Наук. думка, 1984. 384 с. 2. *Олійник В.Ф.* Основи теорії систем зв'язку. К.: Техніка, 2000. 154 с. 3. *Понтрягин Л.С.* Основы комбинаторной топологии. М.: Наука, 1986. 118 с. 4. *Рашевский П. К.* Риманова геометрия и тензорный анализ. М.: Наука, 1967. 664 с.

Одесская национальная академия связи им. О. С. Попова *Поступила в редколлегию 24.01.2006*

УДК 519.74, 681.51

Д. А. ЗАЙЦЕВ, канд. техн. наук, Е. Я. ЧОРНОГАЛА

СИНТЕЗ МОДЕЛИ ПЕТРИ И ВЕРИФИКАЦИЯ ПРОТОКОЛА ЭЛЕКТРОННОЙ КОММЕРЦИИ IOTP

Протокол электронной коммерции IOTP является наиболее сложным из более чем четы рёх сотен протоколов, разработанных IETF. Его стандартная спецификация [1] занимает око ло трёхсот страниц и дополняется вспомогательными документами. Важность протокола дл современного мира обуславливается неуклонным ростом объемов продаж, осуществляемых его помощью [2]. Таким образом, верификация протокола IOTP представляет собой актуаль ную научную задачу.

Моделирование протокола IOTP раскрашенными сетями Петри [3] не позволяет приме нить формальные методы за исключением простой генерации пространства состояний дл его верификации. Использование классических сетей Петри было затруднено ввиду большо размерности модели и практической неосуществимости инвариантного анализа [4]. Приме нение композиционных методов вычисления инвариантов [5,6] обеспечивает верификацик протокола IOTP за приемлемое время.

Цель настоящей работы – синтез модели Петри основной транзакции протокола IOT Приобретение с использованием промежуточного языка взаимодействующих последова тельных процессов (ВПП) [7], на основе методологии, ранее представленной в [8], а такж верификация протокола композиционными методами [5,6].

Обзор протокола IOTP. Протокол предусматривает [1] обмен IOTP-сообщениями меж ду субъектами, играющими определённую торговую роль (Trade Role). Предусмотрено пять основных торговых ролей: Клиент (Customer), Коммерсант (Merchant), Оператор платежей (Payment Handler), Оператор доставки (Delivery Handler), Обслуживание клиента (Merchan Customer Care Provider). Заметим, что несколько ролей могут выполняться одним субъектом одновременно.

Торговые обмены (Trading Exchanges) представляют собой конструктивы для формиро вания транзакций. Предусмотрено четыре торговых обмена: Предложение (Offer), Оплата (Payment), Доставка (Delivery), Аутентификация (Authentication). Для каждой торговой роли спецификация содержит схему взаимодействия ролей и подробные описания используемых элементов.

Транзакция представляет собой завершённое целенаправленное действие. Предусмотре ны следующие транзакции: Приобретение (Purchase), Возмещение (Refund), Обмен Значений Value Exchange), Аутентификация (Authentication), Возврат (Withdrawal), Депозит (Deposit), Справка (Inquiry). Основной транзакцией электронной коммерции является Приобретение.

Существенной для понимания протокола является структура IOTP-сообщения, которое представляет собой многоуровневый XML документ (рис. 1).

Сообщение представляет собой последовательность торговых блоков (Trading Block), предварённую обязательными блоками Описания транзакции (Trans Ref Block) и Блоком подписи (Signature Block). Набор торговых блоков определяется типом торгового обмена; всего предусмотрено 18 типов торговых блоков. Блоки в свою очередь состоят из Торговых компонентов (Trading Component); спецификация определяет 21 торговых компонентов. Каждый торговый компонент собирается из определённых XML элементов с указанием их атрибутов.

Перечислим торговые компоненты, используемые в транзакции Приобретение:

- Статус (Status): содержит информацию об успешном завершении либо ошибках торговых процессов;
- Организация (Organization): содержит информацию об организациях и лицах;
- Заказ (Order): описывает заказ, содержит код заказа (ссылку на базу данных);

Список способов платежа (Brand List): принимаемые способы платежа, сумма, протоколы платежа, ссылки на Оператора платежа;
Выбор способа платежа (Brand Selection): содержит описание выбранного способа платежа, протокола платежа и Оператора платежа;
Платёж (Payment): содержит информацию о том, как осуществить платёж, временные штампы и ссылку на список допустимых способов платежа;
Схема платежа (Payment Scheme): содержит информацию для выбранного протокола платежа (например, SET) с указанием конкретных данных;
Квитанция платежа (Payment Receipt): содержит запись о фактически оплаченной (и полученной) сумме;
Пояснения платежа (Payment Note): дополнительная информация, описывающая выполненный платёж;
Доставка (Delivery): содержит информацию, описывающую, куда и как следует доставить *товары и сервисы (почтой, курьером, через Интернет)*;
Пояснения доставки (Delivery Note): информация, необходимая для получения товаров и сервисов при фактической доставке.

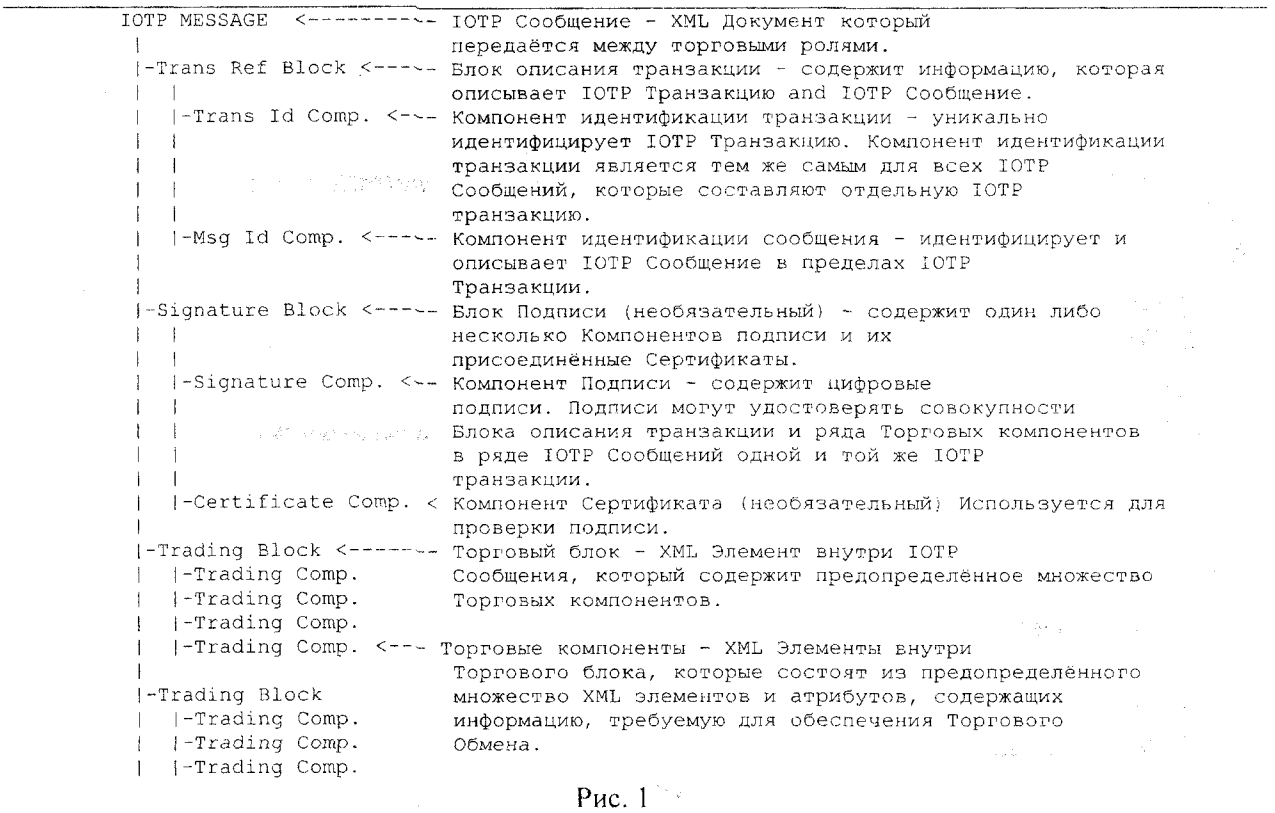


Рис. 1

Принципы построения модели. Модель протокола может быть построена с различным ровнем детализации. Абстрактная модель представляет фишкой целое IOTP-сообщение. Наиболее детализированная модель обеспечивает различимое представление XML элементов и их атрибутов. В настоящей работе принят компромисс между размером модели и её адекватностью объекту: различимо представлены Торговые компоненты протокола, задействованные в транзакции Приобретение. Кроме того, не рассматриваются необязательные компоненты и компоненты, связанные с безопасностью протокола.

В соответствии с методологией синтеза модели Петри [8] построим ВПП Торговых обменов, входящих в транзакцию Приобретение по схемам обменов стандартной спецификации протокола [1]. Затем построим *ВПП* транзакции *Приобретение*. Завершает построение модели синтез сети Петри по ВПП Транзакции Приобретение.

ВПП торговых обменов и транзакции. Следующие ВПП построены непосредствен по стандартным схемам Торговых Обменов, представленных на страницах 18-26 в [Заметим, что вложенные скобки в ВПП опущены в предположении правой ассоциативнос операции следования $\rightarrow$ таким образом, что $A \rightarrow B \rightarrow C = (A \rightarrow (B \rightarrow C))$.

Предложение:

$ConsumerOffer = MakeChoice \rightarrow PutOffer\,\mathrm{Re}\,quest \rightarrow GetOffer\,\mathrm{Re}\,sponse \rightarrow CheckOffer$.

$MercantOffer = GetOffer\,\mathrm{Re}\,quest \rightarrow Check\,\mathrm{Re}\,quest \rightarrow PutOffer\,\mathrm{Re}\,sponse$.

$Offer = MerchantOffer \,||\, ConsumerOffer$.

$Offer\,\mathrm{Re}\,sponce = Status \,||\, Organization \,||\, Order \,||\, Payment \,||\, Delivery$.

Оплата:

$ConsumerPayment = TradeDecision \rightarrow PutPaidFor \rightarrow GetBrandList \rightarrow SelectBrand \rightarrow PutBrandSelection \rightarrow GetPaymentAmount \rightarrow CheckPaymentAmount \rightarrow PutPayment\,\mathrm{Re}\,quest \rightarrow PaymentExchange \rightarrow Payment\,\mathrm{Re}\,sponse \rightarrow CheckPayment\,\mathrm{Re}\,seipt$

$MerchantPayment = GetPaidFor \rightarrow BrandDecision \rightarrow PutBrandList \rightarrow GetBrandSelection \rightarrow CheckBrandSelection \rightarrow PutPaymentAmount$

$PaymentHandlerPayment = GetPayment\,\mathrm{Re}\,quest \rightarrow CheckPayment\,\mathrm{Re}\,quest \rightarrow PaymentExchange \rightarrow PaymentPesponse$

$Payment = ConsumerPayment \,||\, MerchantPayment \,||\, PaymentHandlerPayment$

$PaymentAmount = Payment \,||\, Organization$

$Payment\,\mathrm{Re}\,quest = Status \,||\, Payment \,||\, Organization \,||\, PaySchemeData$

$PaymentExchange = PaySchemeData$

$Payment\,\mathrm{Re}\,sponse = Status \,||\, Pay\,\mathrm{Re}\,ceipt \,||\, PaymentNote$

Доставка:

OptionButton1

$ConsumerDelivery = WhatDeliverDecision \rightarrow PutWhatDeliver \rightarrow GetHowDeliver \rightarrow CheckDeliveryInfo \rightarrow PutDelivery\,\mathrm{Re}\,quest \rightarrow GetDelivery\,\mathrm{Re}\,sponse \rightarrow CheckDeliveryNote$

$MerchantDelivery = GetWhatDeliver \rightarrow CheckWhatDeliver \rightarrow PutHowDeliver$

$DeliveryHandlerDelivery = GetDelivery\,\mathrm{Re}\,quest \rightarrow CheckDelivery\,\mathrm{Re}\,quest \rightarrow PutDelivery\,\mathrm{Re}\,sponse$

$Delivery = ConsumerDelivery \,||\, MerchantDelivery \,||\, DeliveryHandlerDelivery$

$HowDeliver = Delivery \,||\, Organization \,||\, Order$

$Delivery\,\mathrm{Re}\,quest = Status \,||\, Delivery \,||\, Organization \,||\, Order$

$Delivery\,\mathrm{Re}\,sponse = Status \,||\, DeliveryNote$

Приобретение:

$TransPerchase = Offer \rightarrow Payment \rightarrow Deliver \rightarrow TransPurchase$.

$MerchantDelivery = GetWhatDeliver \rightarrow CheckWhatDeliver \rightarrow PutHowDeliver$

$DeliveryHandlerDelivery = GetDelivery\,\mathrm{Re}\,quest \rightarrow CheckDelivery\,\mathrm{Re}\,quest \rightarrow PutDelivery\,\mathrm{Re}\,sponse$

$Delivery = ConsumerDelivery \,||\, MerchantDelivery \,||\, DeliveryHandlerDelivery$

$HowDeliver = Delivery \,||\, Organization \,||\, Order$

$Delivery\,\mathrm{Re}\,quest = Status \,||\, Delivery \,||\, Organization \,||\, Order$

$Delivery\,\mathrm{Re}\,sponse = Status \,||\, DeliveryNote$

Приобретение

$TransPerchase = Offer \rightarrow Payment \rightarrow Deliver \rightarrow TransPurchase$.

Имена переменных в формулах выбраны в соответствии с ранее описанными названиями торговых обменов, торговых ролей и компонентов. Далее приведен тезаурус имен дополнительных переменных:

- Request/Response: запрос/ответ;
- Put/Get/Check: послать/получить/проверить:
- MakeChoice: сделать выбор предложения с помощью HTTP;
- TradeDecision: принять решение о приобретаемых товарах/услугах;
- PaidFor: выбрать товары/услуги, за которые выполняется платёж с помощью HTTP;
- SelectBrand: выбрать способ платежа из списка;
- PaymentAmmount: сформировать сумму платежа;
- PaymentExchange: платёж в соответствии с выбранным способом (протоколом);
- WhatDeliverDecision: принять решение о доставляемых товарах/услугах;
- WhatDeliver: список доставляемых товаров/услуг;
- HowDeliver: описание способа доставки товаров/услуг;
- DeliveryInfo: информация о принятом к исполнению способе доставки.

Синтез модели Петри. Синтез модели предполагает построение отдельной сети Петри по каждой формуле ВПП и их композицию в соответствии с правилами, представленными в [8]. Модели отдельных формул являются тривиальными; их рисунки опущены. Модели торговых обменов без компонентов IOTP-сообщения изображены на рис. 2. Модель транзакции Приобретение с используемыми компонентами IOTP-сообщения представлена на рис. 3; она содержит 111 позиций и 45 переходов сети Петри. Обозначения элементов сети выбраны уникальные; пометки элементов соответствуют наименованиям переменных формул ВПП.

Верификация протокола. Для верификации протокола применено программное обеспечение Deborah и Adriana, реализующее вычисление инвариантов позиций и переходов сети Петри в процессе последовательной композиции её функциональных подсетей [5,6]. Инвариантный анализ классическими методами не был завершен за трое суток вычислений на компьютере Pentium 3,2GHz; композиционное вычисление инвариантов заняло около двух часов.

Граф функциональных подсетей [5,6] модели транзакции Приобретение (рис. 3) изображён на рис. 4. Вершины графа соответствуют минимальным функциональным подсетям, порождённым подмножествами переходов сети Петри; табл. 1 содержит индикаторы переходов сети Петри, указывающие номера подсетей, которым они принадлежат.

Таблица 1

T	1.0	1.1	1.2	2.0	2.1	2.2	3	3.2	3.3	3.4	3.5	3.6	3.7	3.8	3.9
Z	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
T	3.10	4.0	4.1	4.2	4.3	4.4	4.5	5.0	5.1	5.2	5.3	3.0	3.1	6.0	6.1
Z	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
T	6.2	6.3	6.4	6.5	6.6	7.0	7.1	7.2	8.0	8.1	8.2	5.4	8.4	7.4	6.7
Z	31	32	33	34	35	36	37	38	39	39	39	40	41	42	43

Дополнительно верификация протокола выполнена с помощью графа достижимых маркировок [4], что подтверждает ограниченность и живость модели.

Таким образом, в настоящей работе выполнен синтез модели Петри и её верификация для транзакции Приобретение протокола электронной коммерции IOTP. Применение композиции функциональных подсетей позволило осуществить верификацию за приемлемое время. Аналогично может быть реализована верификация других транзакций протокола, а также построение и верификация моделей с уровнем детализации до XML элементов и их атрибутов, учитывающих средства обеспечения безопасности протокола.

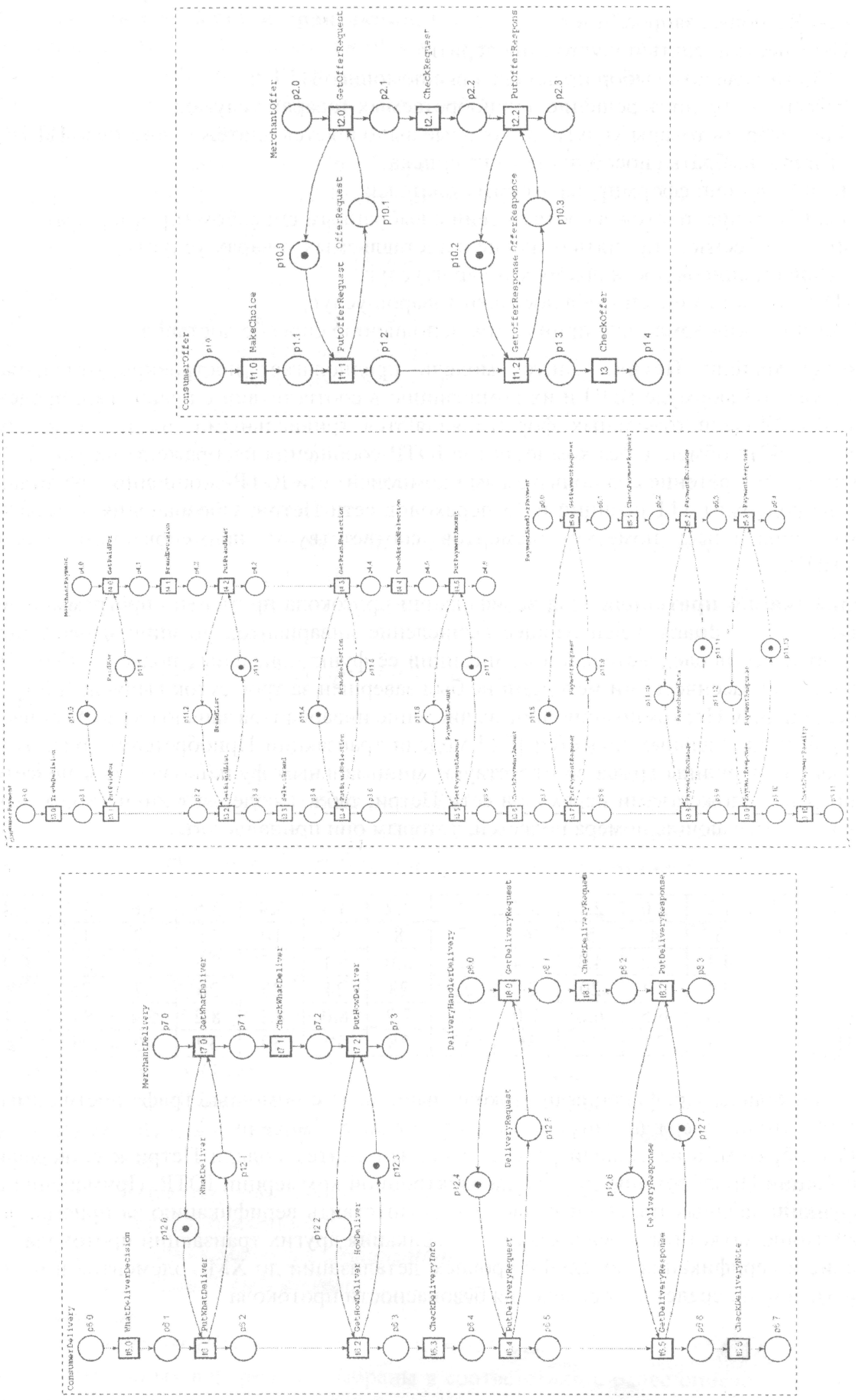

ConsumerOffer
MerchantOffer
MakeChoice
PutOfferRequest
GetOfferRequest
CheckOffer
GetOfferResponse
PutOfferResponse
OfferRequest
OfferResponse
ConsumerPayment
MerchantPayment
GetPaidPut
BrandSelection
PutBrandSelect
GetBrandSelection
CheckBrandSelection
PutPaymentAmount
GetPaymentAmount
CheckPaymentAmount
PutPaymentRequest
GetPaymentRequest
CheckPaymentResponse
PaymentChoice
PaymentResponse
ConsumerDelivery
MerchantDelivery
DeliveryHandlerDelivery
WhatDeliverDecision
GetWhatDeliver
PutWhatDeliver
CheckWhatDeliver
PutHowDeliver
GetHowDeliver
CheckDeliveryInfo
PutDeliveryRequest
GetDeliveryRequest
CheckDeliveryRequest
PutDeliveryResponse
GetDeliveryResponse
CheckDeliveryRate

Рис. 2

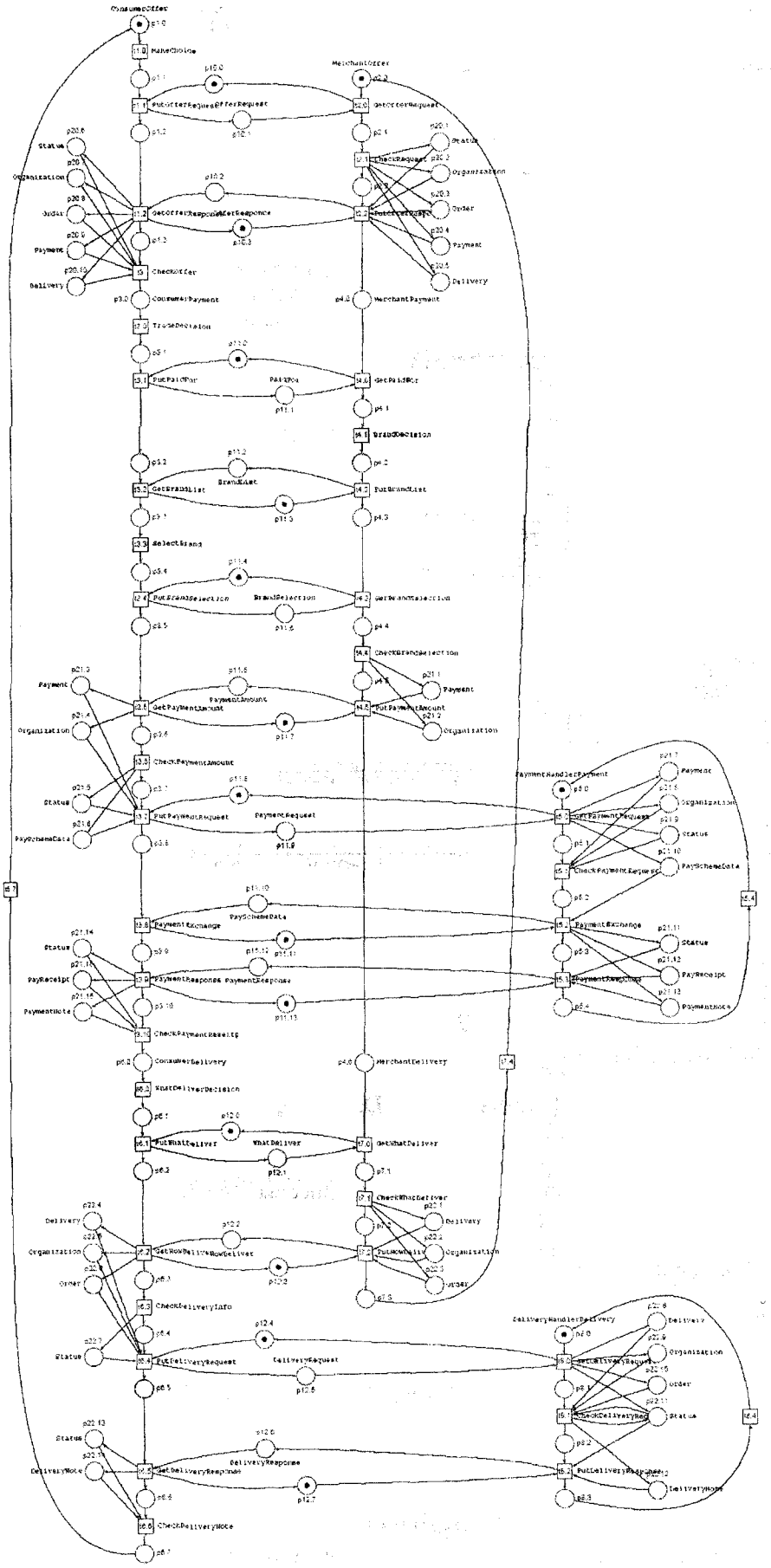


Рис. 3

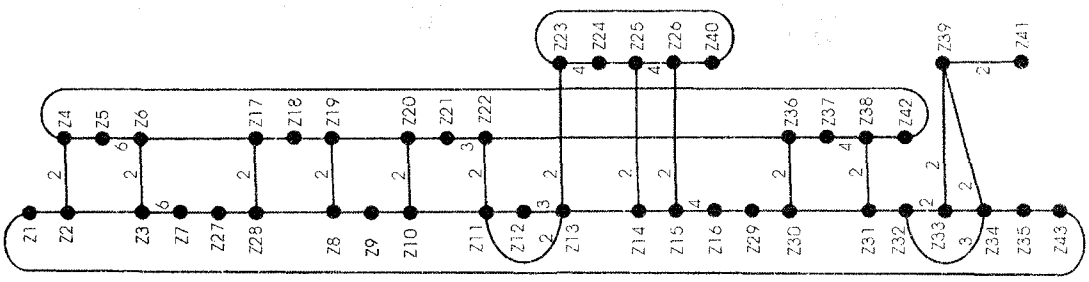


Рис. 4

Таблица1

P	p1.0	p1.1	p1.2	p2.0	p2.1	p2.2	p1.3	p3.0	p3.1	p3.2	p3.3
X(P)	6	6	6	6	6	1	1	6	6	6	6
P	p3.4	p3.5	p3.6	p3.7	p3.8	p3.9	p3.10	p4.0	p4.1	p4.2	p4.3
X(P)	6	6	4	2	6	6	3	6	6	6	6
P	p4.4	p4.5	p4.6	p5.0	p5.1	p5.2	p5.3	p5.4	p6.0	p6.1	p6.2
X(P)	6	4	6	5	1	4	2	5	6	6	6
P	p6.3	p6.4	p6.5	p6.6	p6.7	p7.1	p7.2	p7.3	p8.0	p8.1	p8.2
X(P)	3	2	6	4	6	6	1	1	5	1	3
P	p8.3	p10.0	p10.1	p10.2	p10.3	p11.0	p11.1	p11.2	p11.3	p11.4	p11.5
X(P)	5	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
P	p11.6	p11.7	p11.8	p11.9	p11.10	p11.11	p11.12	p11.13	p12.0	p12.1	p12.2
X(P)	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
P	p12.3	p12.4	p12.5	p12.6	p12.7	p20.1	p20.2	p20.3	p20.4	p20.5	p20.6
X(P)	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
P	p20.7	p20.8	p20.9	p20.10	p21.1	p21.2	p21.3	p21.4	p21.5	p21.6	p21.7
X(P)	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
P	p21.8	p21.9	p21.10	p21.11	p21.12	p21.13	p21.14	p21.15	p21.16	p22.1	p22.2
X(P)	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
P	p22.3	p22.4	p22.5	p22.6	p22.7	p22.8	p22.9	p22.10	p22.11	p22.12	p22.13
X(P)	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Список литературы: 1. *FRC 2801:* Internet Open Trading Protocol - IOTP. Version 1.0E. D. Burdett. April 2000. 290p. 2. *Bidgoli H.* Electronic Commerce. Academic Press, 2002. 487 p. 3. *Ouyang C., Kristensen L.M., Billington J.* A Formal and Executable Specification of the Internet Open Trading Protocol. Lecture Notes in Computer Science, Vol. 2455, Proc 3rd International Conference, EC-Web 2002. P. 377-387. 4. *Мурата Т.* Сети Петри: Свойства, анализ, приложения // ТИИЭР. 1989. Т. 77, №4. С. 41-85. 5. *Zaitsev D.A.* Functional Petri Nets, Universite Paris-Dauphine, Cahier du Lamsade 224, Avril 2005, 62p. (www.lamsade.dauphine.fr/cahiers.html). 6. *Зайцев Д.А.* Последовательная композиция функциональных подсетей // Труды Одесской национальной академии связи им. А.С.Попова. 2004. № 3. С. 33-40. 7. *Хоар Ч.* Взаимодействующие последовательные процессы. М.: Мир, 1989. 264 с. 8. *Зайцев Д. А.* Синтез моделей Петри телекоммуникационных протоколов // Тр. Одесской национальной академии связи им. А. С. Попова. 2005. № 2. 8с.

Одесская национальная академия связи им. А. С. Попова

Поступила в редколлегию 12.01.2006

УДК 621.394

Л. И. МЕЛЬНИКОВА, канд. техн. наук, Д. В. АНДРУШКО, С. Н. ГОРЯЕВА

МНОГОПУТЕВАЯ МАРШРУТИЗАЦИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОПТИМАЛЬНОГО АЛГОРИТМА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ СЕТЕВЫХ РЕСУРСОВ ДЛЯ СЕТЕЙ MPLS-TE

Введение

При построении сетей следующего поколения (NGN), для конвергенции разнообразных транспортных технологий, используется протокол IP. Он ориентирован на дейтаграмный режим, при этом маршрутизация отдельных пакетов выполняется в пошаговом режиме, на основании адреса назначения. При таком режиме невозможно гарантировать качество обслуживания из конца в конец отдельным или агрегированным потокам и обеспечить быстрое восстановление после сетевых сбоев. С появлением технологии мультипротокольной коммутации меток (MPLS), операторы связи получили возможность создавать явно заданные виртуальные пути для передачи трафика IP. Явная (explicit) маршрутизация позволяет направлять определенный поток по заданному пути, а не по маршруту, рассчитанному традиционными протоколами, такими как OSPF или IS-IS. Использование технологии MPLS предоставляет возможности для реализации новых услуг, таких как L2VPN, и повышение качества уже традиционных услуг, таких как передача мультимедийной информации с использованием протокола IP.

Одной из основных задач, стоящих перед оператором, является эффективное использование доступных сетевых ресурсов, т.е. требуется задействовать все доступные ресурсы для снижения нагрузки на отдельные участки сети. Известно, что проблема минимизации максимальной нагрузки канала может быть решена с помощью использования многопутевых схем маршрутизации, которые приводят к распределению трафика по нескольким путям. Традиционные схемы маршрутизации в IP сетях не позволяют в полном объеме использовать сетевые ресурсы и оптимально распределять трафик по множеству путей – обычно в таких протоколах реализованы только простейшие механизмы, позволяющие использовать множество путей, известные как ECMP (Equal Cost MultiPath).

Для решения задач эффективного управления сетевыми ресурсами была предложена концепция трафик инжиниринга [1]. Согласно [1] трафик инжиниринг определяется как аспект сетевого инжиниринга, решающий вопросы оценки и оптимизации производительности IP сетей. Трафик инжиниринг включает в себя применение технологий и научных принципов к измерению, моделированию и управлению Интернет трафиком. Механизмы трафик инжиниринга должны позволять эффективно бороться с ошибками в сети, такими как потеря связи на участке, выход со строя одного из узлов. В современных сетях выдвигаются строгие требования ко времени восстановления сети после сбоя – считается, что сеть должна восстановить работоспособность в течение 50 *мс*. На сетевом уровне эта задачи решается ремашрутизацией или предварительным формированием обходных путей.

Для сетей с мультипротокольной коммутацией меток и поддержкой механизмов трафик инжиниринга (MPLS-TE), были предложены и одобрены промышленные стандарты обработки сетевых ошибок и ремаршрутизации трафика. Однако сегодня отсутствует возможность динамически создавать обходные пути в случае сетевого сбоя – резервные маршруты предварительно конфигурируются администратором статически и могут не учитывать текущее состояние сетевых ресурсов. Было предложено несколько алгоритмов для решения этой задачи с использованием схем многопутевой маршрутизации [2,3], но эти подходы имеют высокую вычислительную сложность или требуют периодически обмениваться служебным трафиком.

В статье предложен более конструктивный алгоритм многопутевой маршрутизации для решения задачи трафик инжиниринга в сетях с мультипротокольной коммутацией меток.

Постановка задачи

Рассматривается задача распределения однопродуктового потока заданной величины между узлами сети s и t по m независимым кратчайшим путям. Поставленная задача является частным случаем задачи многопутевой маршрутизации, рассматриваемой в [2]. Алгоритм решения такой обобщенной задачи имеет большую вычислительную сложность и время решения такой за-

дачи не может удовлетворять требованиям, предъявляемым к средствам многопутевой маршрутизации. Эти требования относятся к традиционным требованиям, выдвигаемым к алгоритмам маршрутизации, и предполагают их низкую вычислительную сложность, быструю сходимость и минимальных объемы создаваемого служебного трафика [2,3]. Кроме того, коэффициент пропорциональности q, определяющий степень заполнения дуги, определен лишь для частного случая. Нет общих предположений по выбору этого коэффициента, что сужает возможности практического использования этой обобщенной модели.

Используем систему обозначений, принятых в потоковых моделях. Структура сети $G(N,E)$ определяется множеством узлов $N=\{1,2...n\}$ и множеством дуг $E \subset (N \times N)$. Поток по дуге $i_k,(k=1,cardE)$ обозначим f_k. Каждой дуге k поставим в соответствие величину c_k определяющую верхнюю границу потока по дуге k. Множество независимых кратчайших путей из s в t, $(s,t \in N)$ обозначим $P_n, P \in G$.

Между заданной величиной потока Q с минимальным разрезом (правильным сечением C^* фрагмента P сети G выполняется условие

$$Q < C^*, \text{ где } C^* = \sum_{i=1}^{m} \min\{c_j\},\ j=1,r_j, \tag{1}$$

$j=\overline{1,m}$, $m=cardP$, r_j – ранг j-го пути потока Q по m кратчайшим путям будем иметь не единственное решение (не тривиальное решение), и становится возможным оптимизационная постановка задачи. Требование (1) удовлетворяется на этапе выбора определения числа кратчайших путей m и построения множества этих путей P.

Одним из требований к распределению потока по m независимым путям является минимизация времени передачи потока Q из s в t, которое будем определять максимальным временем передачи соответствующих частей потока Q по m путям. Достичь минимизации можно уравнивая время передачи по всем путям. Обозначим x_i – величину потока, направленного по i-му пути, $i=\overline{1,m}$, $c_i=\min\{c_i\}$, $j=\overline{1,r_i}$, $h_i=\dfrac{c_i}{\sum_{j=1}^{m} c_j}$. Тогда задачу оптимального распределения потока величины Q по m путям с заданными минимальными пропускными способностями c_i можно сформулировать как минимаксную:

$$\max\left|\frac{x_i}{c_i} - \sum_{j=1}^{m} h_i x_i\right| \to \min_{x\in\Omega}. \tag{2}$$

Учитывая, что те значения приведенного потока $\dfrac{x_i}{c_i}$, которые меньше средневзвешенного значения, минимизировать не требуется, выражение (2) преобразуется к виду

$$\max\left(\frac{x_i}{c_i} - \sum_{j=1}^{m} h_i x_i\right) \to \min_{x\in\Omega}. \tag{3}$$

Тогда минимаксную задачу (2) можно свести к задаче линейного программирования:

$$z(x) = \sum_{i=1}^{m} \frac{c_i}{\sum_{j=1}^{m} c_j} \cdot x_i \to \max \tag{4}$$

при следующих ограничениях:

$$\sum_{i=1}^{m} x_i = Q \tag{5}$$

$$x_i \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{m} c_j - c_i \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{m} x_j \geq 0 \qquad (6)$$

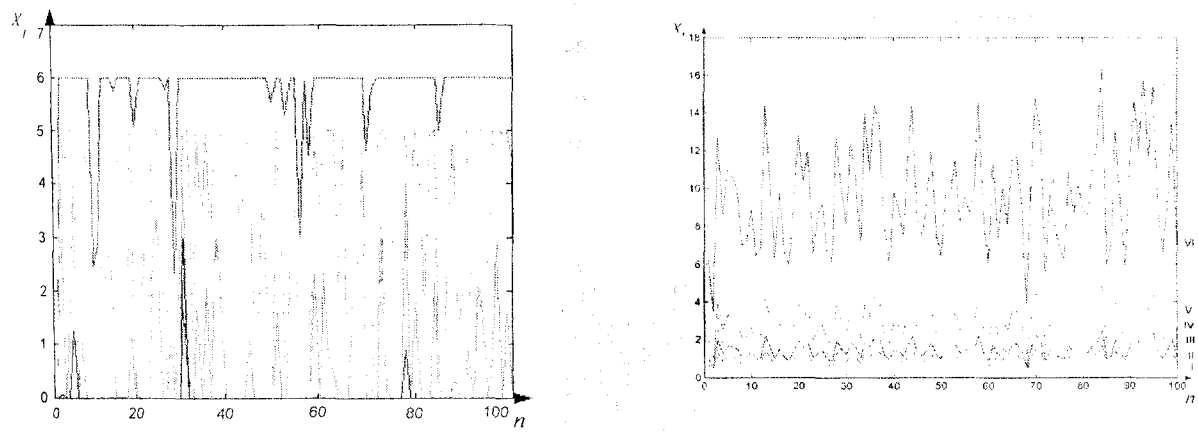
$$x_i \leq a_i c_i \qquad (7)$$

$$x_i \geq 0 \qquad (8)$$

Ограничение (5) представляет собой требование на распределение всего потока, ограничение (6) – требование пропорциональности распределения, ограничение (7) – требования на предотвращение перегрузок в «узких местах» i-го пути, коэффициент a_i определяет максимальную загрузку i-го пути.

Анализ результатов моделирования

Моделирование проводилось для участка сети, в котором имеется 5 независимых кратчайших путей от источника к получателю с использованием пакета Matlab 6.5. В качестве модели нагрузки в узле s использовался источник трафика с нормальным распределением и М.О., равным 10. Для анализа предлагаемого алгоритма в узле s проводилось распределение потока без процедур оптимизации и с применением оптимизации (рис. 1, *а, б*).



а *б*

Рис. 1

На рис. 1, *а, б* показано распределение во времени входящего потока по множеству путей При распределении без оптимизации (рис. 1, *а*) путь с максимальной пропускной способностью имеет высший приоритет и «заполняется» полностью. «Остаток» потока направляется по пути, имеющем максимальный приоритет среди оставшихся путей. Приоритеты путей определяются на основании пропускных способностей пути. Как видно из рис. 1. *а*, путь, имеющий максимальную пропускную способность 6, заполняется полностью, далее заполняется следующий путь, с максимальным значением 5 и т.д. Таким образом, при использовании такой схемы распределения нагрузки, одни пути будут перегружены, в то время как другие будут простаивать. На рис. 1, *б* видно, что при использовании оптимизации, все пути заполняются более компактно и значения x_i пропорционально пропускной способности пути.

На рис. 2, *а* представлено среднее значение величины потока X_i по i-му пути. Как видно, в случае оптимального распределения нагрузки, средняя загрузки пути составляет 52% (рис. 2, *б*), а максимальное значение загрузки составляет 58 % (см. рис. 3). В отличие от этого, при использовании распределения нагрузки без оптимизации, несколько путей загружаются полностью, при этом остальные простаивают (2, *а, б*).

На рис. 3 приведена зависимость $M\left[\max_i\left\{\frac{x_i}{c_i}\right\}\right]$ от значения n при использовании оптимизации. Математическое ожидание в этом случае составляет 0,58, что составляет 58 % от значе-

ния $\max_i\left\{\frac{x_i}{c_i}\right\}$. Значение этого параметра при использовании распределения нагрузки без оптимизации равно 1.

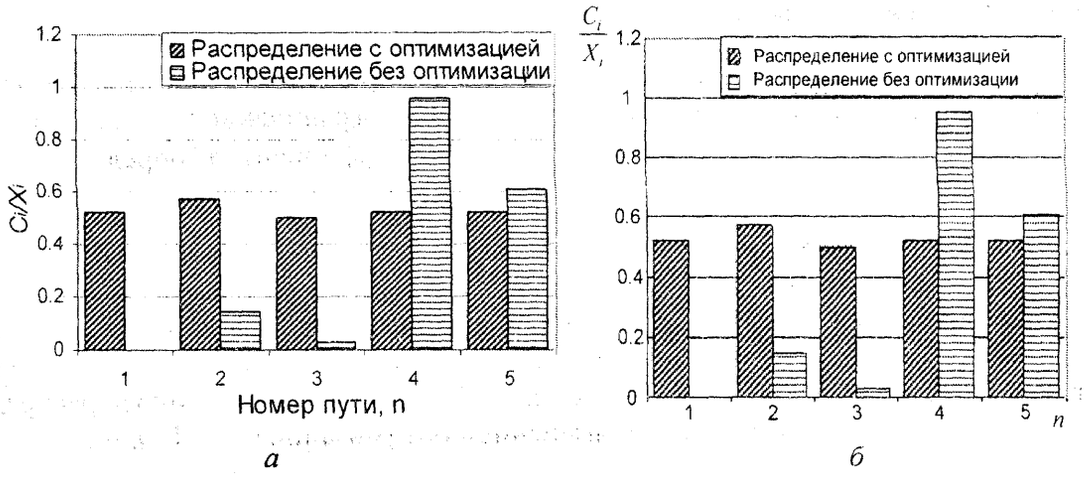


Рис. 2

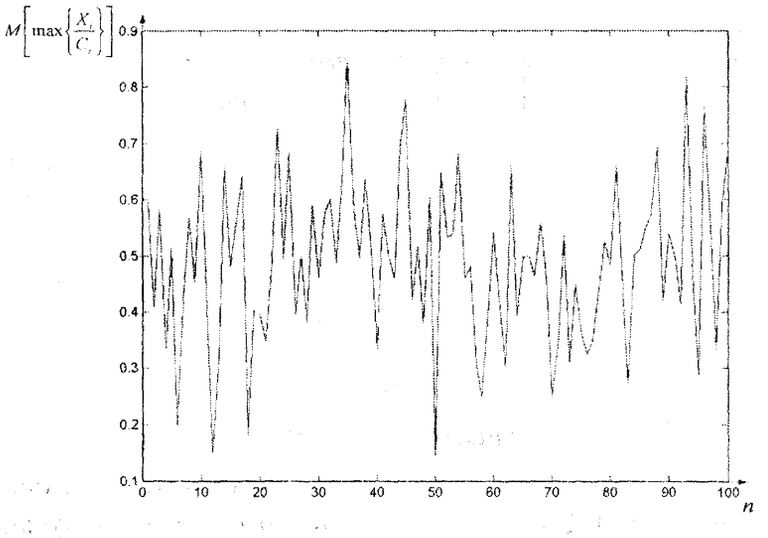


Рис. 3

Выводы

В работе предложен алгоритм оптимальной многопутевой маршрутизации для сетей с мультипротокольной коммутацией меток. Предлагаемый алгоритм, дает возможность эффективно распределить нагрузку по имеющемуся множеству независимых кратчайших путей. Показано, что использование данного алгоритма позволяет разгрузить сеть оператора и минимизировать почти на половину максимальную нагрузку пути. Преимуществами данного алгоритма являются простота вычислительной реализации, оптимальность получаемых результатов и отсутствие необходимости использовать сложные протоколы сигнализации.

Список литературы: 1. *RFC3272* Overview and principles of internet traffic engineering., D.Awduche et al., 2002. 2. *A Constrained* Scheme Multipath Traffic Engineering for MPLS Networks., Youngseok Lee, Yongho Seok, 2002. 3. *MATE*: MPLS Adaptive Traffic Engineering, Anwar Elwalid and others, 2001.

Харьковский национальний университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.02.2006

УДК 621.391.24

И. В.СТРЕЛКОВСКАЯ, канд. техн. наук

ПОЛНАЯ ЭНЕРГИЯ СЕЛЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ИНТЕРПОЛЯЦИИ ИХ СПЕКТРОВ КУБИЧЕСКИМИ В-СПЛАЙНАМИ

Рассмотрены селективные сигналы с использованием метод интерполяции их спектральных характеристик кубическими В-сплайнами. Вычислена полная энергия этих сигналов. Показано, что эти сигналы обладают большей энергией, чем селективные сигналы, построенные, используя метод интерполяции их спектральных характеристик кубическими сплайнами. В [1] был разработан метод интерполяции спектральной плотности селективных сигналов с финитным спектром кубическими В-сплайнами. Получено аналитическое выражение таких сигналов:

$$g(t)=\frac{12U\sin\omega_c t}{\omega_c t}\left[\frac{1}{t^3(\Delta\omega)^3}\left(4\sin\frac{\Delta\omega t}{2}-\sin\Delta\omega t\right)-\frac{1}{t^2(\Delta\omega)^2}\right], \qquad (1)$$

где $U=g(0)$, $\omega_C=\dfrac{\pi}{T}$, $\alpha=(\omega_C-\omega_A)/\omega_C=(\omega_B-\omega_C)/\omega_B$ – коэффициент скругления спектральной плотности $(0\le\alpha\le 1)$, определяющий ширину переходной области $[\omega_A,\omega_B]$; $2\Delta\omega=2\alpha\omega_c$ – ширина переходной области (рис. 1).

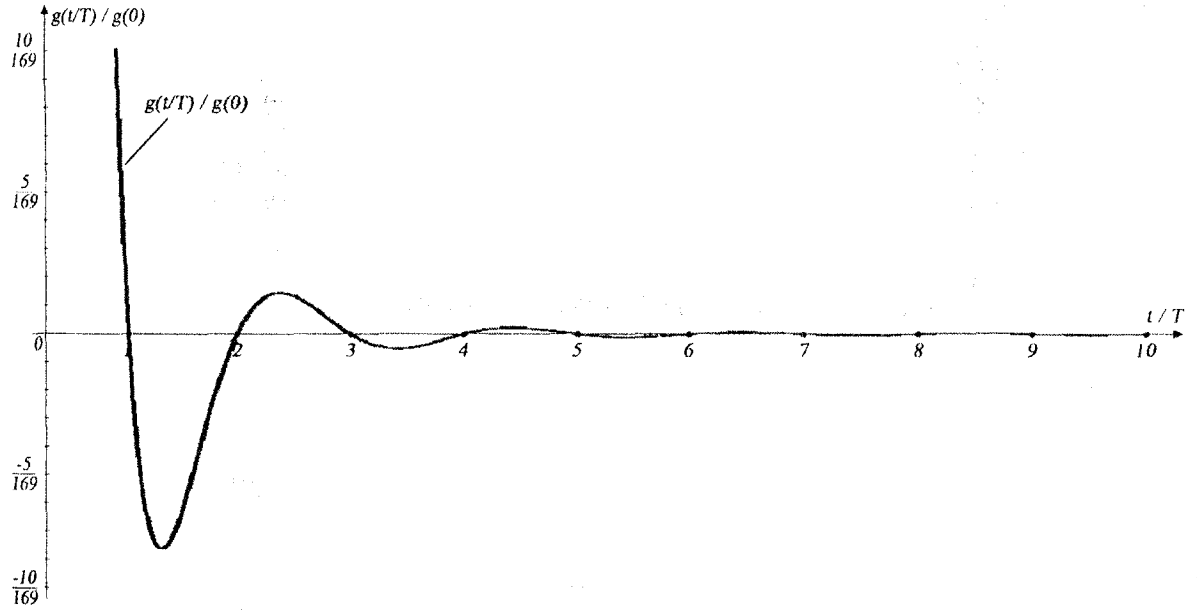


Рис. 1

Селективным сигналам вида (1) соответствует финитный спектр, аналитическое выражение которого имеет вид [2]

$$|G(j\omega)|=\begin{cases}UT, & |\omega|<\omega_A,\\ G_{\Delta1}(\omega), & \omega_A\le|\omega|\le\omega_c,\\ G_{\Delta2}(\omega), & \omega_c<|\omega|\le\omega_B,\\ 0, & |\omega|>\omega_B,\end{cases} \qquad (2)$$

где

$$G_{\Delta1}(\omega)=UT-G_{\Delta2}(2\omega_c-\omega),\quad \omega_A\le|\omega|\le\omega_c, \qquad (3)$$

$$G_{\Delta 2}(\omega)=\begin{cases}\dfrac{UT}{2}\left[1-\dfrac{6(\omega-\omega_C)^2}{(\Delta\omega)^2}+\dfrac{6(\omega-\omega_C)^3}{(\Delta\omega)^3}\right], & \omega\in[\omega_C,\omega_D],\\ UT\left(1-\dfrac{\omega-\omega_C}{\Delta\omega}\right)^3, & \omega\in[\omega_D,\omega_B],\end{cases}$$

причем промежуток $[\omega_C, \omega_B]$ длиной $\Delta\omega$ разбивается точкой ω_D на два равных отрезка, т. есть $\Delta\omega = 2h$. При этом $\omega_D - \omega_C = \omega_B - \omega_D = h = \dfrac{\Delta\omega}{2}$ (рис. 2) [1].

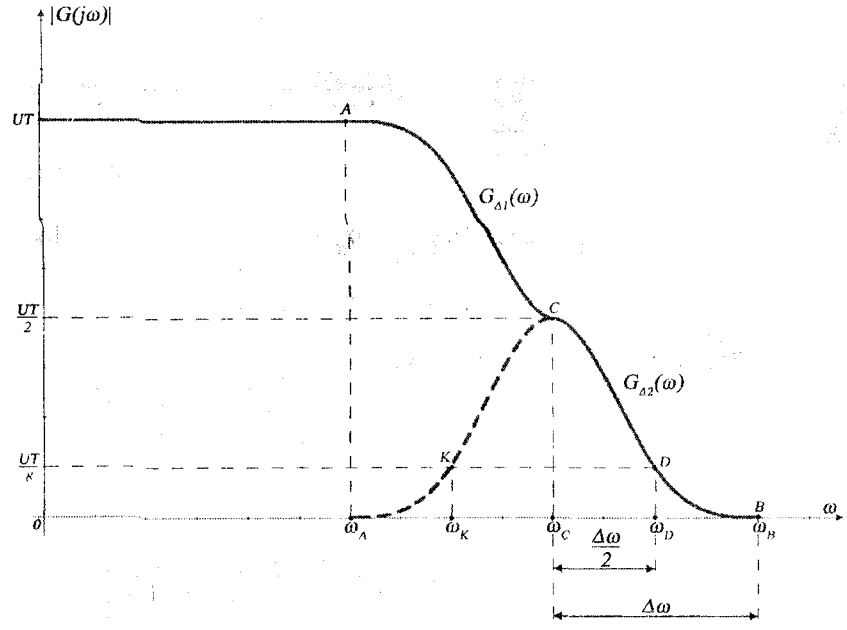


Рис. 2

Вычислим полную энергию сигналов вида (1) – селективных сигналов, спектральная характеристика которых аппроксимирована кубическим B-сплайном

Полная энергия сигнала $g(t)$ в соответствии с равенством Парсеваля

$$\int_{-\infty}^{+\infty} g^2(t)\,dt = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left|G(j\omega)\right|^2 d\omega, \qquad (5)$$

где

$$E_t(B,\alpha) = \int_{-\infty}^{+\infty} g^2(t)\,dt \qquad (6)$$

$$E_\omega(B,\alpha) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left|G(j\omega)\right|^2 d\omega. \qquad (7)$$

Выражения (6) и (7) – полная энергия сигнала $g(t)$ во временной и частотной областях соответственно.

Используя симметрию спектральной плоскости $|G(j\omega)|$ (2), для определения полной энергии сигнала воспользуемся формулой вычисления энергии в частотной области

$$E_\omega(B,\alpha)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\omega_B}^{\omega_B}\left|G(j\omega)\right|^2 d\omega=\frac{1}{\pi}\int_{0}^{\omega_B}\left|G(j\omega)\right|^2 d\omega=$$

$$=\frac{1}{\pi}\left[\int_{0}^{\omega_A}(UT)^2 d\omega+\int_{\omega_A}^{\omega_C}G_{\Delta 1}^2 d\omega+\int_{\omega_C}^{\omega_B}G_{\Delta 2}^2 d\omega\right]. \qquad (8)$$

Принимая во внимание (3), $E_\omega(B,\alpha)$ можно записать в виде

$$E_\omega(B,\alpha)=U^2T-\frac{2}{\pi}\left[UT\int_{\omega_C}^{\omega_B}G_{\Delta 2}(\omega)d\omega-\int_{\omega_C}^{\omega_B}G_{\Delta 2}^2 d\omega\right]. \qquad (9)$$

Подставляя выражение (4) в (9) и проводя тождественные преобразования, получим

$$E_\omega(B,\alpha)=U^2T\left(1-\frac{269\alpha}{1120}\right),\quad 0\le\alpha\le 1. \qquad (10)$$

Полная энергия селективных сигналов, спектральная характеристика которых аппроксимирована кубическим В-сплайном, имеет вид [3]

$$E_\omega(B,\alpha)=U^2T\left(1-\frac{11}{35}\alpha\right),\quad 0\le\alpha\le 1. \qquad (11)$$

Сравнив выражения полной энергии селективных сигналов (10) и (11), спектральная характеристика которых аппроксимирована кубическим В-сплайном и кубическим сплайном соответственно, можем сделать вывод, что селективные сигналы, построенные на основе кубических В-сплайнов, обладают большей энергией, чем селективные сигналы, построенные на основе кубических сплайнов.

Из изложенного следует, что предложенный метод интерполяции спектральных селективных сигналов позволяет синтезировать новые сигнальные функции, экстремальные свойства которых улучшают технические характеристики систем телекоммуникаций.

Список литературы: 1. *Стрелковская И.В.* Применение кубических В-сплайнов для синтеза селективных сигналов // Радиотехника. 2005. №142. С. 47-52. 2.*Сукачев Э.А.* Определение формы сигнала, удовлетворяющего первому критерию Найквиста // Радиотехника.2001. №12. С. 65-69. 3. *Сукачев Э.А., Стрелковская И.В.* Экстремальные свойства селективных сигналов при интерполяции их спектров кубическими сплайнами // Радиотехника.2004. Т.47. №1. С. 32-37. 4. *Завьялов Ю.С., Квасов Б.И., Мирошниченко В.Л.* Методы сплайн-функций. М.: Наука, 1980. 352с. 5.*Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд.: Пер. с. англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 1104с.

Одесская национальная академия связи им. О.С. Попова *Поступила в редколлегию 10.02.2006*

УДК 621.371.36

К. С. СУНДУЧКОВ, д-р техн. наук, В. А. ГРЕБЕНЮК

СПУТНИКОВЫЕ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫЕ СЕТИ ГОСУДАРСТВЕННОГО ПРЕДПРИЯТИЯ «УКРКОСМОС»

Обеспечение таких видов сервиса, как видео по запросу, интерактивное мультимедиа высокоскоростной Интернет, дистанционное образование, радиовещание и доставка этого сервиса в дома, на предприятия и в учебные заведения является темой, вызывающей интерес в последние годы. Реализуется этот сервис с помощью спутниковых распределительных сетей и их интеграции с наземными распределительными сетями.

Спутниковые распределительные сети телевидения используют спутники на геостационарной орбите. Общее количество спутников, которые охватывают территорию Украины - порядка 80. Большинство из них вещают в диапазоне Ku и C. Системы телевидения условно можно разделить на два класса: распределительные системы телевещания и системы непосредственного телевидения. Оба этих класса могут быть спутниковыми и наземными. Передача телевизионных программ осуществляется как в цифровых, так и в аналоговых стандартах. На Украине сегодня в распределительных системах преобладает цифровой стандарт.

Наиболее крупными потребителями ресурса спутников являются теле-радио- вещательные компании, провайдеры Интернет и Телекомы. Причем, вся передача информации ведется в основном в цифровом виде.

На конец 2000 г. на орбите функционировало около 250 геостационарных коммерческих спутников. Общие поступления от их использования превысили 90 млрд. долларов США, годовой рост составил 17%. Распределение емкости транспондеров GEO осуществляется так:

- 55% для радиотрансляции и телевизионного вещания;
- 25% телефония;
- 20% VSAT передача данных, включая Интернет.

Ежегодные отчеты экспертов крупнейших консалтинговых фирм говорят о том, что связь будет развиваться еще долгие годы и темпы развития будут достаточно высокие (более 10%). Анализ рынка телекоммуникационных услуг государств Европы показал, что доля спутникового трафика составляет 5% от общего трафика, в России 7%, а в Украине не более 0,3% [1].

В Украине на конец 2000 года сложилась следующая ситуация на телекоммуникационном рынке.

Передача телевизионных программ занимает около 40 *Мбит/с*. Это:

- ICTV, Новый канал, Интер, ТЭТ (КА – «Сириус»);
- СТБ, О-TV (КА – «Амос»).

Потребности в спутниковых каналах (*Мбит/с*) и используемый в Украине ресурс (в *МГц*) на начало XXI столетия представлен в табл. 1 и 2. Расчет произведен для случая использования сигналов ФМ-4 и сверточного помехоустойчивого кода с избыточностью ½ [1].

Таблица 1

ССС	**Занимаемая полоса,** *МГц*
Intelsat	93,6
Eutelsat	14,0
Intersputnik	2,0
Sirius	8,6
Amos	10,0
Telstar	0,86
Thor	24,0
Thuraya	0,01
Inmarasat	2,1
Всего	155,17

Таблица 2

Оператор	2003	2005	2010
Министерство чрезвычайных ситуаций	0,564	2,512	2,512
Укртелеком **	20,0	36,0	95,0
Инфоком-СК	8,0	40,0	1000,0
КРРТ	43,0	69,0	128,0
Укрсат	74,0	111,0	150,0
Глобал Юкрейн	8,0	12,0	17,0
Лаки Нет	45,0	60,0	90,0
Банкомсервис	15,0	23,0	35,0
Укркосмос	14,0	26,0	40,0

Спутниковая связь, как признак технологически развитого государства, должна в Украине в ближайшие 10 лет получить более интенсивное развитие. Формирование национального информационного пространства Украины и его интеграция в глобальное информационное пространство осуществляется в том числе и путем создания Единой спутниковой системы передачи информации (ЕССПИ). Основой ЕССПИ и главной составляющей национальной информационной безопасности является национальный телекоммуникационный спутник.

Государственное предприятие "Укркосмос" основано в сентябре 1996 г. приказом Национального космического агентства Украины во исполнение Указа Президента Украины №698/96 от 12.08.1996 г. С мая 1998 года коллектив возглавляет Лауреат Ленинской и Государственной премии Украины в области науки и техники, кандидат технических наук Макаров Александр Александрович.

Уставные задачи предприятия:

- проведение единой государственной технической политики в области спутниковых телекоммуникационных технологий;
- создание и эксплуатация Единой спутниковой системы передачи информации;
- предоставление услуг связи и вещания, выполнение функций оператора ЕССПИ и оператора других систем спутниковой связи;
- обеспечение передачи и обработки информации органов государственного управления и организаций;
- осуществление космической деятельности на коммерческой основе.

Государственное предприятие «Укркосмос» является исполнителем задач НКАУ по осуществлению Единой Государственной технической политики в области спутниковых коммуникационных технологий. Ответственность за проведение технической политики определена Указом Президента № 202\97 от 04.03.1997г. «Про заходи щодо дальшого розвитку космічних технологій»» и Постановлением Кабинета Министров Украины № 1434 от 0.2.12.1996г. «Про освоєння Єдиної супутникової системи передачі інформації». Решение поставленных задач обеспечивает разработка и внедрение Единой спутниковой системы передачи информации в Украине. Создание ЕССПИ поручено НКАУ, оператором ЕССПИ определено ГП «Укркосмос». Работа выполняется в рамках Общегосударственной (Национальной) Космической программы.

ЕССПИ предназначена для:

- обеспечения информационного обмена между правительственными органами, учреждениями, организациями, предприятиями и физическими лицами Украины;
- предоставления услуг спутниковых и наземных систем передачи информации органам исполнительной власти и организациям, деятельность которых связана с интересами национальной безопасности;
- обеспечения в стране доступа через спутниковые каналы к международной сети Интернет;
- осуществления спутниковой раздачи телевидения и радиовещания, как внутри страны, так и за ее пределами;

- обеспечение пользователей информацией спутниковой радионавигации.

Спутников- ая распределительная сеть информационного обеспечения (СРСИО) – первая под систем ЕССПИ, которая уже в 1999 г. заняла достойное место в ряду других средств массовой информации в Украине. В ее составе: Центральная передающая спутниковая станц (ЦПСС) в г. Киеве и 42 спутниковых приемных станций (СПС) в областных центрах, в Крым и в труднодоступных местах Закарпатья.

СРСИО, как спутниковая распределительная сеть обладает следующими достоинствам

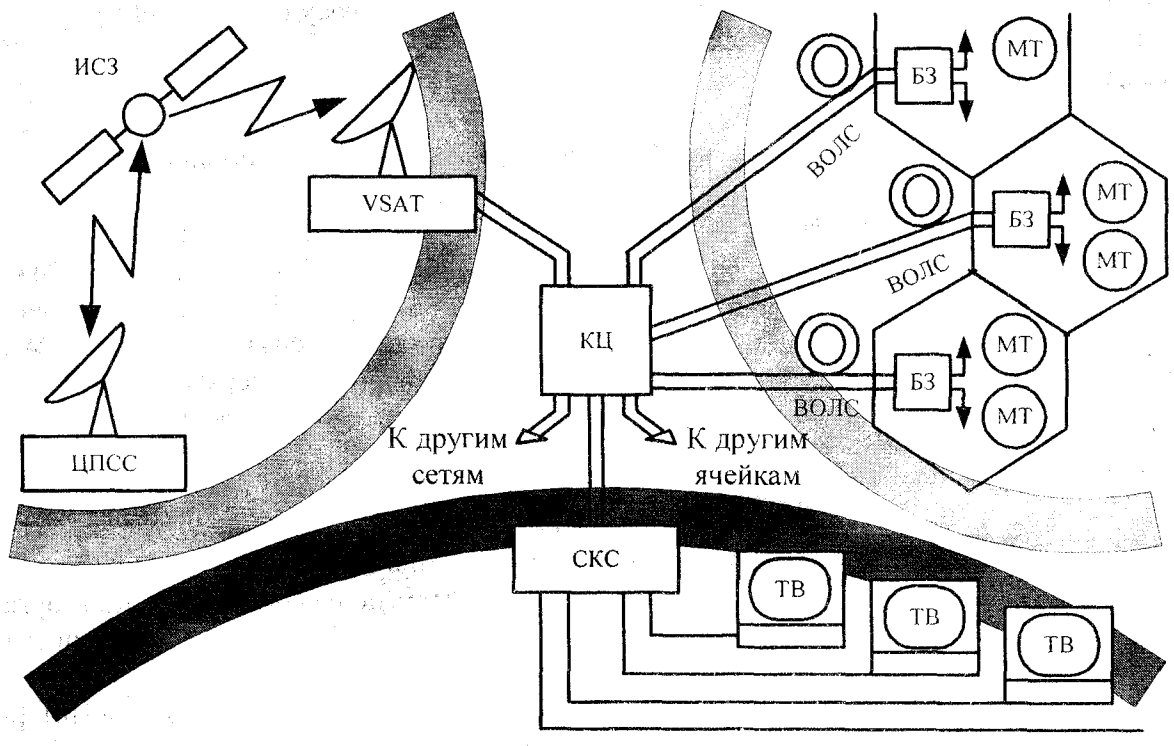
- широкая область покрытия, где в пределах одного спутникового скачка стоимост спутникового канала не зависит от расстояния;
- быстрое и дешевое развертывание новых мест;
- независимость от любых наземных структур связи;
- широкая полоса пропускания, предоставляемая клиенту при асимметричном приложени
- высокая степень надежности.

СРСИО обеспечивает распределение телевизионных программ радиовещания, данны по территории Украины и вещания на территории других государств (иновещания). Потен циальные абоненты-посольства, консульства, украинская диаспора в зарубежных страна Обслуживаются 35 зарубежных стран.

Интегрирование СРСИО с наземными микроволновыми системами передачи информа ции позволит решить проблему информатизации общества (телевещания, радиовещани Интернет и т.п.), включая потребности и для населения расположенного в сельской местно сти либо в труднодоступных районах, т.е. практически обеспечит 100% покрытие террито рии Украины.

Концепция развития Национальной спутниковой системы связи и вещания (НССС предусматривает взаимодействие с наземными распределительными сетями.

Инфраструктура земного сегмента НССС должна обеспечить интеграцию служб и пред ставление многофункциональных услуг, решить как задачи передачи информации на боль шие расстояния, так и задачи «последней мили».



На рисунке показана интеграция спутниковых сетей с наземными сетями:

ЦПСС – центральная приемопередающая станция;
VSAT – малая станция спутниковой связи;
КЦ – коммутационный центр;
БС – базовая станция;
МТ – мобильный терминал;
СКС – станция кабельной сети телевещания;
ТВ – абоненты кабельной сети телевещания.

В 2004 г. ГП «Укркосмос» выполнило проект по оснащению операторов кабельного телевещания оборудованием приема государственного канала УТР (установлено более 110 комплектов оборудования), а в настоящее время проводит такую же работу для канала «Культура». Центральная передающая станция спутникового вещания в настоящее время вещает через спутник «Экспресс-АМ22» каналы «УТР» и «Культура».

ГП "Укркосмос" транслирует программы государственных и коммерческих телеканалов, осуществляет Интернет – вещание телеканала «УТР» в режиме "on - line" с помощью трех серверов, которые расположены в Лондоне, Нью-Йорке и в Киеве, обеспечивает сбор и передачу региональных телепрограмм Украины.

Распределительные системы телевидения за последние годы настолько изменились, что приобрели новые качества. Эти изменения привели в первую очередь к увеличению номенклатуры предоставляемых услуг: распределение телепрограмм, информации дистанционного зондирования Земли, дистанционного образования, Интернет. Дальнейшее их развитие предусматривает возможность их работы в интерактивном режиме, в режиме передачи данных, в том числе и для мобильных абонентов. Это приводит к необходимости освоения новых диапазонов частот, изменению архитектуры систем, применению новых источников и сред распространения сигналов (в том числе лазерных источников и ВОЛС) и, безусловно, к изменению состава и выполняемых функций приемников.

Применение в распределительных системах электрооптического преобразования сигнала лазера с последующим мультиплексированием и демультиплексированием по длинам волн требует решить ряд проблем, связанных с архитектурой систем, распределением функций в них, с модуляцией сигналов, со спектрами и дисперсией характеристик распространения сигналов в среде, а также с повышением эффективности фотоприемников.

Для того чтобы избежать перегруженности нижнего участка диапазона СВЧ и сделать доступной более широкую полосу частот, в последнее время для беспроводного доступа был выделен диапазон частот 26 – 70 *ГГц*. Большие потери при распространении в атмосфере в миллиметровом диапазоне длин волн сокращают размер сотовой ячейки до нескольких метров в радиусе. Это требует создания большого числа базовых станций, связанных в центральном пункте с центром коммутации сообщений. Для уменьшения системной сложности вся обработка сигналов, получение сигналов местных генераторов и управление системой выполняется в центре коммутации сообщений. Архитектура системы схематично представлена на рисунке.

Будущие системы широкополосного доступа могут использовать архитектуру, при которой сигналы, сгенерированные в центральном пункте, транспортируются к базовым станциям для дальнейшего беспроводного распространения. Оптическое питание базовой станции в этих системах – многообещающий подход [2, 3]. Многочисленные базовые станции работают как отдаленные транспондеры. В такой системе сигнал миллиметровых волн может генерироваться и модулироваться с использованием оптической техники и передаваться к базовым станциям через дешевое, с низкими потерями оптоволокно.

Совместно с высокоскоростными фотодетекторами, интегрированными со смесителями, усилителями, диплексорами и печатными антеннами могут быть разработаны базовые станции с небольшим весом, что позволит их легко устанавливать на стенах и углах зданий, осветительных и телефонных столбах.

Интерактивные мультимедийные приложения требуют одновременной передачи и распространения данных и видео. Существенным ограничением являются трудности прямой модуляции оптических генераторов, ограниченные частотами ниже миллиметрового диапазона длин волн. Известны несколько методов для решения этой проблемы [4, 5]. Один из них основан на совместной передаче двух мод оптических сигналов с последующим смешением их в высокоскоростном фотодиоде [6]. В схеме последовательно включены два лазера: ведущий (Master Laser – ML) и ведомый (Slave Laser – SL). Каждый лазер выдает по одной единственной моде. На выходе два сигнала: по одному от каждого лазера. Эти сигналы вместе по волокну проходят на высокоскоростной фотодиод, на котором и выделяется разностный по частоте сигнал миллиметрового диапазона длин волн.

В описанной схеме исходный генератор имел частоту 16,66 *ГГц*. Его третья гармоника равна 50 *Гц*. Подавление фазового шума составило 100 *дБн/Гц* при отстройке на 100 *кГц*. Экспериментально показана передача сигнала, модулированного по закону QPSK в высокоскоростном канале (120 *Мбит/с*) по оптоволокну длиной 13 *км*, а на линии радиодоступа передано 20 каналов телевизионных программ. Вероятность ошибки на различных участках трассы составила $10^{-6}...10^{-7}$ при отношении сигнал/шум 15 *дБ* [5].

Хроматическое рассеяние в оптоволоконном кабеле ограничивает расстояние передачи в оптических коммуникационных системах. В зависимости от длины кабеля, параметра хроматической дисперсии и частоты модуляции относительный фазовый сдвиг между верхней и нижней частотой сигнала в приемнике может доходить до 180°, что ведет к потере точности передачи сигнала. В оптоволоконных системах с радиодоступом в миллиметровом диапазоне этот эффект становится еще более очевидным.

Однако гибридный лазер синхронного режима может использоваться как источник оптических несущих миллиметрового диапазона для распространения широкополосных сигналов через оптоволокно на расстояния, превосходящие 50 *км* от центрального пункта коммутации сообщений и удаленной базовой станции [4].

Для сравнения, в схемах прямого детектирования миллиметрового диапазона хроматическое рассеяние ограничивает расстояние до 3 *км* уже на частоте 37 *ГГц*.

В приемниках оптоволоконных систем наряду с монолитными и интегральными схемами смесителей, усилителей и диплексеров и антенн принципиально важную роль играют фотодетекторы.

Приведенные в работе [6] результаты исследований показывают, что *p-i-n* фотоприемники (InP/ GaInAs/InP) на длину волны оптического сигнала равную 1,55 *нм*, модулированную длинами волн от дециметров до миллиметров, могут иметь характеристики, приведенные в табл. 3.

Таблица 3

Номер фотодиода	1	2	3	4	5	6
Частота модуляции, *ГГц*	2,5	10	20	30	40	60
Толщина слоя GaInAs, *мк*	2,5	2,5	1,5	0,8	0,6	0,4
Диаметр, мк	140	60	22	20	15	10
Уровень насыщения, *мВт*	800	500	250	160	130	100
Отношение первой гармоники к третьей, *дБ*	16,4	28,2	34,1	35,7	36,6	36,8

Фотоприемники с высокой мощностью насыщения существенно увеличивают пределы изменения динамической характеристики, улучшают отношение сигнал/шум. Однако обычные высокоскоростные фотоприемники имеют очень маленький поглотительный объем и, поэтому

не могут достичь высокой мощности насыщения. Расширение эффективного поглотительного объема приемников, как наиболее прямой способ увеличения фототока насыщения [6, 7] не привело к положительному результату из-за снижения пропускной способности приемника.

Результаты увеличения оптической мощности насыщения при достаточно высокой пропускной способности достигнуты в высокоскоростном распределенном фотоприемнике (VMDP – velocity-matched distributed photodetector) [8]. Получены результаты: фототок насыщения 56 *мА* (по критерию уменьшения квантовой эффективности на 1 *дБ*) при частоте 49 *ГГц*.

Заключение

Сегодня государственному предприятию «Укркосмос» 10 лет. За время существования предприятия были созданы спутниковая распределительная сеть информационного обеспечения, как подсистема ЕССПИ в составе ЦПСС и 42 спутниковых приемных станций; сеть раздачи государственных телепрограмм «УТР» и «Культура» 110-ти абонентам – оператором кабельного телевидения. Предприятие строит сеть регионального телевидения, занимается IP-телевидением.

1. Маркетинговые исследования показали, что потребность в спутниковом ресурсе в Украине растет, и будет расти в ближайшие десятилетия, что является основанием для Украины, иметь национальный телекоммуникационный спутник.

2. В связи с ростом информатизации общества на Земле наблюдается эволюционное изменение и в спутниковых распределительных сетях. Меняется состав предоставляемых услуг, спутниковые распределительные сети работают преимущественно в тесной интеграции с наземной инфраструктурой, наземные распределительные сети осваивают более высокочастотные диапазоны, меняется распределение функций внутри архитектуры наземных распределительных систем, состав оборудования.

Список литературы: 1. *Бобров И.Н.* Оценка спроса на спутниковые телекоммуникационные ресурсы в Украине / И.Н. Бобров, А.А. Липатов, А.А Макаров // Зв'язок. 2002. №1. С.29-31. 2. *Clemens H. von Velmolt, Udo Kruger, Kristen Kruger, and Gerg GrossCopf.* A mobile Broad-Band Communication System Based on Model-Locked Lasers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 45. No. 8 Part II. August 1997. P. 1424-1430. 3. *Zaheer Ahmed, Dalma Novak, Rod B. Warterhouse, and Hei-Feng Lin 37-GHz Fiber.*Wireless System for Distribution of Broad-Band Signals // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 45. No. 8. Part II. August 1997. P. 1431-1435. 4. *Noel, D. D. Marcenac, and D. Wake.* Optical Millimeter-wave Generation Technicque with High Efficiency, Purity and Stability // Electron Lett. Vol. 32. 1996. P. 1997 -1998. 5. *Noel, D. Wake, D, G, Moodie, D. D. Marcenac, L. D. Westbrook, and Nesset Novel.* Techniques for High Copacity 60 GHz Fiber-Radio Transmassion system // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 45. No. 8. Part II. August 1997. P. 1416-1423. 6. *Joseph Harari, Gunghai Jin, Jean P. Vilcot, and Didier Decoster* Theoretical Study of p-i-n Photodetector's Power Limitations from 2,5 to 60 GHz // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 8. Part II. August 1997. P. 1332-1336. 7. *V. M. Hiatala, G. A. Vawter, T. M. Brennan, and B. E. Hammons.* Traveling-Wave Photodetectors for High-Power. Large Bandwidth applications // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, September 1995. P. 2291 – 2298. 8. *L. Y. Lin, M. C. Wu, T. Itoh, T. A. Vang, R. E. Muller, D. L. Sivco, and A. Y. Cho High-Power.* High-Speed Photodetectors – Design, Analysys, and Experimental Demonstration // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45. No. 8. Part II. August 1997. P. 1320 - 1331.

Государственное предприятие
«Укркосмос»,
г. Киев

Поступила в редколлегию 15.02.2006

УДК 621.391.827

Л. Н. БЕРКМАН, д-р техн. наук, В. П. ЕФРЕМОВ, канд. техн. наук,
С. И. ОТРОХ, канд. техн. наук

ОБЕСПЕЧЕНИЕ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ В СЕТЯХ NGN НА БАЗЕ IP-ОРИЕНТИРОВАНЫХ ПРОТОКОЛОВ

Концепция стандартизации NGN (сетей следующего поколения) введена, чтобы учес новую обстановку в сетях телекоммуникаций, характеризующуюся множеством факторо открытой конкуренцией между операторами, связанной с либерализацией рынка, существе ным ростом цифрового трафика, обусловленным возрастающим использованием Интерне ростом потребностей пользователей в новых мультимедиа службах, а также ростом потре ностей пользователей в обобщенной подвижности.

В рамках работ ITU-T по стандартизации качества обслуживания в IP-ориентированны сетях предполагаются следующие этапы решения задачи обеспечения качества обслужив ния (QoS) для конвергированных сетей ТфОП/IP с учетом перехода к сетям NGN, построе ным на базе IP-ориентированных протоколов:

– создание согласованного общего набора рабочих характеристик сетей IP и норм дл этого набора характеристик;

– внедрение сетевых механизмов, которые будут обеспечивать заданные показатели ка чества обслуживания в конфигурации «терминал-терминал»;

– вложение нормированных значений показателей качества обслуживания в протокол сигнализации;

– разработка архитектуры сетевых механизмов поддержки.

В ITU-T опубликовано два международных стандарта: рекомендация Y.1540 (описывае стандартные сетевые характеристики для передачи пакетов в сетях IP) и рекомендация Y.154 (определяет нормы для параметров между двумя граничными сетевыми интерфейсам точками подключения оконечных терминальных устройств).

Рассмотрим некоторые детали Рекомендаций Y.1540 и Y.1541, касающиеся основны сетевых характеристик, связанных с обеспечением QoS в конвергированных сетях ТфОП/IP.

В рекомендации Y.1540 определены следующие пять сетевых характеристик [1] ка наиболее важные по степени их влияния на сквозное качество обслуживания:

1. Производительность сети;
2. Надежность сети/сетевых элементов;
3. Задержка;
4. Вариация задержки (джиттер);
5. Потери пакетов;

Производительность сети или скорость передачи данных пользователя определяется ка эффективная скорость передачи, измеряемая в бит/с. Минимальное значение производитель ности обычно гарантируется провайдером услуг, который, в свою очередь, должен иметь со ответствующие гарантии от сетевого провайдера. В рекомендации ITU-T Y.1540 не приведе ны нормативные характеристики производительности сети, которые отличаются для различ ных приложений. Вместе с тем отмечено, что параметры, связанные с эффективной скоро стью передачи, могут быть определены через дескриптор трафика IP-сети, описанный в ре комендации ITU-T Y.1221.

Что касается характеристики надежности сети/сетевых элементов, то пользователи обыч но ожидают высокий уровень надежности от систем связи. Надежность сети может быть опре делена через ряд параметров, из которых наиболее часто используется коэффициент готовно сти, вычисляемый как отношение времени простоя объекта к суммарному времени наблюде ния. В идеальном случае коэффициент готовности должен быть равен 1, что означает 100%-

ную готовность сети. На практике коэффициент готовности оценивается числом «девяток». Например «три девятки» означают, что коэффициент готовности составляет 0,999, что соответствует 9 часам времени недоступности (простоя) сети. Готовность ТфОП оценивается величиной «пять девяток», что означает 5,5 минут простоя в год. В табл. 1 приведены коэффициенты готовности и соответствующие значения времени простоя оборудования.

Таблица 1

Коэффициент готовности	*Время простоя*
0,99 "две девятки"	3,7 дней в год
0,999 "три девятки"	9 часов в год
0,9999 "четыре девятки"	53 минуты в год
0,99999 "пять девяток"	5,5 минут в год
0,99999999 "шесть девяток"	30 секунд в год

Рекомендация ITU-T Y.1540 определяет следующие параметры, характеризующие доставку IP-пакетов, основной из которых определен как задержка доставки пакета IP (IP packet transfer delay, IPTD). Параметр IPTD определяется как время (t2 – t1) между двумя событиями – вводом пакета во входную точку сети в момент t1 и выводом пакета из выходной точки сети в момент t2, где (t2 > t1) и (t2 – t1) <= Tmax. Параметр IPTD определяется как время доставки пакета между источником и получателем для всех пакетов – как успешно переданных, так и для пакетов с ошибками.

Средняя задержка доставки пакета IP – определяется как среднее арифметическое задержек пакетов в выбранном наборе переданных и принятых пакетов. Величина средней задержки зависит от передаваемого в сети трафика и доступных сетевых ресурсов, в частности от пропускной способности. Рост нагрузки и уменьшение доступных сетевых ресурсов ведут к росту очередей в узлах сети и, как следствие, к увеличению средних задержек доставки пакетов.

Речевая информация и, отчасти, видеоинформация являются примерами трафика, чувствительного к задержкам, тогда как большинство приложений данных менее чувствительно к задержкам. Когда задержка доставки пакета превышает определенные значения Tmax, такие пакеты отбрасываются. В приложениях реального времени (например, в IP-телефонии) это ведет к ухудшению качества речи. Ограничения, связанные со средней задержкой пакетов IP, будут ключевыми для успешного внедрения технологии Voice over IP (VoIP), видеоконференций и других приложений реального времени. Этот параметр во многом будет определять готовность пользователей принять подобные приложения.

Параметр вариации задержки пакета IP (IP packet delay variation, IPDV) определяется между двумя точками сети (входной и выходной) как разность между абсолютной величиной задержки при доставке пакета и определенной эталонной (или опорной) величиной задержки доставки пакета IP.

Эталонная задержка доставки пакета IP между источником и получателем определяется как абсолютное значение задержки доставки первого пакета IP между данными сетевыми точками. Вариация задержки пакета IP, или джиттер, проявляется в том, что последовательные пакеты прибывают к получателю в нерегулярные моменты времени. В системах IP-телефонии это, к примеру, ведет к искажениям звука и, в результате, к тому, что речь становится неразборчивой.

Коэффициент потери пакетов IP (IP packet loss ratio, IPLR) определяется как отношение суммарного числа потерянных пакетов к общему числу принятых пакетов в выбранном наборе переданных и принятых пакетов. Потери пакетов в сетях IP возникают в том случае, когда значение задержек при передаче пакетов превышает нормированное значение, определенное выше как Tmax. Если пакеты теряются, то при передаче данных возможна их повторная передача по запросу принимающей стороны. В системах VoIP пакеты, пришедшие к получателю с задержкой, превышающей Tmax, отбрасываются, что ведет к провалам в принимаемой речи. Среди причин, вызывающих потери пакетов, необходимо отметить рост очередей в узлах сети, возникающий при перегрузках.

Коэффициент ошибок пакетов IP (IP packet error ratio, IPER) определяется как суммарное число пакетов, принятых с ошибками, к сумме успешно принятых пакетов и пакетов, принятых с ошибками.

Рекомендация ITU-T Y.1540 [1] определяет численные значения параметров, специфицированных в Рекомендации Y.1540, которые должны выполняться в сетях IP на международных трактах, соединяющих терминалы пользователей. Нормы на параметры разделены по различным классам QoS, которые определены в зависимости от приложений и сетевых механизмов, применяемых для обеспечения гарантированного качества обслуживания. В табл. 2 [2] представлены нормы на сетевые характеристики.

Таблица 2

Сетевые характеристики	*Классы QoS*					
	0	1	2	3	4	5
Задержка доставки пакета IP, IPTD	100 мс	400 мс	100 мс	400 мс	1 с	Ненормировано
Вариация задержки пакета IP, IPDV	50 мс	50 мс	Н	Н	Н	Ненормировано
Коэффициент потери пакетов IP, IPLR	$1x10^{-3}$	$1x10^{-3}$	$1x10^{-3}$	$1x10^{-3}$	$1x10^{-3}$	Ненормировано
Коэффициент ошибок пакетов IP, IPER	$1x10^{-4}$	$1x10^{-4}$	$1x10^{-4}$	$1x10^{-4}$	$1x10^{-4}$	Ненормировано

Значения параметров, приведенные в таблице, представляют собой, соответственно, верхние границы для средних задержек, джиттера, потерь и ошибок пакетов.

В Рекомендации Y.1541 представлены спецификации набора параметров, связанных с измерением реальных значений сетевых характеристик – периода наблюдений, длины тестовых пакетов, числа пакетов и т.д. В частности, при оценке качества передачи пакетов речи в IP-телефонии минимальный интервал наблюдения должен быть порядка 1 – 20 с при типичной скорости передачи 50 пакетов/с. Рекомендуемый интервал измерений для задержки, джиттера и потерь должен составлять не менее 60 с.

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.

Помимо определения сетевых параметров и спецификации норм для них особенный интерес представляют работы ITU-T по идентификации и стандартизации архитектуры сетевых механизмов для поддержки качества обслуживания в IP-ориентированных сетях. Учитывая тенденцию постоянного расширения числа приложений с различными требованиями к характеристикам качества обслуживания, будущая архитектура должна включать в себя широкий набор общих сетевых механизмов как существующих, так и перспективных, подлежащих разработке. В настоящее время определен начальный набор общих блоков, структури-

рованных в соответствии с тремя логическими плоскостями – контрольной плоскостью, плоскостью данных (информационной плоскостью) и плоскостью менеджмента:

В контрольной плоскости механизмы QoS контрольной плоскости оперируют с путями, по которым передается трафик пользователей, и включают в свой состав:

1) управление допустимостью соединения (Call Admission Control, CAC) – контролирует новые заявки на пропуск трафика через сеть, определяя, может вновь поступающий трафик привести к перегрузке сети или к ухудшению уровня качества обслуживания для уже имеющегося в сети трафика. Обычно управление допустимостью построено на определенном наборе правил администрирования, контроля и управления сетевыми ресурсами. Эти правила могут быть специфицированы в соответствии с потребностями сетевого провайдера или базироваться на соглашении между провайдером и пользователем, а также включать в свой состав различные параметры QoS;

2) QoS-маршрутизация (QoS routing) – обеспечивает выбор пути, который удовлетворяет требованиям к качеству обслуживания для конкретного потока данных. Выбираемый путь может отличаться от кратчайшего пути. Процесс определения пути предполагает знание требований к качеству обслуживания со стороны потока данных и наличие информации о доступных сетевых ресурсах. Как правило, в вычислениях наилучшего пути в QoS-маршрутизации учитывается либо одна сетевая характеристика, либо, максимум, две (производительность и задержку, стоимость и производительность, стоимость и задержку и т.д.), с тем, чтобы сделать процесс вычислений приемлемым для инженерных расчетов;

3) резервирование ресурсов (Resource reservation) – широко использовалось в сетях ATM при формировании постоянных виртуальных соединений, а в IP-ориентированных сетях наиболее типичным механизмом резервирования является механизм, базирующийся на протоколе RSVP.

В плоскости данных группа механизмов оперирует непосредственно с пользовательским трафиком и включает в себя:

1) управление очередями (Buffer management) – состоит в управлении пакетами, стоящими в очереди на передачу. Основные задачи управления очередями – минимизация средней длины очереди при одновременном обеспечении высокого использования канала, а также справедливое распределение буферного пространства между различными потоками данных. Схемы управления очередями различаются, в основном, критерием, по которому отбрасываются пакеты, и местом в очереди. Откуда производится сброс пакетов (начало или конец). Наиболее простым критерием для сброса пакетов является достижение очередью определенного порога, называемого максимальной длиной очереди;

2) предотвращение перегрузок (Congestion avoidance) – поддерживают уровень нагрузки в сети ниже ее пропускной способности. Обычный путь предотвращения перегрузок состоит в уменьшении трафика, поступающего в сеть. Как правило, команда уменьшить трафик влияет в первую очередь на низкоприоритетные источники. Одним из примеров механизмов предотвращения перегрузок является механизм окна в протоколе TCP;

3) маркировка пакетов (Packet marking) – обычно производится во входном граничном узле, где в специальное поле заголовка (Type of service в заголовке IP или DS-байт в заголовке DiffServ) вводится определенное значение. Кроме того, маркировка применяется для тех пакетов. Которые могут быть удалены в случае перегрузки сети;

4) организация и планирование очередей (Queuing and scheduling) – это выбор пакетов для передачи из буфера в канал. Большинство дисциплин обслуживания (или планировщиков) основаны на схеме «первый пришел – первый обслуживается». Для обеспечения более гибких процедур вывода пакетов из очереди был предложен ряд схем, основанных на формировании нескольких очередей;

5) классификация трафика (Traffic classification) – может быть проведена на потоковом или пакетном уровне. На входе в сеть в узле доступа (пограничном маршрутизаторе) пакеты классифицируются для того, чтобы выделить пакеты одного потока, характеризуемого

общими требованиями к качеству обслуживания. Затем трафик подвергается процедуре нормирования (механизм Traffic Conditioning). Нормирование трафика предполагает измерение параметров трафика и сравнение результатов измерений с параметрами, оговоренным в контракте по трафику, известному как SLA (Service Level Agreement);

6) управление характеристиками трафика (Traffic shaping) – предполагает контроль скорости и объема потоков, поступающих на вход сети. В результате прохождения через специальные формирующие буферы уменьшается неопределенность исходного трафика, и его характеристики становятся более предсказуемыми.

Плоскость менеджмента содержит механизмы QoS, имеющие отношение к эксплуатации, администрированию и управлению сетью применительно к доставке пользовательского трафика. В число механизмов QoS на этой плоскости входят:

1) измерения (Metering) – которые обеспечивают контроль параметров трафика – например, скорость потока данных в сравнении с согласованной в SLA скоростью. По результатам измерений могут быть реализованы определенные процедуры, такие, как сброс пакетов и применение механизмов Leaky Bucket и Token Bucket;

2) соглашение об уровне обслуживания (Service Level Agreement) – в ряде случаев представляет собой контракт между пользователем и провайдером услуг. В контракте определяются основные характеристики трафика, формируемого в оборудовании пользователя, и параметры QoS, предоставляемые провайдером.

Список литературы. 1. *ITU-T Recommendation* Y.1540, IP Packet Transfer and Availability Performance parameters. December 2002. 2. *ITU-T Recommendation* Y.1541, Network Performance Objectives for IP-Based Services. May 2002. 3. *ITU-T Recommendation* G.114, One-Way Transmission Time. May 2003. 4. *McDysan.* QoS and traffic Management in IP and ATM Networks. McGraw-Hill. 2000. 5. *Стеклов В.К., Беркман Л.Н.* Телекоммуникационные сети // К: Техника, 2001.650 с. 6. *Кох Р., Яновский Г.* Эволюция и конвергенция в электросвязи. М.: Радио и связь. 2001. 7. *Кучерявый Е.А.* Управление трафиком и качество обслуживания в сети Интернет. СПб.: Наука и техника. 2004.

Государственный университет
информационно-коммуникационных технологий,
г. Киев

Поступила в редколлегию 05.03.2006

ПРОБЛЕМЫ СИНТЕЗА, АНАЛИЗА И УПРАВЛЕНИЯ

УДК 621.394

О. І. РОМАНОВ, д-р. техн. наук, М. М НЕСТЕРЕНКО, В. В. ПРАВИЛО

ПРОБЛЕМИ ПРОЕКТУВАННЯ І УПРАВЛІННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИМИ МЕРЕЖАМИ ТА ШЛЯХИ ЇХ ВИРІШЕННЯ

Одним з найбільш яскравих показників, що відображають рівень науково-технічного і соціального прогресу будь-якої країни, є ступінь розвитку її системи телекомунікацій. Тому питанням удосконалення існуючих мереж, впровадження нових інформаційних технологій, надання все більшої кількості різноманітних послуг абонентам приділяється велика увага, як в нашій країні, так і за кордоном.

Обгрунтоване прийняття рішень про напрями розвитку тієї або іншої області телекомунікацій вимагає визначення і нормування показників якості функціонування, розробки методів і методик прийняття рішень за різних умов експлуатації. В даний час в цьому напрямку ведеться інтенсивна наукова робота. Проте, аналіз публікацій, показує, що велика кількість теоретичних розробок не дає можливості їх використання на практиці. Це зв'язано, на наш погляд, з такими погрішностями теоретичних досліджень:

1. Невдалим вибором показників і критеріїв оцінки пропонованих рішень.
2. Застосуванням математичного апарату, що слабо відображає процеси, що протікають в телекомунікаційних мережах.
3. Спроби отримання аналітичних залежностей характеристик телекомунікаційних мереж в областях, де аналітичний апарат не працює.
4. Визначення закономірностей, у складі яких є початкові дані, одержати які не вбачається можливим.
5. Розробка методів, які, покращуючи один з параметрів телекомунікаційної системи, зрештою знижують ефективність функціонування всієї системи в цілому.

Розглянемо можливі напрями наукових досліджень у області телекомунікаційних мереж, доцільні формулювання завдань, а також їх уявлення у формалізованому вигляді.

Аналізуючи завдання, які необхідно вирішувати в процесі дослідження телекомунікаційних мереж, можна зробити висновок, що більшість з них можна розглядати як завдання управління. При цьому їх можна розділити на три групи:

1. Завдання проектування телекомунікаційної мережі. Іноді їх розглядають як завдання управління на етапах розгортання або згортання телекомунікаційної мережі [1].
2. Завдання управління в режимі нормального функціонування мережі.
3. Завдання управління телекомунікаційною мережею в екстремальних ситуаціях.

Для кожної з приведених умов можуть бути виділені специфічні групи завдань управління, в рамках яких формулюються часткові завдання, відповідно до специфіки їх постановки [2,3].

Так, для першого випадку в групу завдань управління телекомунікаційною мережею з морфологією, що планово змінюється, повинні входити:

- аналіз плану створення, розгортання і згортання телекомунікаційної мережі;
- аналіз наявного або потрібного (при розгортанні), або такого, що звільняється (при згортанні) мережевого ресурсу;
- аналіз вимог по забезпеченню трафіка і параметрів імовірнісно-часових характеристик за запланованими етапами зміни морфології мережі;
- формування плану розподілу навантаження (ПРН) за етапами;
- прийняття рішень з розподілу мережевого ресурсу, що забезпечує реалізацію ПРН при мінімальних часових, матеріально-технічних і інших видах витрат;
- формування команд, що реалізовують прийняті рішення.

Ці завдання розв'язуються системою управління телекомунікаційною мережею (СУТМ) на підставі даних про заплановані морфологічні зміни в мережі і прогнозуванні зміни параметрів її функціонування. Розгортання мережі пов'язане з введенням нових комутаційних

центрів (КЦ), ліній зв'язку і утворенні нових напрямів зв'язку. Такі зміни впливають на багато елементів діючої частини мережі. В першу чергу, це відноситься до параметрів пропускної спроможності гілок мережі, що забезпечують обслуговування трафіка, і показників якості обслуговування різних напрямів зв'язку.

Розгортання, коректування або згортання телекомунікаційної мережі пов'язане з перефор-мовуванням ПРН і рішенням ряду завдань за визначенням основних характеристик. В першу чергу, це параметри пропускної спроможності напрямів і гілок, надійність функціонування і живучість мережі. Після рішення вказаних задач формуються команди об'єктам управління. Слід зазначити, що одним з основних завдань планової зміни структури мережі є визначення необхідного канального ресурсу гілок, що забезпечує обслуговування поступаючого навантаження із заданою якістю.

Дане завдання в загальному вигляді формулюється таким чином:

– телекомунікаційна мережа задається ваговим графом $G\ (N,M)$, де N – кількість КЦ, а M – число гілок в мережі. В свою чергу кожна гілка m_{ij} мережі має канальну ємність $V_{m_{ij}}$ $\left(i,\ j = \overline{1,\ N}\right)$ та виражена цілочисленими значеннями;

– на кожний інформаційний напрямок g_{ij} $(i, j = \overline{1,N}\ ;\ i \neq j\ ;)$, тобто між кожною парою КЦ$_{ij}$, надходить навантаження Z яке потребує якість обслуговування $P_{g_{ij}} \leq P_{g_{ij}}^{max}$. При чому навантаження визначається за формулою $Z = \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} Z_{g_{ij}}$ $\left(i, j = \overline{1,N};\ i \neq j\ ;\right)$, де $Z_{g_{ij}}$ – навантаження, що поступає на обслуговування в інформаційні напрями, кількість яких дорівнює $N(N-1)$ для $g_{ij} \neq g_{ji}$.

Необхідно визначити: 1. Мінімальний канальний ресурс $\left|\ V_{ij}\right|^{min}$ кожної гілки телекомунікаційної мережі; 2. Сформувати ПРН, що є матрицею $M_{\nu} = \left|\ \mu_{ij}^{\nu}\right|$ $\left(i, j = \overline{1,N};\ i \neq j\ ;\ \nu = \overline{1,k;}\right)$ сукупності незалежних шляхів передачі інформації $\mu_{ij}^{\nu}\left(\nu = \overline{1,k}\right)$ по гілкам мережі, з вказівкою черговості $\nu\left(\nu = \overline{1,k}\right)$ заняття шляхів, що забезпечують обслуговування навантаження із заданою якістю, при використанні мінімального канального ресурсу тобто:

$$\left|\ V_{ij}\right|^{min} = \sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N} V_{m_{ij}} \rightarrow min$$

$$\left|\ V_{ij}\right|^{min} = f\left(M_{\nu} = \left|\ \mu_{ij}^{\nu}\right|\ \right),\ \left(i, j = \overline{1,N};\ i \neq j\ ;\ \nu = \overline{1,k;}\right), \qquad (1)$$

при наступних обмеженнях:

$$\begin{cases} P_{g_{ij}} \leq P_{g\,ij}^{max}\ ,\ i, j = \overline{1,N}\ ;\ i \neq j\ ; \\ P_{g_{ij}} \geq \prod_{i=1}^{N}\left[1 - \prod_{j=1}^{N}\left(1 - p_{m_{ij}}\right)\right] \\ Z_{g\,ij} \leq Z_{g\,ij}^{max} \end{cases}$$

де P – допустима ймовірність втрат у напрямі зв'язку; $P_{g_{ij}}$ – реальна якість обслуговування в інформаційних напрямах; $p_{m_{ij}}$ – ймовірність втрат на гілках мережі;

Завдання (1) відноситься до *NP*-повних задач комбінаторного типу. В цьому випадку в процесі розрахунку мінімального канального ресурсу гілок мережі приймається допущення, що ПРН заданий. Тому частіше розв'язується спрощене завдання (2), яке має вигляд

$$\left| V_{ij} \right|^{min} = \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} V_{m_{ij}} \rightarrow min \qquad (2)$$

при системі обмежень:

$$\begin{cases} M_{\nu} = \left| \mu_{ij}^{\nu} \right|, \quad i,j = \overline{1,N};\ i \neq j;\ \nu = \overline{1,k}; \\ P_{g_{ij}} \leq P_{g_{ij}}^{max}, \quad i,j = \overline{1,N};\ i \neq j; \\ P_{g_{ij}} \geq \prod_{i=1}^{N} \left[1 - \prod_{j=1}^{N} \left(1 - p_{m_{ij}} \right) \right] \\ Z_{g_{ij}} \leq Z_{g_{ij}}^{max} \end{cases}$$

На практиці це допущення як правило не виконується тому, що знижує точність отриманих результатів.

Одночасно з рішенням задач, пов'язаних із зміною морфології керованої мережі, і після таких змін система управління вирішує задачі забезпечення нормального функціонування телекомунікаційної мережі на діючих ділянках.

В процесі нормального функціонування телекомунікаційної мережі основними завданнями системи управління є:

- контроль технічного стану елементів мережі:
- оцінка значень параметрів функціонування мережі;
- обробка даних про технічні відмови в елементах мережі;
- контроль показників пропускної спроможності гілок і напрямів зв'язку;
- встановлення чинників відхилення параметрів від встановлених норм;
- кваліфікація стану елементів і ділянок мережі зв'язку по градаціях: „норма", „попередження"та „аварія" [1];
- виявлення місць, джерел і причин відмов в мережі;
- визначення способу відновлення нормального функціонування мережі;
- формування команд на об`єкти управління.

Ключовим завданням системи управління в процесі нормального функціонування керованої мережі зв'язку є формування ПРН $M_{\nu} = \left| \mu_{ij}^{\nu} \right|$ такого, що забезпечує задані характеристики і ефективність використання устаткування керованої мережі зв'язку.

Один з показників, який може використовуватись при рішенні такого класу задач є V^*, де V^* – число каналів, видалення яких з гілки не приводить до $P_{g_{ij}} \leq P_{g_{ij}}^{max}$. Тоді формалізований запис задачі (3), яку потрібно вирішувати буде мати наступний вигляд:

$$V^* = \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} \left[f\left(P_{ij}\right) \left(V_{mij} - V^0_{mij} \right) \right] \to max$$

$$f\left(P_{ij}\right) = \begin{cases} 1, \text{якщо } P_{g_{ij}} \geq P^{max}_{g_{ij}} \\ \gamma_{ij}, \text{якщо } P_{g_{ij}} < P^{max}_{g_{ij}} \end{cases};$$

$$\gamma_{ij} = \begin{cases} 1, \text{якщо } V_{m_{ij}} \geq V^0_{m_{ij}} \\ 0, \text{якщо } V_{m_{ij}} < V^0_{m_{ij}} \end{cases};$$

де V_{ij} – канальний ресурс гілки; V^0_{ij} – необхідний канальний ресурс гілки для обслуговування поступаючого навантаження із заданою якістю;
при наступній системі обмежень:

$$\begin{cases} P_{g_{ij}} \leq P^{max}_{g_{ij}}, \quad i, j = \overline{1, N}; \; i \neq j; \\ P_{g_{ij}} \geq \prod_{i=1}^{N} \left[1 - \prod_{j=1}^{N} \left(1 - p_{m_{ij}} \right) \right] \\ Z_{g_{ij}} \leq Z^{max}_{g_{ij}} \end{cases}$$

Значення V^* може виступати у вигляді показника оцінки ефективності управління при порівнянні різних систем управління мережею зв'язку. Якщо ПРН, сформований системою управління, близький оптимальному, то в режимі нормального функціонування мережі зв'язку, як правило, будуть задоволені всі оперативно-технічні вимоги.

В умовах екстремальної ситуації роль системи управління особливо важлива, а задачі які вирішуються, мають ряд специфічних особливостей. До таких завдань, в першу чергу можуть бути віднесені:

– організація збору даних про поразку елементів і ділянок мережі;
– визначення типу поразки елементів і ділянок мережі;
– облік ресурсу мережі, що забезпечує функціонування напрямів зв'язку;
– облік резервного мережевого ресурсу і визначення місць його введення в експлуатацію;
– оцінка доцільності введення обмежень вхідного навантаження;
– формування (переформовування) ПРН для діючих напрямів зв'язку;
– уточнення вимог до якості обслуговування в напрямах зв'язку;
– ухвалення рішень на відновлення уражених елементів мережі, зниження впливу вражаючих чинників;
– формування і передача команд на об'єкти управління.

При виникненні на мережі зв'язку екстремальних ситуацій, пов'язаних з дією на неї зовнішніх вражаючих чинників, система управління переводиться в особливий режим роботи. Для оцінки ситуації на мережі зв'язку системою управління буде проведене рішення задачі (3). В результаті може опинитися, що якість обслуговування в деяких напрямах зв'язку нижче необхідних норм. У цих умовах, в першу чергу, проводиться спроба довести характе

ристики мережі до необхідних норм шляхом перерозподілу і обмеження числа шляхів передачі інформації в частині напрямів зв'язку, тобто

$$\nu = \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} \left[\nu_{g_{ij}} - \nu'_{g_{ij}} \right] \to min \qquad (4)$$

при наступних обмеженнях:

$$\begin{cases} M_\nu = \left| \mu_{ij}^{\nu} \right|, \quad i,j = \overline{1,N};\ i \neq j;\ \nu = \overline{1,k}; \\ P_{g_{ij}} \leq P_{g_{ij}}^{max}, \quad i,j = \overline{1,N};\ i \neq j; \\ P_{g_{ij}} \geq \prod_{i=1}^{N} \left[1 - \prod_{j=1}^{N} \left(1 - p_{m_{ij}} \right) \right] \\ Z_{g_{ij}} \leq Z_{g_{ij}}^{max} \end{cases},$$

де $\nu_{g_{ij}}$ – можливі шляхи передачі інформації в напрямі; $\nu'_{g_{ij}}$ – шляхи передачі інформації, на які накладена заборона у використанні.

Якщо вжиті заходи не приводять до бажаного результату, то наступним кроком є введення в експлуатацію наявного резерву сил і засобів. На даному етапі визначається мінімально необхідний додатковий ресурс, що забезпечує доведення характеристик мережі до необхідних норм, тобто

$$V_0 = \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} \left[m_{ij} \left(V_{ij} - V_{ij}^{0} \right) \right] \to min \qquad (5)$$

при наступних обмеженнях:

$$\begin{cases} M_\nu = \left| \mu_{ij}^{\nu} \right|, \quad i,j = \overline{1,N};\ i \neq j;\ \nu = \overline{1,k}; \\ P_{g_{ij}} \leq P_{gij}^{max}, \quad i,j = \overline{1,N};\ i \neq j; \\ P_{g_{ij}} \geq \prod_{i=1}^{N} \left[1 - \prod_{j=1}^{N} \left(1 - p_{m_{ij}} \right) \right] \\ Z_{gij} \leq Z_{gij}^{max} \end{cases},$$

де $m_{ij} = \begin{cases} 0, якщо\ V_{ij} \geq V_{ij}^{0} \\ 1, якщо\ V_{ij} < V_{ij}^{0} \end{cases}$, V_{ij}^{0} – мінімальна потужність гілки, необхідна для обслуговування з необхідною якістю; V_0 – необхідне число каналів для доведення характеристик мережі до необхідних норм.

Якщо необхідне число каналів перевищує наявний резерв, то наступною мірою дове дення характеристик мережі до необхідних норм може бути обмеження вхідного навант ження, тобто

$$Z_0 = \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} \left(Z_{ij} - \Delta Z_{ij} \right) \to min \quad , \left(i, j = \overline{1, N};\ i \neq j \ ; \right)$$

при наступних обмеженнях:

$$\begin{cases} M_v = \left| \mu_{ij}^{v} \right|, \ i, j = \overline{1, N};\ i \neq j \ ;\ v = \overline{1, k}; \\ P_{g_{ij}} \leq P_{gij}^{max}, i, j = \overline{1, N} \ ;\ i \neq j \ ; \\ P_{g_{ij}} \geq \prod_{i=1}^{N} \left[1 - \prod_{j=1}^{N} \left(1 - p_{m_{ij}} \right) \right] \\ Z_{gij} \leq Z_{gij}^{max} \end{cases}$$

Слід зазначити, що в сучасній науково-технічній літературі відсутні методики, що дозволяють практично вирішити завдання управління (4), (5), (6) для реальних мереж велико розмірності.

Іноді, при виникненні екстремальних ситуацій, замість вимоги доведення характеристи мережі до нормованих значень ставиться умова забезпечення можливої пропускної спромо жності з максимально допустимою якістю обслуговування для абонентів і повідомлен вищих категорій, якість обслуговування нижчих категорій при цьому не нормується.

Наявність великого числа випадкових чинників, що визначають умови функціонуванн мереж, і обмеженість ресурсу, виділеного для організації зв'язку, приводить до доцільност введення управління структурою, потоками, параметрами і режимами роботи мережі з мето підтримки їх основних характеристик в межах необхідних норм.

Список літературы: 1. *Романов А.И.* Телекоммуникационные сети и управление. К.: ВПЦ «Киевски Университет», 2003. 247с. 2. *Романов А.И.* Управление потоками речевых сообщений на сетях связи. К НЦ КВІУЗ, 1998. 272 с. 3. *Концепция* TMN, рекомендации ITU M.3010. 4. *Нейман В.И.* Важнейшие за дачи организации управления современными сетями связи // Электросвязь. № 3. 1997. С.20 – 23.

ВИТИ НТУ «КПИ»

Надійшла до редколегії 20.01.2006

УДК 621.372

Ю. И. ЛОСЕВ, д-р техн. наук, К. М. РУККАС, канд. техн. наук

АНАЛИЗ СИСТЕМЫ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ С ПРИОРИТЕТАМИ С УЧЕТОМ ФРАКТАЛЬНОСТИ ВХОДНОГО ТРАФИКА

Постановка задачи

В современных телекоммуникационных системах (ТКС) одной из важнейших задач является обеспечение требуемого качества обслуживания абонентов. Одним из эффективных методов управления качеством является разделение пропускной способности каналов с использованием приоритетов для различных информационных потоков.

В литературе рассмотрены системы массового обслуживания с приоритетами. Однако все предложенные модели разработаны с учетом того, что входящий трафик будет пуассоновским. В современных высокоскоростных ТКС такое предположение не всегда верно. В работах [1-3] показано, что информационные потоки в современных ТКС имеет фрактальную природу. Особенностью фрактального трафика является существование кластеризации и непостоянство характеристик во всех временных масштабах. Кроме того, фрактальный трафик хорошо описывается медленно затухающими распределениями (например, распределение Парето, Вейбулла, логонормальное, гиперэкспоненциальное).

Результаты, полученные исходя из предположения о том, что входной поток является пуассоновским, не подходят для фрактального трафика. Следовательно, при разработке новой модели системы массового обслуживания с приоритетами необходимо учитывать фрактальность входного трафика.

Основной материал

Для систем массового обслуживания на вход которых поступает пуассоновский поток требований (M/G/1) время ожидания для потока с приоритетом p ($T_{ожс_p}$) может быть определено следующим выражением.

$$T_{ожс_p} = \frac{\overline{T_{зад}}}{(1-\sigma_{p-1})\cdot(1-\sigma_p)}, \qquad (1)$$

$$\sigma_p = \sum_{i=p}^{P} \rho_i ,$$

где $\overline{T_{зад}}$ – средняя задержка меченого требования, связанная с наличием другого требования на обслуживании. Известно, что величина этой задержки определяется по формуле

$$\overline{T_{зад}} = \sum_{i=1}^{P} \overline{T_{зад_i}} = \sum_{i=1}^{P} \rho_i \cdot \frac{\sigma_{b_i}^2}{2\cdot \overline{T_{обсi}}} = \sum_{i=1}^{P} \frac{\lambda_i \cdot \sigma_{b_i}^2}{2}, \qquad (2)$$

где $\overline{T_{задi}}$ – средняя задержка требования, связанная с наличием сообщения i-го приоритета; $\overline{T_{обс_i}}$ – среднее время обслуживания; λ_i – интенсивность поступлений требований i-го приоритетного класса; ρ_i – коэффициент загрузки i-го приоритетного класса требований; $\sigma_{b_i}^2$ – второй момент времени обслуживания (дисперсия) i-го приоритетного класса требований.

Анализ этого выражения показывает, что средняя задержка требования, связанная с наличием другого требования на обслуживании, зависит от интенсивности поступлений λ_i и от дисперсии времени обслуживания $\sigma_{b_i}^2$. Выражение (2) получено из условия, что входной поток требований пуассоновский, а поток обслуживания произвольный. Чтобы снять ограничения,рассмотрим систему массового обслуживания G/G/1.

Известно, что время ожидания $T_{ожс_i}$ можно представить в виде

$$T_{ожс_i} = \frac{T_{зад_i}}{1-\rho}.$$

С другой стороны, верхнюю границу времени ожидания $T_{ожс_i}$ для системы (G/G/1) можно представить в виде выражения

$$T_{ожсi} \le \frac{\sigma_{a_i}^2 + \sigma_{b_i}^2}{2 \cdot \overline{T_{постi}} \cdot (1-\rho_i)} = T_i^{\max_1},$$

где $\sigma_{a_i}^2, \sigma_{b_i}^2$ – дисперсия соответственно входного потока и потока обслуживания; $\overline{T_{пост_i}}$ – среднее значение интервала времени между входными сообщениями i-го приоритета; $\rho_i = \frac{\overline{T_{обс_i}}}{T_{пост_i}}$ – коэффициент загрузки для системы (G/G/1).

Верхняя граничная оценка (4) оказывается тем более точной, чем больше величина коэффициента загрузки ρ_i. Из соотношения (4) также видно, что среднее время ожидания определяется флуктуациями процессов поступления требований и обслуживания.

Другими исследователями была получена другая, более строгая, формула верхней границы

$$T_{ожсi} \le \frac{1+C_{b_i}^2}{(1/\rho_i)^2 + C_{b_i}^2}\left[\frac{\sigma_{a_i}^2 + \sigma_{b_i}^2}{2 \cdot \overline{T_{постi}} \cdot (1-\rho_i)}\right] = T_i^{\max_2},$$

где $C_b = \frac{\sigma_{b_i}}{\overline{T_{обс_i}}}$ – коэффициент вариации времени обслуживания.

Полученная верхняя граница не зависит от закона распределения входного и выходного потоков. Она определяется только первыми двумя моментами распределений промежутков между требованиями и времени обслуживания.

Для нахождения нижней границы задержки можно использовать выражение

$$T_{ожсi} \ge \frac{\rho_i^2 \cdot C_{b_i}^2 + \rho_i \cdot (\rho_i - 2)}{2 \cdot \lambda_i \cdot (1-\rho_i)} = T_i^{\min}$$

Эта граница неотрицательна только для коэффициентов вариации времени обслуживания, удовлетворяющих условию

$$C_b^2 \ge \frac{(2-\rho)}{\rho}.$$

Тогда, подставив в выражение (3) значения времени ожидания (выражения (4)-(6)), можно получить следующие выражения средней задержки:

$$T_{зад_i}^{\max_1} = \frac{\sigma_{a_i}^2 + \sigma_{b_i}^2}{2 \cdot \overline{T_{постi}}},$$

$$T_{зад_i}^{\max_2} = \frac{1+C_{b_i}^2}{(1/\rho_i)^2 + C_{b_i}^2}\left[\frac{\sigma_{a_i}^2 + \sigma_{b_i}^2}{2 \cdot \overline{T_{постi}}}\right],$$

$$T_{зад_i}^{\min} = \frac{\rho_i^2 \cdot C_{b_i}^2 + \rho_i \cdot (\rho_i - 2)}{2 \cdot \lambda_i}. \qquad (9)$$

Для оценки времени ожидания обслуживания полученные значения средней задержки необходимо подставить в выражение (2), а затем полученные значения – в выражение (1). Таким образом, для системы массового обслуживания (G/G/1) с приоритетами получено выражение для времени ожидания потока с приоритетом р.

Для анализа времени задержки в системе (G/G/1) с приоритетами необходимо провести исследование различных законов распределения, которые используются для описания фрактального трафика.

Как отмечалось ранее, для моделирования фрактального трафика обычно используют распределения Парето, Вейбулла, логонормальное и гиперэкспоненциальное распределения. В таблице приведены основные характеристики указанных выше предложенных распределений.

Рассмотрим свойства этих распределений. Наиболее часто для моделирования фрактального трафика используется распределение Парето. Достоинством такого распределения является возможность определения фрактальности трафика по параметрам распределения. Недостатком этого распределения является то, что оно имеет бесконечную дисперсию, что означает высокую изменчивость входного трафика. Следовательно, использовать это распределение в данном случае нельзя.

Название распределений	Математическое ожидание	Дисперсия
Парето	$\mu = \frac{a \cdot b}{a-1}$, при a<1 матожидание не существует	$\sigma^2 = \frac{a \cdot b^2}{(a-1)\cdot(a-2)}$, при a<2 дисперсия не существует
Вейбулла	$\mu = \frac{\beta}{\alpha} \cdot \Gamma(\frac{1}{\alpha})$	$\sigma^2 = \frac{\beta^2}{\alpha} \cdot \left\{ 2 \cdot \Gamma\left(\frac{2}{\alpha}\right) - \frac{1}{\alpha}\left[\Gamma\left(\frac{1}{\alpha}\right)\right]^2 \right\}$
Логонормальное	$\mu = e^{\mu + \frac{\sigma^2}{2}}$	$\sigma^2 = e^{\sigma^2 + 2\cdot\mu} \cdot (e^{\sigma^2} - 1)$
Гамма-распределение	$\mu = \alpha \cdot \beta$	$\sigma^2 = \alpha \cdot \beta^2$

Наряду с распределением Парето наиболее часто используется при моделировании фрактального трафика распределение Вейбулла. Закон распределения вероятностей для распределения Вейбулла имеет вид

$$F(x) = 1 - e^{-(\frac{x}{\beta})^{\alpha}}, \qquad (10)$$

где β, α – соответственно масштабный параметр и параметр формы. В работах [1-3] показано, что модели трафика с долговременной зависимостью (в частности, модели, основанные на фрактальном броуновском движении) приводят к асимптотике распределения вероятностей хвостов вейбулловского типа, т.е.

$$P(x > B) \sim e^{-(\gamma B)^{2-2H}} \text{ при } B \to \infty, \qquad (11)$$

где γ – константа; $P(x > B)$ – вероятность того, что параметр x (например, длина очереди), больше параметра B; H – параметр Херста (параметр самоподобия). Параметр Херста H представляет собой меру устойчивости статистического явления, или меру длительности долгосрочной зависимости. Значение $H = 0.5$ указывает на отсутствие долгосрочной зависимо-

сти. Чем ближе значение H к 1, тем выше степень устойчивости долгосрочной зависимости При исследовании различных типов трафика современных ТКС показал, что параметр Херст для большинства приложений находится в интервале $0.5 < H < 1$.

Из выражения (10,11) можно определить, что параметр α распределения Вейбулл можно выразить через параметр Херста следующим образом:

$$\alpha = 2 - 2H .$$

Следовательно, при исследовании системы массового обслуживания (G/G/1) с приорите тами и фрактальным входным трафиком, параметр α распределения Вейбулла будет нахо диться в интервале $0 < \alpha < 1$.

На рис. 1-3 приведены зависимости относительного времени ожидания $\left(\frac{T_{ож}}{T_{обс}}\right)$ от коэффи

циента загрузки ρ_i для систем M/G/1 и G/G/1 с приоритетами. Для вычисления времени ожида ния системы M/G/1 с приоритетами использовалось выражение (2), а для системы G/G/1 – вы ражение (4), дисперсия времени обслуживания в обоих случаях принята равной 4. Предполага лось, что в рассматриваемых СМО обслуживаются потоки с пятью уровнями приоритета. Ин тенсивность потоков различных уровней приоритета одинаковы и равны 1/5 от общего потока.

На рис. 1 отображена зависимость относительного времени ожидания от интенсивност потоков для системы M/G/1 и системы G/G/1 с приоритетами. Параметр Херста для систем G/G/1 равен 0,5. Из рис. 1 видно, что время ожидания для системы G/G/1 с приоритетами дл всех уровней приоритетов растет быстрее, чем в случае системы M/G/1. Хотя для малых зна чений коэффициента загрузки время ожидания для системы G/G/1 с приоритетами меньше чем в системе M/G/1. Это можно пояснить тем, что дисперсия распределения Вейбулл в данном случае меньше, чем дисперсия в экспоненциальном распределении.

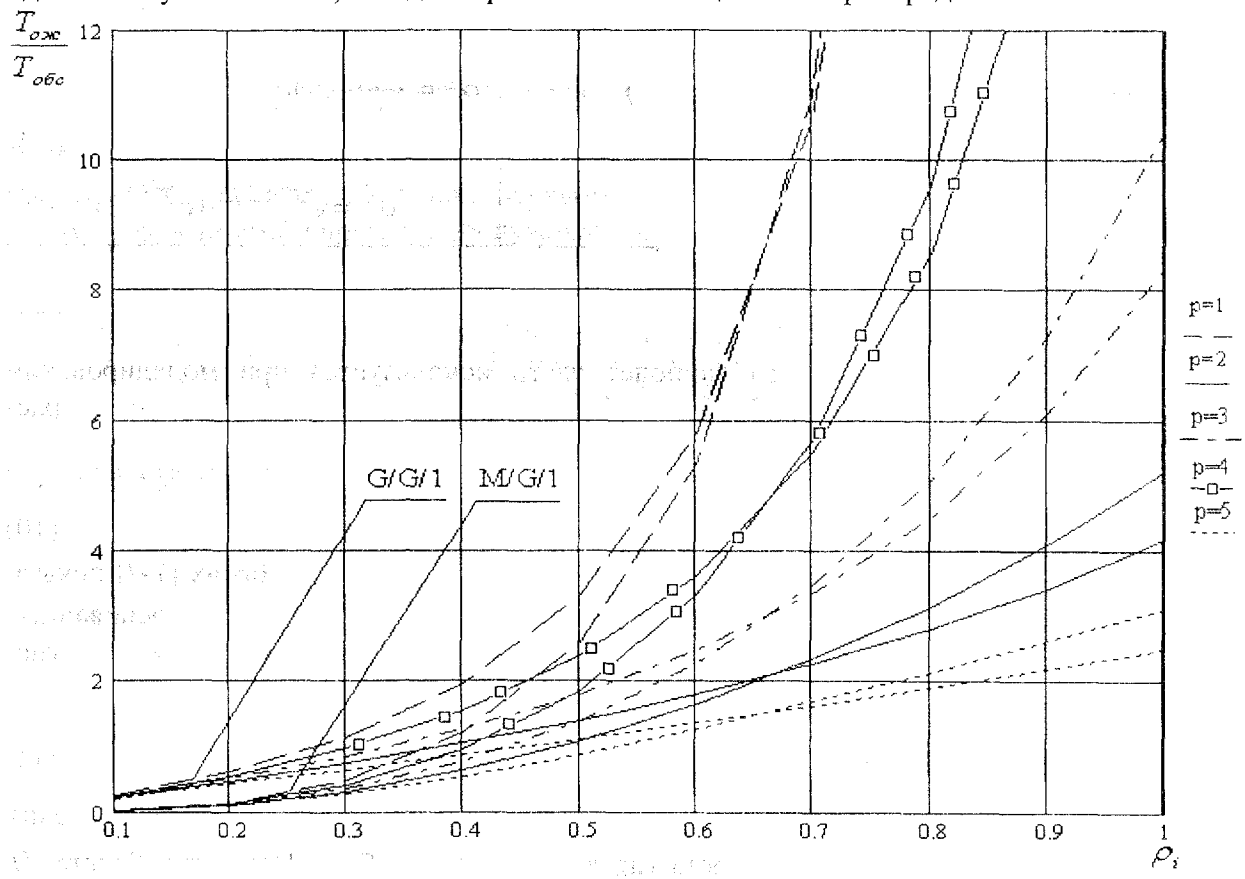


Рис.1

На рис.2 отображена зависимость относительного времени ожидания от интенсивности потоков для системы M/G/1 и системы G/G/1 с приоритетами.

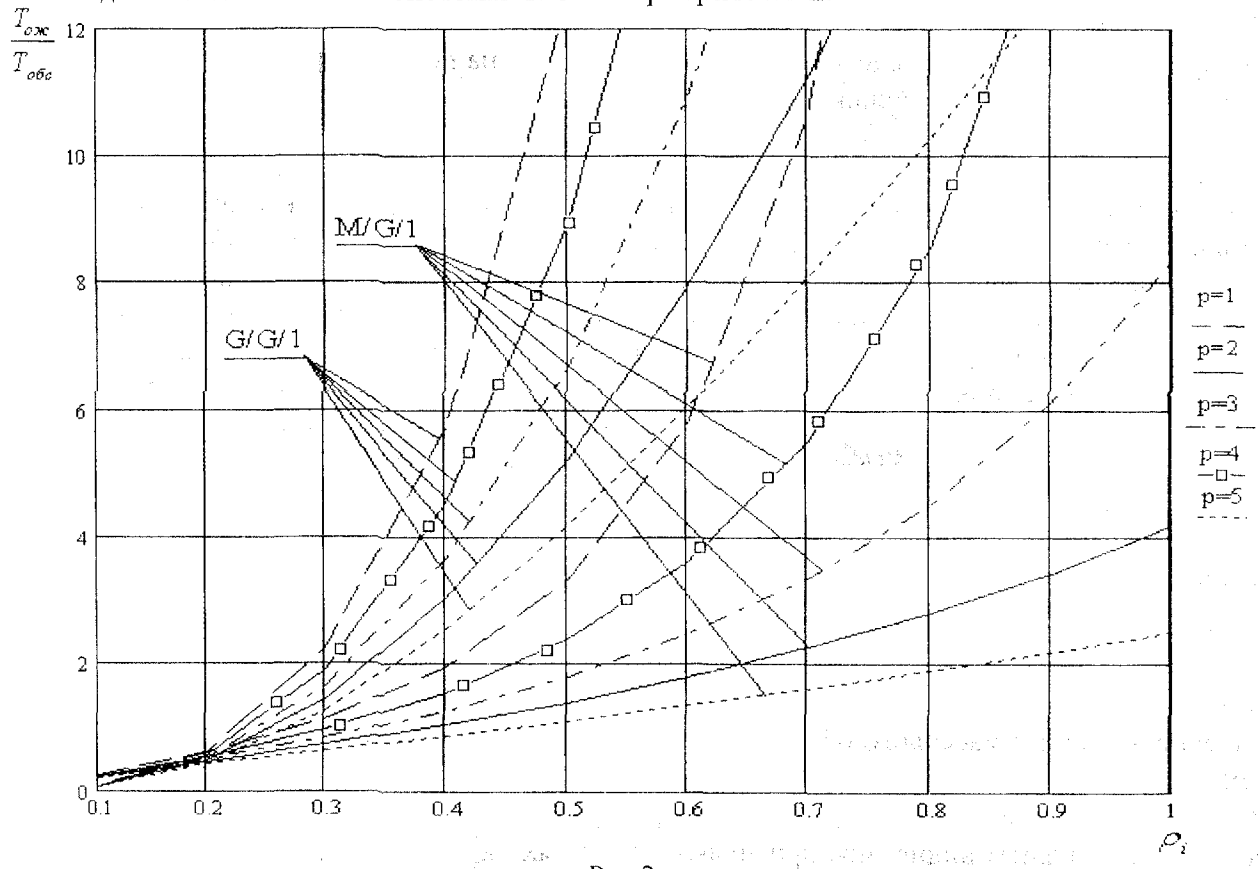


Рис.2

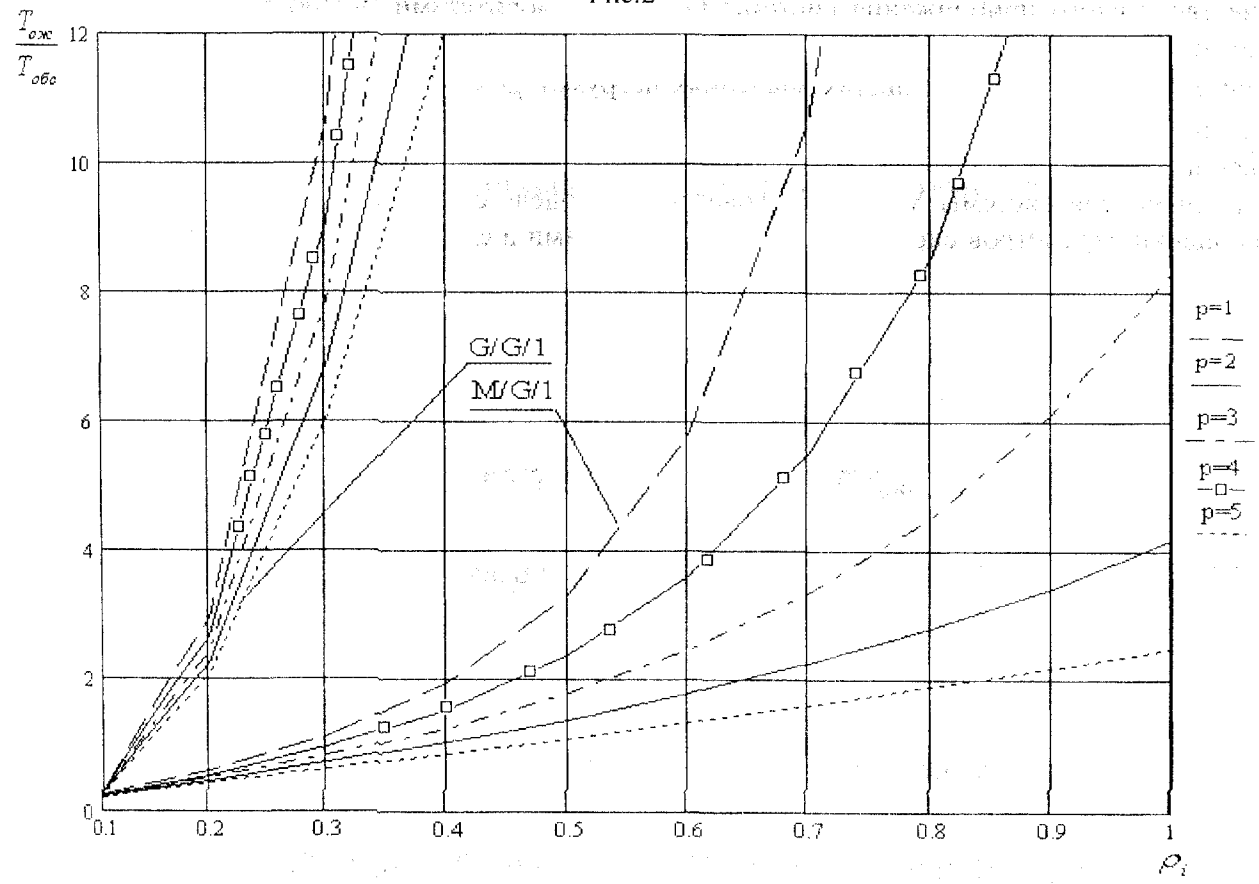


Рис. 3

Параметр Херста для системы G/G/1 равен 0.75. Из рис.2 видно, что время ожидания системе G/G/1 для всех типов потоков выше, чем в системе M/G/1. Причем с ростом коэффициентом нагрузки разница еще больше увеличивается. Это можно пояснить тем, что в данном случае дисперсия распределения Вейбулла возросла на порядок (равна 10).

На рис. 3 отображена зависимость относительного времени ожидания от интенсивности потоков для системы M/G/1 и системы G/G/1 с приоритетами. Параметр Херста для системы G/G/1 равен 0,8. Из рис. 3 видно, что время ожидания для системы G/G/1 с приоритетами для самого высокого уровня приоритета при любом значении коэффициента нагрузки больше чем время ожидания для самого низкоприоритетного трафика в системе M/G/1 с приоритетами. Это можно пояснить тем, что дисперсия распределения Вейбулла в данном случае возросла еще на порядок, по сравнению с предыдущим примером (равна 110). Рост дисперсии с физической точки зрения можно объяснить как рост пачечности трафика. Под ростом пачечности трафика понимается рост как длительности пачки, так и количества пачек. Таким образом, с ростом самоподобности входного трафика время ожидания растет значительно быстрее, чем для системы M/G/1. Следовательно, модель системы M/G/1 нельзя использовать для оценки параметров системы G/G/1 с приоритетами в случае высокой фрактальности входного трафика. В данном случае для оценки времени ожидания системы G/G/1 с приоритетами необходимо использовать выражения (1), (5), (8).

Выводы

В работе проведен сравнительный анализ систем массового обслуживания M/G/1 с приоритетами и системы G/G/1 с приоритетами. Получено выражение для вычисления времени ожидания в системе массового обслуживания G/G/1 с приоритетами Показано, что с увеличением самоподобности (фрактальности) входящего трафика значительно увеличивается время ожидания сообщений всех приоритетов по сравнению с системой M/G/1 с приоритетами. Из проведенного анализа видно, что при малых значениях параметра Херста ($0.5 < H < 0.65$) в качестве первого приближения системы G/G/1 с приоритетами можно использовать модель системы M/G/1. Причем точность результатов будет незначительно падать с ростом коэффициента нагрузки. При небольших значениях нагрузки $\rho < 0.5$ полученные результаты будут практически совпадать. С ростом фрактальности трафика результаты, полученные при использовании модели G/G/1, будут значительно отличаться от результатов, полученных при использовании модели системы M/G/1. Следовательно, модель системы M/G/1 нельзя использовать для оценки параметров системы G/G/1 с приоритетами в случае высокой фрактальности входного трафика. В данном случае целесообразнее использовать предложенную в данной статье модель системы G/G/1 с приоритетами (выражения (1), (5), (8)).

Список литературы: 1. *Фрактальные* процессы в телекоммуникациях. / Под ред. О.И. Шелухина. М.: Радиотехника, 2003. 480 с. 2. *Моделирование* информационных систем. / Под ред. О.И. Шелухина. М.: Радиотехника, 2005. 368 с. 3. *Крылов В.В., Самохвалова С.С.* Теория телетрафика и ее приложения. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 288 с.

Харьковский университет Воздушных Сил

Поступила в редколлегию 25.01.2006

УДК 681.324

ALEXANDER BARKALOV, prof., LARYSA TITARENKO, d.sc.

DESIGN OF COMPOSITIONAL MICROPROGRAM CONTROL UNITS FOR TELECOMMUNICATION SYSTEMS

Introduction

One of the most important problems under the design of telecommunication system is design of effective control unit [1, 2]. A control unit of telecommunication system can be implemented as a compositional microprogram control unit (CMCU) that is based on the natural addressing of microinstructions in the operational linear chains (OLC) [3, 4]. This solution can be applied when control algorithm of telecommunication system is represented as linear flow-chart with long unconditional chains of operational nodes. One of the most important tasks arousing under the design of CMCU circuit using programmable logic devices (PLD) in the task of the minimization of the circuit's cost [5]. The method of this task's solution is proposed in this article.

Main idea of method

Compositional microprogram control unit with a base structure U_1 is a composition of the finite – state - machine (FSM) S_1 and control unit with "programmable" logic and natural addressing of microinstructions S_2 (Figure 1).

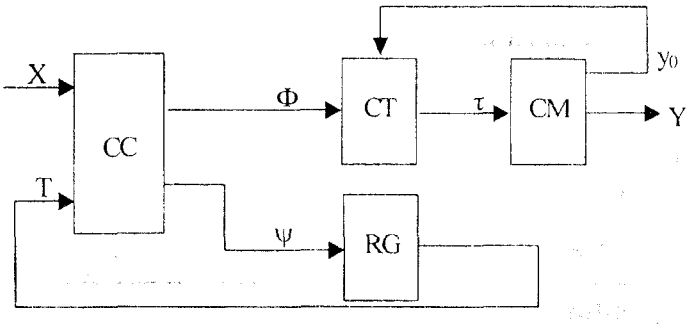


Fig. 1. Structural diagram of compositional microprogram control unit U_1

Combinational circuit CC and memory register RG with D flip-flops form a FSM S_1. The logic conditions $X = \{x_1, \ldots, x_L\}$ and internal variables $T = \{T_1, \ldots, T_{R_1}\}$ are the inputs of CC. The variables $T_r \in T$ are used to encode the internal states $a_m \in A$, where $A = \{a_1, \ldots, a_{M_1}\}$, $R_1 =]\log_2 M_1[$. Circuit CC forms the functions $\Phi = \{\varphi_1, \ldots, \varphi_{R_2}\}$ to control the counter CT and functions $\Psi = \{\Psi_1, \ldots, \Psi_{R_1}\}$ to control the register RG. The control memory holds M_2 microinstructions corresponding to the operational nodes of initial flow-chart and $R_2 =]\log_2 M_2[$. The functions Φ and Ψ are represented as following:

$$\begin{aligned} \Phi &= \Phi(T, X) \\ \Psi &= \Psi(T, X) \end{aligned} \quad (1)$$

An automaton S_2 interprets the operational linear chains $\alpha_g \in C$ where $C = \{\alpha_1, \ldots, \alpha_G\}$. An operational linear chain is a sequence of operational nodes of initial flow-chart Γ. Each pair of the nodes $b_{gi} = pr_i a_g$ and $b_{gi+1} = pr_{i+1} a_g$ corresponds an edge $\langle b_{gi}, b_{gi+1} \rangle$ of the flow-chart Γ.

Each OLC α_g has F_g components and $\alpha_g = \langle b_{g1}, \ \ldots, \ b_{gFg} \rangle$. Let $A(b_g)$ is an address microinstruction corresponding to the node b_g. The condition

$$A(b_{gi}) = A(b_{gi+1}) + 1$$

is satisfied for any pair of adjacent components of OLC $\alpha_g \in C$. Each OLC has at least one input and exactly one output. The circuit CC loads an address of transaction in the counter CT in case when natural order of microinstructions' execution is violated. The signal y_0 serves to increment the content of CT according to (2). If $y_0 = 0$, then content of CT and RG is changed by the functions Φ and Ψ.

The main disadvantage of CMCU U_1 is a need to form both Φ and Ψ and it requires

$$t_1 = R_1 + R_2$$

outputs of PLDs in the circuit CC. We propose to decrease this parameter thanks to encoding of the numbers of transactions.

Let FSM S_1 is a Mealy FSM and let it is set up by the direct structural table [6] with the columns a_m, $K(a_m)$, a_s, $K(a_s)$, X_h, Φ_h, Ψ_h, h. Here $a_m \in A$ is an initial code of FSM; $K(a_m)$ is a binary code of the state a_m with R_1 bits; a_s is a state of transaction; $K(a_s)$ is a code of the state $a_s \in A$; X_h is a conjunction of some elements of the set X that cause transaction $\langle a_m, \ a_s \rangle$; Φ_h is a set of excitation functions of CT that are equal to 1 during the transaction $\langle a_m, \ a_s \rangle$; Ψ_h is a set of excitation functions of RG to switch it from $K(a_m)$ to $K(a_s)$. h is a number of transaction $h = 1, \ \ldots, \ H$. An example of direct structural table (DST) is given in Table 1. In this table a column Φ_h contains the numbers I_g of the inputs of OLC and excitation functions forming their addresses.

Table 1

a_m	$K(a_m)$	a_s	$K(a_s)$	X_h	Φ_h	Ψ_h	h
a_1	00	a_2	01	x_1	$D_6\ D_7\ I_1$	D_2	1
		a_3	10	$\overline{x_1}, x_2$	$D_5\ I_2$	D_1	2
		a_4	01	$\overline{x_1}, \overline{x_2}$	$D_4\ D_6\ I_3$	D_2	3
a_2	01	a_3	10	x_3	$D_5\ I_2$	D_1	4
		a_4	11	$\overline{x_3}$	$D_3\ D_6\ I_4$	$D_1\ D_2$	5
a_3	10	a_2	01	x_2	$D_6\ D_7\ I_7$	D_2	6
		a_3	10	$\overline{x_2 x_3}$	$D_5\ I_2$	D_1	7
		a_4	11	$\overline{x_2}\,\overline{x_3}$	$D_3\ D_6\ I_4$	$D_1\ D_2$	8
a_4	11	a_4	11	x_3	$D_3\ D_7\ I_6$	$D_1\ D_2$	9
		a_1	00	$\overline{x_3}$	$D_3\ I_7$	--	10

Let's name the pair $\beta_{sq} = \langle a_s, \ \Phi_g \rangle$ the transaction of the FSM of addressing if $a_s \in A$ is the state of transaction and $\Phi_q \subseteq \Phi$ is a subset of the set of excitation functions of CT from the h-th of DST. Let M_3 is the total amount of the transactions, then

$$M_3 \le H. \qquad (4)$$

Let's encode each pair β_{sq} by the binary code $K(\beta_{sq})$ with R_3 bits where $R_3 =]\log_2 M_3[$. Let's use the variables $z_r \in Z = \{z_1, \ldots, z_{R_3}\}$ for the encoding of the pairs β_{sq}. In this case control unit can be implemented as CMCU U_2 (Figure 2).

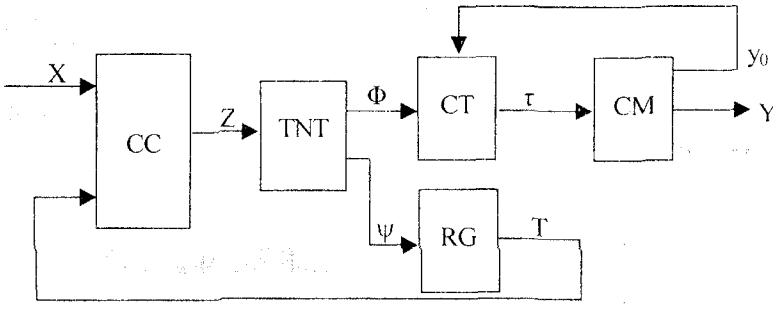


Fig. 2. Structural diagram of compositional microprogram control unit U_2

Here circuit CC implements the system of the functions

$$Z = Z(T, X). \tag{5}$$

These functions are transformed by the circuit of transformation of the numbers of transactions (TNT) in the functions

$$\begin{aligned} \Phi &= \Phi(Z) \\ \Psi &= \Psi(Z) \end{aligned} \tag{6}$$

In this case circuit CC has only t_2 outputs where $t_2 = R_3 < (R_1 + R_2)$.

Circuit TNT is implemented using ROMs and it permits to diminish the total cost of the FSM S_1.

Method of design of CMCU with transformation of the numbers of transactions

The proposed method of design is illustrated on example of FSM S_1 (Table 1). This method contains the following steps:

1. *Formation of the set of operational linear chains, natural addressing of microinstructions, formation of DST of FSM of addressing and content of control memory.* The formal procedures to solve the problems arising on this step are given in [5].

2. *Encoding of the numbers of transactions.* Let's form a set B containing the pairs β_{sq} and let's encode each its element by binary code $K(\beta_{sq})$ with R_3 bits.

In case of FSM S_1 we have $\beta\{\beta_{21}, \beta_{32}, \beta_{23}, \beta_{44}, \beta_{25}, \beta_{46}, \beta_{17}\}$, $M_3 = |B| = 7$. Therefore $R_3 = 3$, $Z = \{z_1, z_2, z_3\}$. Let's encode the pairs $\beta_{sq} \in B$ in the following manner: $K(\beta_{21}) = 001$, $K(\beta_{32}) = 010$, $K(\beta_{23}) = 011$, $K(\beta_{44}) = 100$, $K(\beta_{25}) = 101$, $K(\beta_{46}) = 110$, $K(\beta_{17}) = 111$.

3. *Formation of the transformed DST.* The transformation is executes by deletion of the columns Φ_h and Ψ_h from initial DST and replacement them by the column Z_h. The column Z_h contains the variables $z_r \in Z$ that are equal to 1 in the code $K(\beta_{sq})$ from the h-th line of DST.

Table 2 represents the fragment of the transformed DST of FSM of addressing S_1.

Table 2

a_m	$K(a_m)$	a_s	$K(a_s)$	X_h	Z_h	h
a_1	00	a_2	01	x_1	z_3	1
		a_3	10	$\overline{x_1}x_2$	z_2	2
		a_2	01	$\overline{x_1 x_2}$	$z_2\ z_3$	3

4. *Formation of table of number transformer.* The table of TNT contains the columns β_{sq} $K(\beta_{sq})$, Φ_h, Ψ_h, h. The fragment of this table is given in Table 3.

Table 3

β_{sq}	$K(\beta_{sq})$	Φ_h	Ψ_h	h
β_{21}	001	$D_6\ D_7$	D_2	1
β_{32}	010	D_5	D_1	2
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
β_{17}	111	D_3	--	7

5. *Design of the logic circuit of CMCU* U_2. The circuit CC is implemented using system (5 that is formed from the transformed DST. For example, we can get from the Table 2:

$$z_3 = \overline{T_1 T_2} x_1 \vee \overline{T_1 T_2 x_1 x_2}.$$

The circuit TNT is implemented using ROM with variables $z_r \in Z$ as inputs and function Φ and Ψ as outputs. The content of this ROM corresponds to the table 3 (in our case).

The circuit CM is implemented using the content of the special table that should be built during execution of the first step of proposed method.

Let's point out that the problems related with design of such circuits present in [6].

Research of proposed method

Using the results of the work [7] we can get the formula to describe the relative cost of the proposed circuit and standard decision:

$$\varphi = \frac{H(2L + 2R_1 + R_3) + k_3[M_3(2R_3 + R_1 + R_2)]}{2(L + 3R_1 + R_2)H}.$$

The researches were performed for different values of K (number of the nodes in the flow-chart), $k1$ coefficient (relation of the amount of the states to the amount of the operational nodes) and $k2$ (relation of the amount of the different pairs beta to the amount of lines H).

The researches of the effectives of proposed method were performed using MS-Excel. The most important coefficients in the research are $k1$ and $k2$. Let's treat remain coefficients as constant and assign them following values: $k3 = 0{,}07$ $p_1 = 0{,}5$. In that case function φ depends on $k1$, $k2$ and K.

The researches were executed in three steps. In each step the value of $k1$ is constant while the value of $k2$ increases. There are three probes in the each step. In the first probe the value of $k2$ is equal to 0,1 the results from second probe is for $k2 = 0{,}5$ while third probe is performed for $k2 = 0{,}9$. Similarly the value of k_i in each step increases (from 0,1 to 0,9).

Step 1. The researches for this step were performed for the low values of $k1$ ($k1 = 0{,}1$).

First stage of this step was performed for the lowest values of $k2$ (it is equal to 0,1). The best gain is near to 15 % when the amount of nodes in the flow-chart is equal to 200 (Fig. 3). When the amount of

ne different pairs to the amount of lines H increases ($k2 = 0{,}5$), the gain drops to 14 %. This means hat this case is worse than the one presented above. The results received for higher values of $k2$ (0,9) vhile k_1 is still equal to 0,1 are also shown in the Fig. 3. For $K = 200$ the gain is about 13 %. The conlusion is that for $k1 = 0{,}1$ the best gain was received for the lowest values of $k2$.

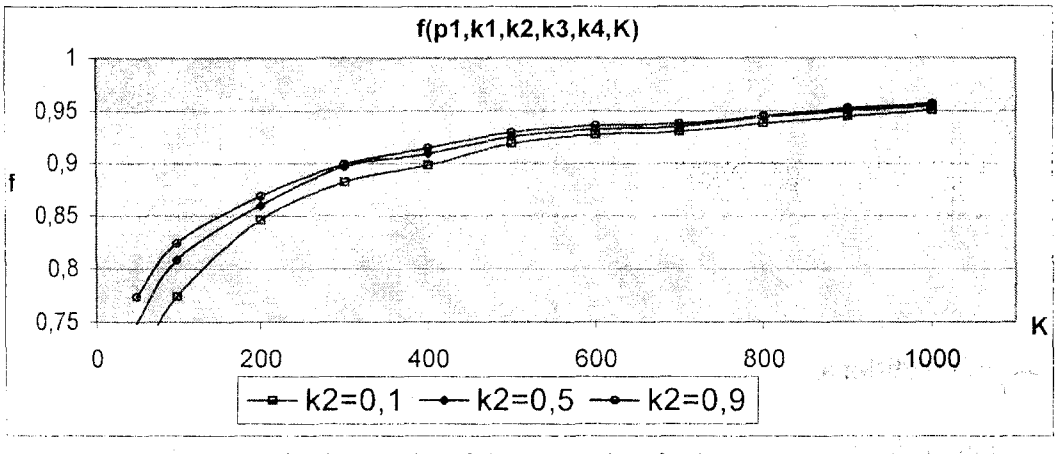


Fig. 3. Results of the researches for k_1=0,1

Step 2. In the second step the amount of the states to the amount of the operational nodes is equal to 0,5. The researches were performed for three different values of $k2$.

First stage ($k2 = 0{,}1$) returns the best gain 17 %. Second probe was performed for $k2$ equal to 0,5. The gain received in this case is worse than for smaller values of $k2$ (16 %). Therefore there is a suppose that third probe (when the value of $k2$ is high) will return the worst results.

Fig. 4. shows that as it was assumed the higher value of $k2$ means worse results. In this case $k2$ is equal to 0,9. The gain that was received for $K = 200$ is about 15 %.

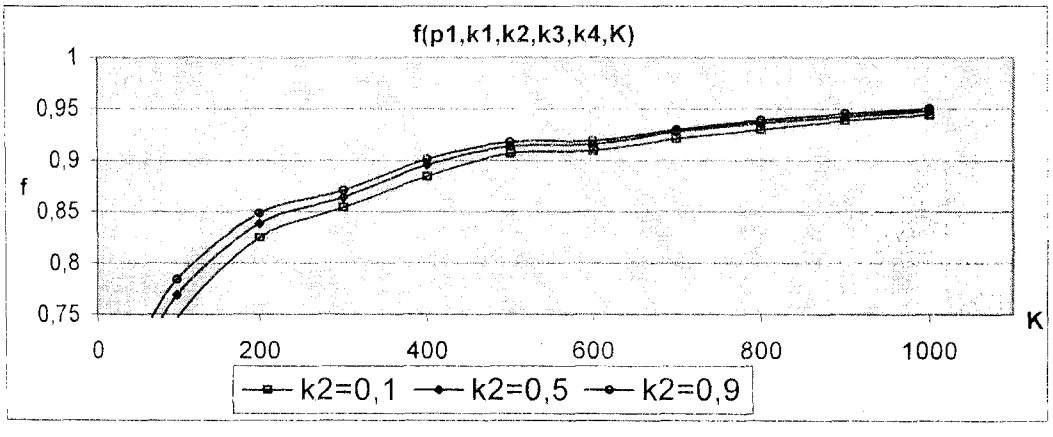


Fig. 4. Results of the researches for k_1=0,5

Step 3. In the last step the value of $k1$ is constant and equal to 0,9. This is the highest value of this coefficient in the researches. Previous steps show that the gain was better when the value of $k1$ increased and value of $k2$ decreased. Therefore for the smallest values of $k2$ (about 0,1) the best results should be expected. Figure 5 shows that in this case the gain is about 19 %. In the second stage ($k2 = 0{,}5$) the gain about 17 % was reached. Last research was performed for the highest values of $k1$ and $k2$. As it was expected the gain is worst than it was for smaller values of $k2$. The gain for this probe is about 16 %.

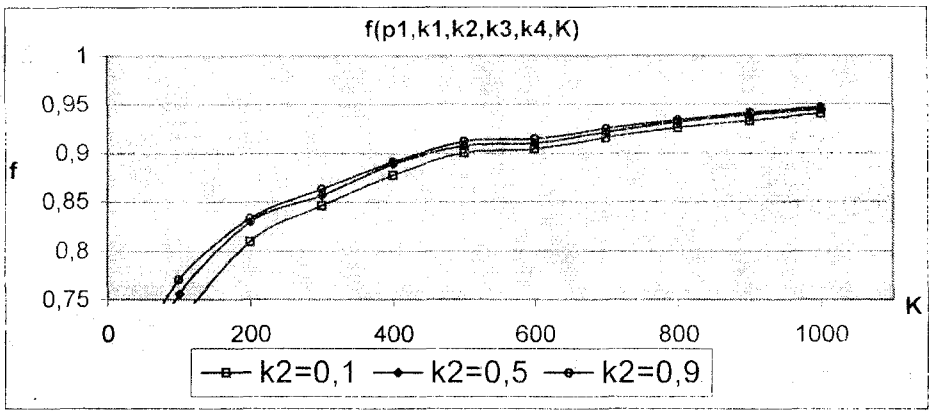


Fig. 5. Results of the researches for k_1=0,9

Legend for researches – meaning of each coefficient:

p_1 – part of operational nodes of initial flow-chart,

p_2 – part of conditional nodes of initial flow-chart,

K – amount of the nodes in the flow-chart (100-1000),

$k1$ – relation of the amount of the states to the amount of operational nodes,

$k2$ – relation of the amount of the different pairs beta to the amount of lines of direct structural table H,

$k3$ -relation between prices of PLD and ROM devices.

Conclusion

The conducted researches have shown that proposed method is always better than standard one. The best gain is near 19 % (when the number of nodes in the flow-chart is about 200) and it is reached when $k1 = 0,9$ and $k2 = 0,1$. This gain is increasing with increasing of value of $k1$ and decreasing of values of both $k2$ and the amount of nodes K.

Bibliography: 1. *Titarenko L.A.* Adaptive spatial signal processing in conditions of a priory uncertainty. Charkov: KNURE; Collegium, 2004. 216 p.(in Russian). 2.*Telecommunication* systems and networks / Ed. of Shuvalov V.P.M.: Hot line-Telecom,2005.(in Russian). 3. *Barkalov A. A, Palagin A.V.* Synthesis of microprogram control units. Kiev: IC NAC of Ukraine, 1997. 136 p (in Russian). 4. *Solovjev V.V.* Design of digital systems using the programmable logic integrate circuits. Moscow: Hot line - Telecom, 2001. 636 p (in Russian). 5. *Grushnitsky R.I., Mursaev A.H., Ugrjumov E.P.* Design of the systems using microcircuits of programmable logic. Petersburg: BHV– 2002. 636 p (in Russian). 6. *Barkalov A.A.* Synthesis of control units on programmable logic devices. Donetsk: DNTU, 2002. 262 p (in Russian). 7. *Barkalov A.A.* Development of formal methods of structural synthesis of compositional automata. Dissertation of the doctor of the technical sciences: 05.13.08 / Donetsk: DonTSY, 1994. 201p.

University of Zielona Gora

Поступила в редколлегию 15.01.2006

УДК 621.396

Ю.В. ГРЕСЬКО

ОСНОВЫ УПРАВЛЕНИЯ СЕТЯМИ СВЯЗИ

За последние годы структура телекоммуникационных сетей стала более сложной и многоплановой. Применение волоконно-оптических линий связи позволило повсеместно начать применение на первичных сетях технологий SDH, а в последние годы и DWDM. Наряду с традиционными аналогово-цифровыми телефонными сетями связи бурно развиваются новые цифровые сети связи с коммутацией пакетов, с использованием технологий Frame Relay, ATM, MPLS. Повсеместное применение протокола IP и развитие сети Интернет привело к появлению на рынке услуг IP-телефонии. Развитие транспортных сетей со скоростью передачи данных от 2 *Мбит/с* до 64 *Гбит/с* и выше повлекло за собой развитие сетей высокоскоростного абонентского доступа как на базе традиционной технологии ISDN, так и с использованием технологий семейства DSL (ADSL, XDSL, SDSL, HDSL). В подвижной радиосвязи начинается переход к сетям связи 3-го поколения на базе стандартов UMTS, CDMA. Сети связи становятся гетерогенными, т.е. состоящими из многих типов оборудования и систем связи. Неизбежно возникает необходимость организации контроля, мониторинга и управления разнородным оборудованием и системами на основе единых принципов для поддержания нормативного качества обслуживания и требуемого уровня сервиса для различных категорий пользователей.

Оператор сети, нацеленный на лидерство в конкурентной борьбе, должен иметь центр управления сетями и/или услугами связи, который позволяет ему реализовать следующие функции:

- быстрого внедрения новых услуг для приобретения новых клиентов и получения дополнительных источников доходов;
- поддержки нормативного качества обслуживания клиентов, включая минимизацию времени восстановления оборудования после сбоев и техническую поддержку пользователей;
- сохранения низких затрат на эксплуатацию сети при разумном соотношении стоимость/производительность сети.

Для решения поставленной задачи Международный союз электросвязи (МСЭ) предлагает использовать концепцию TMN. TMN есть «...специальная сеть, обеспечивающая управление сетями электросвязи и их услугами путем организации взаимосвязи с компонентами различных сетей электросвязи на основе единых интерфейсов и протоколов, стандартизованных МСЭ-Т» [2].

В концепции TMN реализован комплексный подход к управлению сетями связи, начиная с управления бизнесом и услугами связи (верхний уровень управления) и заканчивая управлением отдельным устройством или элементом оборудования связи (нижний уровень управления).

Итак, концепция TMN предполагает прежде всего организацию управления разнородным телекоммуникационным оборудованием по единым принципам с использованием современных информационных технологий.

Таким образом, общую задачу функционирования системы управления сетями можно сформулировать следующим выражением: «Система управления в сетях связи должна обслуживать максимальное количество вызовов при полном обеспечении качества предоставляемых потребителям услуг и быть наиболее эффективной в ценовом выражении» [1]. Поэтому и не удивительно, что система управления в сетях связи рассматривается как их неотъемлемая часть.

Модель системы управления сетями

Сеть управления связью TMN в концепции систем передачи и сетей связи является необходимым инструментом для управления телекоммуникациями и их обслуживания. Сеть TMN обеспечивает большой набор функций менеджмента и управления для сетей связи и сервиса, а также поддерживает связь между сетью TMN и сетями связи и сервисом.

Модель системы управления современной телекоммуникационной сетью TCN (Telecommunication Network), составной частью которой например является сеть SDH, или модель сети управления связью TMN, показана на рис. 1 . Она соответствует Рекомендации ITU-T.3010.

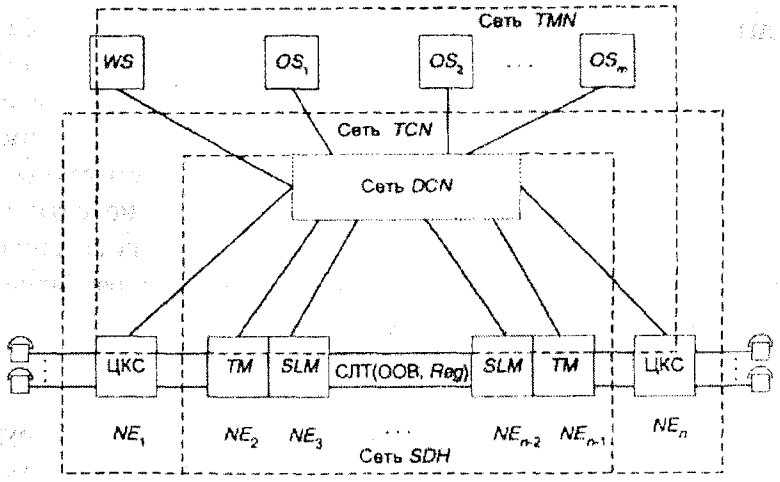


Рис. 1

Важнейшими составными частями представленной модели сети TMN являются:

1) оборудование системы (или систем) передачи, объединенное в общую сеть с оборудованием систем доступа цифровыми коммутационными станциями (ЦКС), или элементы сети NE_1 NE_2, ...,NE_n;

2) сеть цифровых каналов служебной связи, или сеть передачи данных DCN (Data Communication Network), которая является составной частью сети например SDH;

3) управляющие (операционные) системы OS_1, OS_2, ..., OS_m, которые могут быть связаны между собой через общую сеть передачи данных, управляемую рабочей станцией WS (Workstation). Станция WS также связывает операционные системы с различным оборудованием (элементами) сети .

Физическое соединение между NE и OS на рис. 1 показано условно. Практически связь между NE и OS реализуется через интерфейс между ними с использованием каналов сети DCN. По этим каналам аварийная и управляющая информация передается от NE к центральной OS с использованием интерфейсных портов, которые имеют точки доступа к уровню физической сети TMN. Сеть управления может изменяться в очень широких пределах: от простого соединения между OS и одиночным NE до сети сложной архитектуры, соединяющей большое количество разнотипных элементов оборудования сети и большое количество типов различных OS. Такая архитектура сети TMN с местным размещением OS, в отличие от централизованного управления, позволяет создать систему управления, которая обеспечивает более высокое качество услуг и наилучшее обслуживание потребителей.

Архитектура сети управления телекоммуникациями

Архитектура сети TMN рассматривается в 4 аспектах :

1) функциональном, определяющем состав функциональных блоков, который позволяет реализовать TMN любой сложности;

2) информационном, основанном на объектно-ориентированном подходе и принципах модели взаимодействия открытых систем (OSI);

3) физическом, описывающем реализуемые интерфейсы и примеры физических компонентов TMN;

4) логическая многоуровневая архитектура TMN.

Функциональная архитектура TMN состоит из следующих основных компонентов:

– функциональные блоки (functional blocks) — наименьшие (элементарные) единицы TMN, которые могу быть стандартизированы;

- функции приложений управления (Management Application Functions, MAF) — функции, которые предоставляют одну или несколько услуг управления. Название MAF может соответствовать функциональным блокам, где они применяются. Данные функции являются основой для формирования услуг управления. В рамках одного функционального блока реализуется одна MAF;

- функции управления TMN (TMN Management Function, TMN MF) и набор функций управления TMN (TMN management function sets). Функции управления TMN обеспечивают взаимодействие между парами MAF в управляющей и управляемой системах и группируются в набор функций управления. Набор TMN MF является многократно используемым компонентом, который можно применять для различных услуг управления, не зависит от протоколов, применяемых в коммуникационной модели управления;

- опорные точки (reference point) — описание требований к интерфейсам TMN. Опорные точки не определяют протокол информационного обмена, но отражают суть взаимодействия между функциональными блоками, позволяют определить все возможные функции, которые данный функциональный блок запрашивает у других блоков, и служат своего рода «разделителями» функциональных блоков.

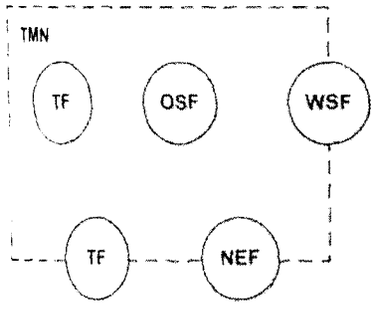


Рис. 2

На рис. 2 показаны четыре типа функциональных блоков:

– управляющей системы (Operations Systems Function block, OSF);
– элемента сети (Network Element Function block, NEF);
– рабочей станции (Workstation Function block, WSF);
– преобразования (Transformation Function block, TF).

Два типа блоков (OSF и TF) полностью находятся внутри области, помеченной как «TMN». Это указывает на то, что эти функциональные блоки полностью определены в соответствии с рекомендациями TMN. Оставшиеся три блока (WSF, NEF и TF) показаны на граничной линии. Это указывает на то, что только часть функциональных блоков определены в рекомендациях TMN.

NEF– описывает функции оборудования электросвязи, которые доступны для управления со стороны TMN, поддерживает обмен информацией с TMN для обеспечения передачи управляющих команд и информации управления.

WSF– позволяет представлять информацию управления для пользователя в наиболее доступной и ясной форме.

TF– осуществляет хранение, и фильтрацию и преобразование информации управления из некоторой локальной или частной формы в стандартизированную форму, выполняет функции Q-адаптера (Q Adaptor Function, QAF) чтобы соединить с TMN объекты, которые не поддерживают опорные точки стыка TMN.

Функциональная архитектура TMN вводит понятие опорных точек (reference point), чтобы обозначить границы взаимодействующих функциональных блоков. Три класса опорных точек (q, f и x) полностью описаны в рекомендациях TMN; другие классы (g и m) располагаются вне систем TMN и описываются рекомендациями МСЭ-Т лишь частично.

OSF– инициализируют операции управления и получают сообщения/уведомления о их выполнении, устанавливает связь и взаимодействует с NEF через опорную точку q (версия Рек. МСЭ-Т М.3010, действующая с 02.2000 г.). Следует отметить, что в начальной версии рекомендации М.30 в 1988 г. было определено три различных опорных точки: q_1, q_2 и q_3, а в версии 1997 г. присутствовали только опорные точки q_3 и q_x. Этому имеется следующее объяснение.

Опорная точка q_3 использовалась каждый раз, когда требовалось передать информацию управления на прикладном уровне модели ВОС. Опорные точки q_1 q_2 предназначались для случаев, когда информацию управления нужно передавать через более низкие уровни моде-

ли ВОС (например, через канальный и сетевой уровни). По прошествии некоторого времен оказалось, что невозможно различить q_1 и q_2. Эти две опорные точки были заменены обще точкой q_x, а в 2000 г. все указанные опорные точки объединены под общим обозначением q.

После определения функциональной архитектуры необходимо определить физическу архитектуру TMN, которая показывает, как функции TMN, определенные в функционально архитектуре, могут быть реализованы с помощью информационных технологий, вычисли тельной техники и телекоммуникационного оборудования. Физическая архитектура TM менее абстрактна, чем функциональная архитектура, и показывает, как функциональны блоки могут реализованы с помощью физических блоков (phisical blocks).

Физическим блокам соответствуют оборудование связи, ЭВМ, системное или прикла ное программное обеспечение. Опорные точки реализуются с помощью интерфейсов (inte faces), Физическая архитектура определяет, как функциональные блоки и опорные точки мо гут быть реализованы с помощью программно-аппаратных средств.

Физическая архитектура TMN состоит из следующих физических блоков:

– элемент сети (NE);
– устройство медиации (Mediation Device, MD);
– Q-адаптер (QA);
– операционная система (OS);
– рабочая станция (WS);
– сеть передачи данных (DCN).

Физическая архитектура TMN представлена на рис. 3.

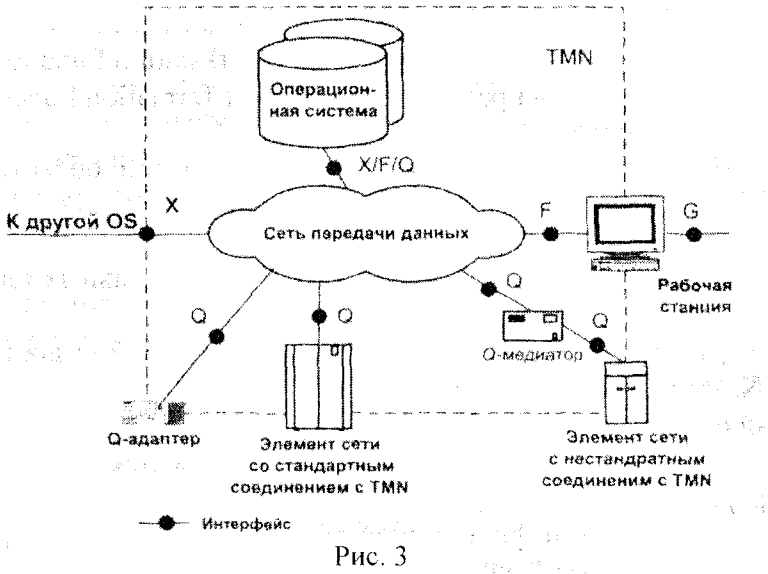


Рис. 3

Физические блоки являются реализацией одноименных функциональных блоков. Напри мер, блок «Элемент сети» выполняет функции оборудования связи. Функции трансформации данном случае разделяются на две составляющие: функции адаптации, которую реализуют устройства адаптации, и функции медиации, которую выполняют устройства медиации.

Функции адаптации и реализующие данную функцию устройства адаптации (Adaptation Device, AD) обеспечивают информационный обмен между физическими элементами, не поддерживающими стандарты TMN, и элементами сети или операционной системой, кото рые соответствуют принципам TMN. В этом случае необходимо применение физического устройства, которое называется Q-адаптером (Q-adapter, QA).

Q-адаптер обеспечивает подключение элемента сети с несовместимым с TMN интерфей сом к Q-интерфейсу TMN. Характерным примером такого взаимодействия может быть под ключение устаревшей электромеханической или квазиэлектронной АТС к сети TMN. Адап тер поддерживает интерфейсы TMN, интерфейс к не-TMN системе, а также при необходимо сти внешние интерфейсы для вывода информации (например, аварийной). Выделяют также

Х-адаптер (X-adapter, XA), который позволяет организовать обмен информацией между операционной системой TMN и несовместимой с TMN операционной системой, которая не поддерживает стандартный коммуникационный механизм TMN. Скажем, унаследованная автоматизированная система технической эксплуатации с устаревшим типом программного управления может взаимодействовать с операционной системой TMN через Х-адаптер.

В свою очередь, устройства медиации MD осуществляют трансформацию данных при обмене между физическими блоками TMN, которые поддерживают несовместимый механизм обмена информацией. Здесь также различают Q-медиатор (Q-Mediator, QM) и X-медиатор (X-Mediator, XM). Q-медиатор поддерживает соединения внутри TMN, а X-медиатор – между операционными системами различных TMN. Адаптеры и медиаторы могут выполнять функции преобразования форматов данных.

Информационные элементы, с точки зрения объектно-ориентированного подхода и принципов ВОС, моделируются как управляющие и управляемые объекты. В дальнейшем рассматривается описание управляемого объекта как наиболее существенной части информационной архитектуры TMN. Согласно модели ВОС описание управляемого объекта осуществляется с помощью контура управляемого объекта (managed object boundary). В этом контуре указаны характеристики объекта, доступные для управления, в частности (рис. 4):

– атрибуты, которые описывают свойства объекта;
– операции, которые могут выполняться на объекте;
– поведение или режим работы объекта, которые задаются согласно операции;
– сообщения или уведомления, которые выдаются объектом.

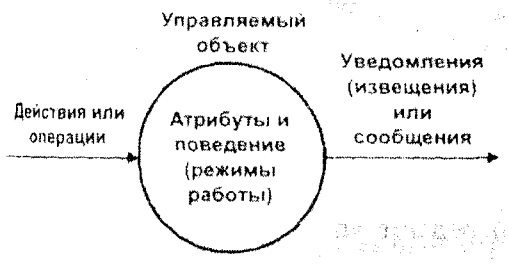


Рис. 4

В целом информационная модель управления в TMN представляет собой информационную конструкцию, которая поддерживается функциональными блоками менеджеров и распределенными знаниями по управлению (Shared Management Knowledge, SMK), которые могут быть распределены по нескольким узлам TMN.

Информационная модель управления [3] представляет собой абстрактное описание сетевых ресурсов, доступных для управления, и соответствующих операций управления, определяет стандарты для содержания информационного массива, который появляется в ходе сетевого управления. Информационная модель относится к прикладному уровню модели ВОС, поэтому при ее разработке требуется организовать взаимодействие с другими приложениями 7-го уровня модели ВОС, которые используются для хранения, поиска и обработки информации.

В рамках концепции TMN существует определенная иерархия «обязанностей», связанных с управлением теми или иными объектами. Такая иерархия может быть описана с помощью термина «уровень управления»; соответственно архитектура, которая описывается с помощью уровней, называется логической многоуровневой архитектурой (Logical Layered Architecture, LLA) TMN. Достаточно быстро концепция уровней управления стала наиболее важным и часто упоминаемым в литературе видом архитектуры TMN. Впервые описание этого вида архитектуры появилось в 1992 г. как приложение к Рек. МСЭ-Т М.3010. Позднее описание данной архитектуры перешло в основной текст рекомендации версии 1996 г. и сохранилось в версии 2000 г.

Функциональные возможности сети TMN могут быть разбиты на следующие уровни:
- элемента сети (Network Element Layer, NEL);
- управления элементом (Element Management Layer, EML);
- управления сетью (Network Management Layer, NML);
- управления услугами (Service Management Layer, SML);
- управления бизнесом (Business Management Layer, BML).

На основании логической многоуровневой архитектуры TMN можно осуществлять лог ческое разбиение систем управления (Management System, MS), которые являются физическ реализацией системы управления на принципах TMN. Системы управления представля собой распределенную или централизованную вычислительную систему, которая состоит серверных ЭВМ, рабочих станций и персональных компьютеров, которые связаны меж собой с помощью сетевого оборудования DCN. На серверах и компьютерах установлено разн образное программное обеспечение (ПО): сетевые операционные системы, ПО удаленного до тупа, системы управления базами данных (СУБД), операционные системы рабочих станци приложения управления электросвязью и средства администрирования этими приложениями.

Традиционно системы управления включают в физические архитектуры TMN вмест физических блоков. Это позволяет упростить схемы функциональных архитектур, так ка MS может содержать несколько OS. Для описания принадлежности систем управлени к уровням LLA применяются следующие обозначения :

– система управления бизнесом (Business Management System, BMS);
– система управления услугами (Service Management System, SMS);
– система управления сетью (Network Management System, NMS);
– система управления элементами (Element Management System, EMS).

Администрации связи пользуются услугами управления сетями связи с помощью пр граммных приложений управления, которые поддерживаются операционной системой. Пр ложения управления могут осуществлять аналитическую обработку данных и взаимодейств вать с пользователями. Например, пользователь может вывести на экран графики ежедневн нагрузки, сведения об отказах оборудования, проанализировать качество предоставления усл связи и т.п. Кроме того, приложения управления осуществляют сбор, обработку данных оборудования и систем электросвязи, генерируют и передают управляющие воздействие элемент сети.

Система управления любого уровня может содержать OS как своего, так и нижележащи уровней. Поставщики систем управления предлагают, как правило, заказчикам определен ный выбор приложений управления, который должен быть указан в условиях заказа. Выбо приложений заказчиком может привести к изменению исходного типа MS.

Выводы

Разработка и стандартизация основных принципов TMN начались еще в середине 80- годов, степень их практической реализации на сетях связи пока невелика. Основной идеей TMN является применение специальной архитектуры и технических решений для достиже ния управляемости различных типов телекоммуникационного оборудования и систем связ различных производителей. Оператор сети, нацеленный на лидерство в конкурентной борь бе, должен иметь единый центр управления сетями и/или услугами связи.

Исследование структуры и принципов построения TMN показывает, что сеть TM позволяет также успешно управлять системами мобильной связи GSM, NMT, CDMA и др как и системами передачи.

Список литературы: 1. *Хмелёв К.* Основы SDH. Киев: ИВЦ «Издательство «Политехника»», 2003. 584 2. *Гребешков А.Ю.* Стандарты и технологии управления сетями связи. М.: Эко-Трендз, 2003.-288 3. *ITU-T Recommendation* M.3010. Generic network information model. Amendment 2. 2000. 4. *Стеклов В.К Кільчицький Є.В.* Основи управління мережами та послугами телекомунікацій. Київ: УНДІЗ, 2001. 508 5. *Стеклов В.К., Костик Б.Я., Беркман Л.Н.* Современные системы управления в телекоммуникация Киев: Техника, 2005. 400 с.

Государственный университет
информационно-коммуникационных технологий,
г. Киев

Поступила в редколлегию 26.01.200

УДК 621.391

Т. Г. КАЛЕКИНА, канд. техн. наук

ОЦЕНКА ИНТЕГРАЛЬНЫХ КРИТЕРИЕВ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ В СЕТЯХ АБОНЕНТСКОГО ДОСТУПА

Для построения интегрированной системы управления разнородными элементами сети применяется многоуровневый иерархический подход, который является стандартным для построения больших систем. Применительно к системам управления сетями наиболее проработанным и эффективным для создания многоуровневой иерархической системы является стандарт Telecommunication Management Network (TMN). На каждом иерархическом уровне модели TMN решаются задачи пяти функциональных групп: управление конфигурацией;, обработка ошибок; анализ производительности и надежности; управление безопасностью; учет работы сети. Задачи третьей группы связаны с оценкой на основе статистической информации таких параметров, как время реакции сети, пропускная способность реального и виртуального канала связи между двумя конечными абонентами сети, интенсивность трафика в отдельных сегментах и каналах сети, вероятность искажения данных при их передаче через сеть, а также коэффициент готовности сети. Функции анализа производительности и надежности сети, формализация качества обслуживания пользователей сети необходимы как для оперативного оптимального управления сетью, так и для планирования развития сети[4].

В общем виде показатель эффективности сети Q можно представить некоторым функционалом

$$Q = Q(G, A, \Lambda),$$

где G – граф сети, определенный структурой сети. Элементами графа G являются узлы коммутации и каналы связи, обладающие собственными характеристиками ; A – алгоритмы функционирования сети. Алгоритмы бывают двух типов: передачи информации (основного управления) и управления сетью (административного управления); Λ – внешняя нагрузка, поступающая в сеть. Λ описывается матрицей нагрузок $\| \lambda_{ij} \|$, где λ_{ij} – нагрузка, поступающая от абонентов, подключенных к i-му узлу сети (или к i-му оконечному оборудованию сети), и предназначенная для абонентов, подключенных к j-му узлу. Назовем ресурсами сети R совокупность структуры сети и алгоритмов функционирования, т.е. $R = \{G, A\}$. Поскольку нагрузка Λ – есть внешний фактор, не зависящий от проектировщика, то в распоряжении проектировщика имеются лишь ресурсы сети, варьируя которыми, он может добиваться желаемого показателя эффективности.

Рассмотрим группы показателей, которые наиболее часто используются при проектировании сетей абонентского доступа (САД) в качестве критериев для оценки ее функционирования: показатели качества обслуживания пользователей.

Группа показателей качества обслуживания отражает качество услуг, предоставляемых пользователям САД. В общем случае предоставление услуг связи пользователям содержит три фазы: установление соединения; передача информации; разъединение [1,3].

Все три фазы присутствуют для сетей с коммутацией каналов и коммутацией пакетов. Исключением являются сети с коммутацией пакетов, работающие в режиме дейтаграмм, для которых нет первой и третьей фаз. В связи с унифицированностью набора услуг все функциональные уровни могут оцениваться едиными параметрами, в то же время методы оценки этих параметров существенно отличаются. Основными параметрами являются: время (задержка); правильность (точность или достоверность); вероятность выполнения услуги (надежность).

Каждый параметр качества обслуживания является случайной величиной и характеризуется:

– функцией распределения: $P(q < r)$, где r – некоторое фиксированное качество обслуживания;

– средним значением: q_{CP};

– величиной условных потерь: $P(q < q_{ДОП})$, где $q_{ДОП}$ – допустимое качество обслуживания

Обозначим качество функционирования на каждой фазе представления услуг через Q $Q_П$ и $Q_Р$ соответственно. Тогда каждый показатель качества $Q_У$, $Q_П$, $Q_Р$ представляет следующими функциональными зависимостями:

$$Q_У = Q_У(S_В, S_П, S_{УСЛ})$$
$$Q_П = Q_П(S_В, S_П, S_{УСЛ}),$$
$$Q_Р = Q_Р(S_В, S_П, S_{УСЛ})$$

где $S_В, S_П, S_{УСЛ}$ – характеристики времени, правильности, вероятности предоставления усл соответственно для фаз установления связи, передачи информации, разъединения. Обобще ный показатель эффективности есть некоторый функционал

$$Q = Q(Q_У, Q_П, Q_Р).$$

Однако аналитическое выражение для обобщенного показателя Q связано с большим трудностями. Поэтому, целесообразно оценку эффективности проводить в каждом конкре ном случае по одному (главному) показателю, накладывая ограничения на область допуст мых значений остальных показателей.

Для сетей с коммутацией каналов таким показателем является третий параметр – перво фазы – вероятность отказа в установлении соединения.

Для сетей с коммутацией пакетов наиболее важен первый параметр второй фазы – врем задержки при передаче блоков информации. Обычно этот параметр используется как критери качества обслуживания для всех уровней OSI. При этом качество обслуживания верхне уровня определяется качеством обслуживания всех поддерживающих его нижних уровней.

Для оценки качества обслуживания абонентов на всей сети определим интегральны критерии качества обслуживания. Пусть все пользователи сети разбиты на группы по катего риям важности. Обозначим через q_{ij}^k – критерий качества обслуживания пользователей кат гории k, включенных в узлы i, j, при передаче информации между ними.

Образуем матрицы $Q^k = \| q_{ij}^k \|$ и будем оценивать качество обслуживания для каждо категории пользователей. По матрицам Q^k определим интегральные критерии качест обслуживания $\bar{Q}^k$ следующими способами:

$$\bar{Q}^k = \max_{ij}(q_{ij}^k) \text{ (или } \min_{ij}(q_{ij}^k) \text{)}$$

$$\bar{Q}^k = \sum_{i,j} t_{ij}^k q_{ij}^k,$$

где t_{ij}^k – доля потока f_{ij}^k в общем потоке $f^k = \sum_{i,j} f_{ij}^k$ на сети, т. е. $t_{ij}^k = f_{ij}^k / f^k$ и $\sum_{i,j} t_{ij}^k = 1$.

При использовании выражения (1) за критерий качества обслуживания на всей сети вы бирается худшее качество обслуживания среди всех пар узлов. Критерий из выражения (2 является средним по сети показателем качества обслуживания. Заметим, что вся матрица Q также может являться показателем качества обслуживания по всей сети, однако сравнивать различные сети между собой по такому критерию практически невозможно, т. к. между раз личными матрицами Q нельзя установить отношения упорядочивания.

Критерии (1, 2) позволяют сравнивать варианты сети между собой. Использование крите рия (1) нецелесообразно, если допустимое качество обслуживания для разных абонентов разное (например, в силу платы абонентов за услуги). При использовании критерия (2) сравне ние в среднем практически исключает интересы отдельного пользователя.

Рассмотрим интегральный критерий качества обслуживания свободный от вышеперечисленных недостатков. Он основывается на определении для каждой пары пользователей допустимого качества обслуживания $\hat{q}_{ij}^{k}$. Такой показатель устанавливает компромисс между пользователем, стремящимся получить наиболее высокое качество обслуживания, и администрацией сети, стремящейся максимизировать пропущенный поток, т. к. он определяет доход сети связи.

Если качество обслуживания будет равно допустимому или лучше, то это устраивает пользователя. С другой стороны, администрации сети достаточно обеспечить пользователей качеством обслуживания, равным допустимому, и не обязательно стараться его улучшить.

Пусть $Q^k = \| q_{ij}^k \|$ матрица текущего, а $\hat{Q}^k = \| \hat{q}_{ij}^k \|$ – допустимого качества обслуживания.

Показателем обслуживания пользователей между парой узлов $Q^k = \| q_{ij}^k \|$ называется отношение текущего качества к допустимому:

$$S_{ij}^k = q_{ij}^k / \hat{q}_{ij}^k \text{ и } S_{ij}^k = 0, \text{ если поток } t_{ij}^k = 0.$$

Образуем матрицу показателей обслуживания между всеми парами узлов $S^k = \| S_{ij}^k \|$.

Показатель обслуживания S_{ij}^k, показывает насколько текущее качество хуже или лучше допустимого.

Таким образом, оценивается качество обслуживания для групп пользователей различных категорий, имеющих различное значение допустимого качества обслуживания. Заметим, что и для сетей с коммутацией каналов, где качество обслуживания определяется вероятностью отказа в установлении соединения, и для сетей с коммутацией пакетов, где качество обслуживания определяется задержкой сообщения (пакета), показатель качества обслуживания имеет один и тот же смысл.

По аналогии с выражениями (1) и (2) введем еще два способа определения интегрального показателя качества обслуживания:

$$\bar{S} = \max_{ijk}(S_{ij}^k) \text{ (или } \min_{ijk}(S_{ij}^k)), \tag{1}$$

$$\bar{S} = \sum_{ijk} t_{ij}^k S_{ij}^k, \text{ где } t_{ij}^k = \frac{f_{ij}^k}{\sum_{ijk} f_{ij}^k}. \tag{4}$$

Выражение (3) определяет качество обслуживания по худшему показателю среди всех пар всех категорий; выражение (4) определяет средний показатель обслуживания, взвешенный по потоку.

Таким образом введение показателя $\bar{S}$ позволяет иметь единый подход к оценке качества обслуживания систем абонентского доступа с любым способом коммутации, а если сеть построена с применением разных технологий, то оценивать качество обслуживания с единых позиций очень важно, поэтому предложенные в работе интегральные показатели качества представляют в настоящее время большой практический интерес.

Список литературы: 1. *Мизин И. А.* Передача информации в сетях с коммутацией сообщений. М.: Связь, 1977 .216 с. 2. *Захаров Г. П.* Методы исследования сетей передачи данных. М.: Радио и связь, 1982. 208 с. 3. *Стеклов .Беркман.* Телекоммуникационные сети. К.: Техника, 2001. 4. *Олифер В.Г., Олифер Н. А.* Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. ООО» Питер Принт», 2004. 668 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 16.01.2006

УДК 621.394

А. И. РОМАНОВ, д-р. техн. наук, В. Д. ГОЛЬ

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ТОЧНОЙ ОЦЕНКИ ЖИВУЧЕСТИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ

Возможности сети сохранять работоспособность в экстремальных условиях, сопровождающихся массовым выходом из строя ее элементов, оценивается характеристикой живучести. Особенность оценки живучести телекоммуникационной сети (ТКС) в целом заключается в том, что она определяется совокупностью показателей живучести по направлениям связи [1]. На численные значения показателей живучести направлений связи оказывают влияние различные факторы, однако основной составляющей является свойство связности двух коммутационных центров (КЦ), являющихся источниками и потребителями информации [2]. Таким образом, для расчета живучести ТКС необходимы методики, позволяющие рассчитать вероятность связности источников и потребителей информации в заданных направлениях связи.

Относительно просто такого типа задача решается в сетях, у которых для передачи информации используются только независимые пути [3, 4]. Однако при этом не всегда удается обеспечить заданные требования по показателям живучести, если они высоки. Кроме того, современные сетевые протоколы имеют возможность использования зависимых путей. Поэтому необходимо учитывать их потенциальные возможности по использованию ресурсов сети. В этом случае расчет показателей живучести более сложной задачей. В качестве методов расчета живучести в современной научно-технической литературе [2, 5, 6] рекомендуется использовать:

– метод прямого перебора состояний всех элементов структуры;
– метод разложений с переходом к последовательно-параллельному графу (метод Мура–Шеннона) [5];
– метод поиска всех простых цепей [6];
– метод обратный поиску всех простых цепей [2].

Проанализируем данные методы с точки зрения точности и сложности практической реализации при расчете двух произвольных вариантов сетей (рис. 1).

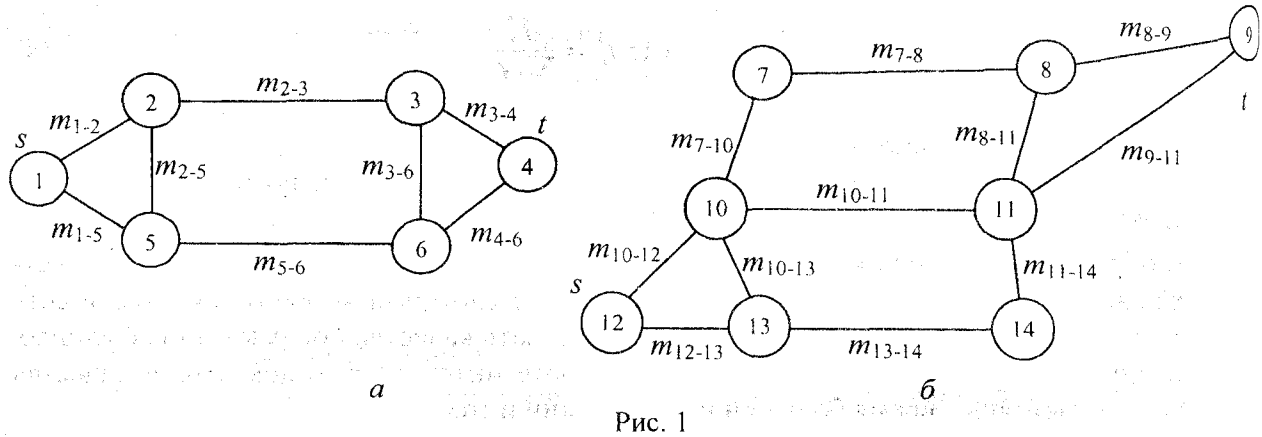


Рис. 1

На графах пронумеруем КЦ, буквами s и t обозначим начальные и конечные КЦ, анализируемых направлений передачи информации, а ветвям присвоим обозначения $m_{i\text{-}j}$, где i и j – номера КЦ, для которых данная ветвь инцидентна. В дальнейшем все рассчитываемые величины, относящиеся к сети, изображенной на рис. 1, *б*, будем обозначать с символом „штрих".

Метод прямого перебора состояний всех элементов структуры

КЦ s и t будут связаны между собой, если между ними существует хотя бы один исправный путь передачи информации. В состав некоторого направления передачи информации

может входить произвольное количество элементов – КЦ и ветвей (линий связи). С целью упрощения дальнейших выкладок будем полагать, что показатели живучести КЦ абсолютны, т.е. равны 1. Показатели живучести ветвей (линий связи) равны $p_{i\text{-}j}$, тогда вероятности обратных событий – неисправности будут составлять $q_{i\text{-}j} = 1 - p_{i\text{-}j}$. В определенный момент времени из общего числа ветвей x, входящих в состав данного направления передачи информации, некоторые могут находиться в работоспособном состоянии, а некоторые нет. Несомненно, что если все x ветвей исправны, то начальный и конечный КЦ направления будут связаны.

Наличие нескольких путей передачи информации обеспечивает сохранение связности при неисправности некоторого числа ветвей, в то же время выход из строя одной ветви может привести к разрыву сразу нескольких путей, при условии вхождения в них данной ветви. Принимая условие, что выходы из строя ветвей являются независимыми событиями, то направление может иметь всего 2^x состояний. Часть из этих состояний, в количестве S, будут обеспечивать наличие связности. При этом живучесть направления передачи информации будет определяться как вероятность события – пребывания направления в одном из S состояний, т.е. как сумма вероятностей пребывания направления в каждом из S состояний:

$$W_{st} = \sum_{s=1}^{S} P_s . \tag{1}$$

Сами же вероятности пребывания направления в одном из S состояний определяются так:

$$P_S = \prod_{z=1}^{Z} p_{i-j_d} \prod_{y=1}^{x-Z} q_{i-j_y} , \tag{2}$$

где Z – количество исправных ветвей направления в состоянии S.

Данный метод расчета живучести направления сопряжен с полным перебором всех его состояний и при увеличении размеров направления становится труднореализуемым на практике. Например, даже для направлений несложной структуры, приведенных на рис. 1, количество таких состояний составляет 2^8 (рис. 1, *а*) и 2^{11} (рис. 1, *б*).

Этот факт позволяет сделать вывод, что практическое применение данного метода для анализа направлений передачи информации реальных ТКС невозможно из-за его трудоемкости и громоздкости получаемых выражений. По этой же причине не имеет смысла вынесение в данную работу расчетных выражений, полученных в соответствии с данным методом, для рассматриваемых примеров.

Метод разложений с переходом к последовательно-параллельному графу (метод Мура – Шеннона)

Идея этого метода заключается в том, чтобы свести анализируемую структуру к последовательно-параллельным соединениям и тем самым избежать полного перебора состояний [5]. Разложение структуры направления осуществляется относительно его элементов, которые нарушают последовательно-параллельный характер соединения. После осуществления таких преобразований есть возможность составить расчетное выражение для живучести анализируемого направления с использованием формул последовательно-параллельного соединения элементов:

$$W_{s.t}^{(\mu)} = \prod_{k=1}^{n} W_{\text{êöê}k} \prod_{l=1}^{L} W_{\text{êñë}l}, \tag{3}$$

где n – число КЦ в пути μ; $W_{\text{КЦ}k}$ – вероятность выживания k-го КЦ в заданных условиях; L – число ветвей в пути μ; $W_{\text{ЛС}l}$ – вероятность выживания l-й линии передачи информации в заданных условиях;

$$W_{s.t} = 1 - \prod_{\mu=1}^{\text{M}} \left(1 - W_{ij}^{(\mu)}\right), \tag{4}$$

где M – число независимых путей в направлении передачи информации.

Рассмотрим применение метода для направлений представленных на рис. 1. На граф показанном на рис. 1, *а*, имеется две ветви, которые нарушают последовательно-пара лельный характер соединения, это ветви $m_{2\text{-}5}$ и $m_{3\text{-}6}$. Соответственно разложение необх димо выполнять по этим элементам и в два этапа. На первом этапе рассмотрим вет $m_{2\text{-}5}$, которая с вероятностью $p_{2\text{-}5}$ сохраняет работоспособность после воздействия агрессивны факторов (живуча) и с вероятностью $q_{2\text{-}5}$ неисправна. Т.е. относительно данного элемен можно прогнозировать возникновение либо события исправности данной ветви и таким обр зом "слияния" через нее КЦ2 и КЦ5 (с вероятностью $p_{2\text{-}5}$), либо события ее неисправности в результате, отсутствия прямой связи между данными КЦ (с вероятностью $q_{2\text{-}5}$). Результ разложения по элементу $m_{2\text{-}5}$ представлен на рис 2, *а*.

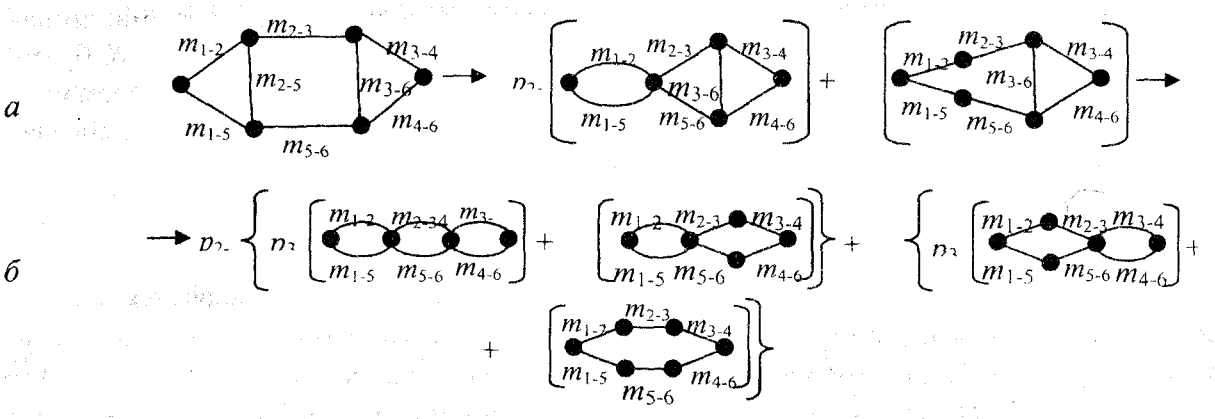


Рис. 2

На втором этапе разложение производится относительно ветви $m_{3\text{-}6}$, результат изобр на рис. 2. С учетом данного рисунка, применяя формулы (3) и (4), получаем итоговое выраж ние для расчета показателя живучести данного направления, которое имеет следующий вид:

$$W_{s.t} = p_{2-5}\{p_{3-6}(1-q_{1-2}q_{1-5})(1-q_{2-3}q_{5-6})(1-q_{3-4}q_{4-6}) + q_{3-6}(1-q_{1-2}q_{1-5})\cdot$$
$$\cdot[1-(1-p_{2-3}p_{3-4})(1-p_{5-6}p_{4-6})]\} + q_{2-5}\{p_{3-6}[1-(1-p_{1-2}p_{2-3})\cdot$$
$$\cdot(1-p_{1-5}p_{5-6})](1-q_{3-4}q_{4-6}) + q_{3-6}[1-(1-p_{1-2}p_{2-3}p_{3-4})\cdot$$
$$\cdot(1-p_{1-5}p_{5-6}p_{4-6})]\}.$$

Граф на рис. 1, *б* имеет более сложную структуру, в результате возникает необходимо трехкратного применения рассматриваемого метода. Выявляются три ветви, относитель которых требуется произвести разложение: $m_{10\text{-}11}$, $m_{10\text{-}13}$ и $m_{8\text{-}11}$. Результат последовательн го разложения, в три этапа, относительно названных ветвей, представлен на рис. 3.Со ветственно выражение для расчета показателя живучести данного направления, имеет вид

$$W'_{s.t} = p_{10-11}\{p_{10-13}[p_{8-11}(1-q_{10-12}q_{12-13})(1-q_{8-9}q_{9-11}) + q_{8-11}(1-$$
$$-q_{10-12}q_{12-13})(1-(1-p_{7-10}p_{7-8}p_{8-9})q_{9-11})] + q_{10-13}[p_{8-11}(1-$$
$$-q_{10-12}(1-p_{12-13}p_{13-14}p_{11-14}))(1-q_{8-9}q_{9-11}) + q_{8-11}(1-q_{10-12}\times$$
$$\times(1-p_{12-13}p_{13-14}p_{11-14}))(1-q_{9-11}(1-p_{7-10}p_{7-8}p_{8-9}))]\} + q_{10-11}\times$$

$$\{p_{10\ 13}[p_{8\ 11}(1\quad q_{10\ 12}q_{12\ 13})(1\quad(1\quad p_{7\ 10}p_{7\ 8})(1\quad p_{13\ 14}p_{11\ 14}))$$
$$(1\quad q_{8\ 9}q_{9\ 11})\quad q_{8\ 11}(1\quad q_{10\ 12}q_{12\ 13})(1\quad(1\quad p_{7\ 10}p_{7\ 8}p_{8\ 9})(1$$
$$p_{13\ 14}p_{11\ 14}p_{9\ 11}))]\quad q_{10\ 13}[p_{8\ 11}(1\quad(1\quad p_{10\ 12}p_{7\ 10}p_{7\ 8})(1$$
$$p_{12\ 13}p_{13\ 14}p_{11\ 14}))(1\quad q_{8\ 9}q_{9\ 11})\quad q_{8\ 11}(1\quad(1\quad p_{10\ 12}p_{7\ 10}$$
$$\times p_{7-8}p_{8-9})(1-p_{12-13}p_{13-14}p_{11-14}p_{9-11}))]\}.$$

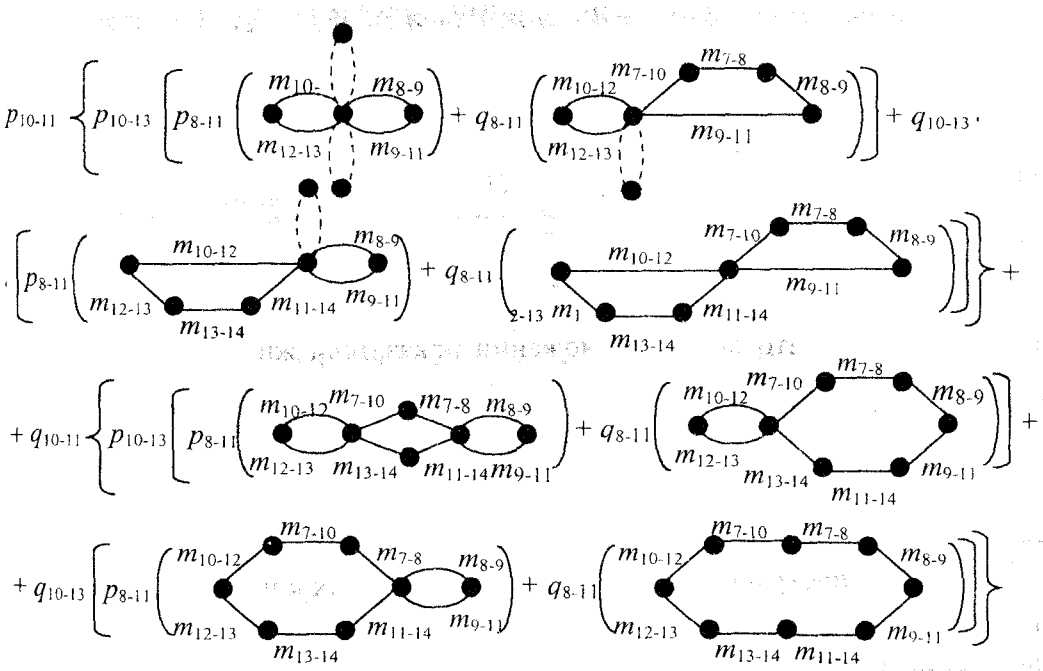


Рис. 3

Из рис. 2 и 3 легко видеть, что на каждом шаге число элементов в получающихся подграфах уменьшается на единицу, а число подграфов, требующих дальнейшего рассмотрения дваивается. Чем сложнее исходная структура может, тем большее число раз может потребоваться применение метода разложения пока не будут получены подграфы, имеющие параллельно-последовательный характер структуры. Однако в любом случае процесс разложения конечен, а число результирующих последовательно-параллельных структур составит 2^z, где z - число ветвей, по которым пришлось провести разложение. Очевидно, что трудоемкость этого метода намного меньше, чем метода полного перебора. Для рассматриваемых примеров, количество операций по расчету живучести составляющих структур в результирующих выражениях составит: 4 (рис. 1, *а*) и 8 (рис. 1, *б*) вместо 256 и 2048 соответственно.

При этом стоит отметить два недостатка:

- разложение некоторых исходных структур приводит к возникновению в конечных подграфах неопределенностей в виде петель (показанных для примера пунктиром на рис. 3), что приводит к ухудшению точности результата;
- начальное действие разложения – выбор элементов, относительно которых необходимо произвести разложение, является трудно формализуемой задачей.

Метод поиска всех простых цепей

Следующий метод расчета живучести направления передачи информации основан на анализе всех возможных путей передачи в данном направлении [6]. Предположим, что имеется список возможных зависимых путей в виде перечня входящих в них ветвей. Искомая живучесть направления $W_{s,t}$ зависит от живучести каждого пути и вариантов их пересечений по общим элементам.

Обозначим живучесть, которая обеспечивается первыми k путями, через W_{s,t_k}. Добавление очередного (k+1)-го пути с надежностью $W_{s,t}^{(k+1)}$ приведет к увеличению живучести, которая теперь будет определяться объединением двух событий: исправен хотя бы один из первых k путей или исправен (k+1)-й путь. Вероятность наступления о объединенного события с учетом возможной зависимости отказов (k+1)-го и остальных путей:

$$W_{s,t_{(k+1)}} = W_{s,t_k} + W_{s,t}^{(k+1)} - W_{s,t}^{(k+1)} W_{s,t_{k/(k+1)}},$$

где $W_{s,t_{k/(k+1)}}$ – вероятность исправности хотя бы одного из первых k путей при условии, что исправен $(k+1)$-й путь.

Исходя из того, как была определена вероятность $W_{s,t_{k/(k+1)}}$, можно последний чл формулы (7) представить в следующем виде:

$$W_{s,t}^{(k+1)} W_{s,t_{k/(k+1)}} = W_{s,t}^{(k+1)} W_{s,t_k}$$

где символ (*) означает, что при перемножении показатели живучести всех ветвей, вх дящих в первые k путей и общих с $(k+1)$-м путем, заменяются единицей. С учетом можно перепишем (7):

$$\Delta W_{s,t_{(k+1)}} = W_{s,t}^{(k+1)} Q_{s,t_k},$$

где $\Delta W_{s,t_{(k+1)}} = W_{s,t_{(k+1)}} - W_{s,t_k}$ – приращение живучести при введении $(k+1)$-го пут $Q_{s,t_k} = 1 - W_{s,t_k}$ – вероятность одновременного отказа первых k путей.

Результирующую живучесть направления передачи можно подсчитать как сумму приращений, обеспечиваемых каждым из рассмотренных путей:

$$W_{s,t} = \sum_{k=1}^{M} \Delta W_{s,t_k},$$

где M – количество доступных путей в данном направлении.

Рассмотрим применение метода на примерах. Обозначим через μ_n и μ_n' простые це (ПЦ), обеспечивающие соединение начальных и конечных КЦ в графах на рис. 1, *а* и 1 соответственно. Сформируем для каждого графа множества таких ПЦ: $M_{s,t}$ и $M'_{s,t}$. Очевидно, что полученные множества будут содержать перечень всех возможных зави путей передачи информации в данных направлениях связи, и имеют следующий вид:

$$M_{s,t} = \{\mu_1 = \{m_{1\text{-}2}, m_{2\text{-}3}, m_{3\text{-}4}\}, \mu_2 = \{m_{1\text{-}5}, m_{5\text{-}6}, m_{4\text{-}6}\}, \mu_3 = \{m_{1\text{-}2}, m_{2\text{-}3}, m_{3\text{-}6}, m_{4\text{-}6}\},$$
$$\mu_4 = \{m_{1\text{-}2}, m_{2\text{-}5}, m_{5\text{-}6}, m_{4\text{-}6}\}, \mu_5 = \{m_{1\text{-}5}, m_{5\text{-}6}, m_{3\text{-}6}, m_{3\text{-}4}\}, \mu_6 = \{m_{1\text{-}5}, m_{2\text{-}5}, m_{2\text{-}3}, m_{3\text{-}4}\},$$
$$\mu_7 = \{m_{1\text{-}2}, m_{2\text{-}5}, m_{5\text{-}6}, m_{3\text{-}6}, m_{3\text{-}4}\}, \mu_8 = \{m_{1\text{-}5}, m_{2\text{-}5}, m_{2\text{-}3}, m_{3\text{-}6}, m_{4\text{-}6}\}\}, m = 8;$$

$$M'_{s,t} = \{\mu_1' = \{m_{10\text{-}12}, m_{10\text{-}11}, m_{9\text{-}11}\}, \mu_2' = \{m_{12\text{-}13}, m_{10\text{-}13}, m_{10\text{-}11}, m_{9\text{-}11}\}, \mu_3' = \{m_{10\text{-}12},$$
$$m_{7\text{-}10}, m_{7\text{-}8}, m_{8\text{-}9}\}, \mu_4' = \{m_{10\text{-}12}, m_{10\text{-}11}, m_{8\text{-}11}, m_{8\text{-}9}\}, \mu_5' = \{m_{10\text{-}12}, m_{10\text{-}13}, m_{13\text{-}14}, m_{11\text{-}14},$$
$$m_{9\text{-}11}\}, \mu_6' = \{m_{12\text{-}13}, m_{13\text{-}14}, m_{11\text{-}14}, m_{9\text{-}11}\}, \mu_7' = \{m_{12\text{-}13}, m_{10\text{-}13}, m_{10\text{-}11}, m_{8\text{-}11}, m_{8\text{-}9}\},$$
$$\mu_8' = \{m_{12\text{-}13}, m_{10\text{-}13}, m_{7\text{-}10}, m_{7\text{-}8}, m_{8\text{-}9}\}, \mu_9' = \{m_{10\text{-}12}, m_{7\text{-}10}, m_{7\text{-}8}, m_{8\text{-}11}, m_{9\text{-}11}\},$$
$$\mu_{10}' = \{m_{12\text{-}13}, m_{13\text{-}14}, m_{11\text{-}14}, m_{8\text{-}11}, m_{8\text{-}9}\}, \mu_{11}' = \{m_{12\text{-}13}, m_{10\text{-}13}, m_{7\text{-}10}, m_{7\text{-}8}, m_{8\text{-}11},$$
$$m_{9\text{-}11}\}, \mu_{12}' = \{m_{10\text{-}12}, m_{10\text{-}13}, m_{13\text{-}14}, m_{11\text{-}14}, m_{8\text{-}11}, m_{8\text{-}9}\}, \mu_{13}' = \{m_{12\text{-}13}, m_{13\text{-}14},$$
$$m_{11\text{-}14}, m_{10\text{-}11}, m_{7\text{-}10}, m_{7\text{-}8}, m_{8\text{-}9}\}\}, m' = 13.$$

Применяя выражение (9) для множества путей (11), получаем формулы для расчета прира щений, которые в соответствии с (10) суммируем в итоговое выражение для $W_{s,t}$:

$$W_{s,t} = p_{1\text{-}2}p_{2\text{-}3}p_{3\text{-}4} + p_{1\text{-}5}p_{5\text{-}6}p_{4\text{-}6}(1 - p_{1\text{-}2}p_{2\text{-}3}p_{3\text{-}4}) + p_{1\text{-}2}p_{2\text{-}3}p_{3\text{-}6} \times$$
$$\times p_{4\text{-}6}q_{3\text{-}4}(1 - p_{1\text{-}5}p_{5\text{-}6}) + p_{1\text{-}2}p_{2\text{-}5}p_{5\text{-}6}p_{4\text{-}6}(1 - p_{2\text{-}3}p_{3\text{-}4})q_{1\text{-}5}(1 -$$
$$- p_{2\text{-}3}p_{3\text{-}6}) + p_{1\text{-}5}p_{5\text{-}6}p_{3\text{-}6}p_{3\text{-}4}(1 - p_{1\text{-}2}p_{2\text{-}3})q_{4\text{-}6} + p_{1\text{-}5}p_{2\text{-}5}p_{2\text{-}3} \times$$
$$\times p_{3\text{-}4}q_{1\text{-}2}(1 - p_{5\text{-}6}p_{4\text{-}6})(1 - p_{5\text{-}6}p_{3\text{-}6}) + p_{1\text{-}2}p_{2\text{-}5}p_{5\text{-}6}p_{3\text{-}6}p_{3\text{-}4}q_{2\text{-}3} \times$$
$$\times q_{4\text{-}6}q_{1\text{-}5} + p_{1\text{-}5}p_{2\text{-}5}p_{2\text{-}3}p_{3\text{-}6}p_{4\text{-}6}q_{5\text{-}6}q_{1\text{-}2}q_{3\text{-}4}$$

Для множества ПЦ $M'_{s,t}$ (12) получаем следующее итоговое выражение:

$$
\begin{aligned}
W'_{s,t} = {} & p_{10-12}p_{10-11}p_{9-11} + p_{12-13}p_{10-13}p_{10-11}p_{9-11}q_{10-12} + p_{10-12}p_{7-10}p_{7-8} \times \\
& \times p_{8-9}(1 - p_{10-11}p_{9-11})(1 - p_{12-13}p_{10-13}p_{10-11}p_{9-11}) + p_{10-12}p_{10-11}p_{8-11} \times \\
& \times p_{8-9}q_{9-11}(1 - p_{7-10}p_{7-8}) + p_{10-12}p_{10-13}p_{13-14}p_{11-14}p_{9-11}q_{10-11} \times \\
& \times (1 - p_{7-10}p_{7-8}p_{8-9}) + p_{12-13}p_{13-14}p_{11-14}p_{9-11}(1 - p_{10-12}p_{10-11})(1 - p_{10-13} \times \\
& \times p_{10-11})(1 - p_{10-12}p_{7-10}p_{7-8}p_{8-9})(1 - p_{10-12}p_{10-11}p_{8-11}p_{8-9})(1 - p_{10-12} \times \\
& \times p_{10-13}) + p_{12-13}p_{10-13}p_{10-11}p_{8-11}p_{8-9}q_{9-11}q_{10-12} + p_{12-13}p_{10-13}p_{7-10} \times \\
& \times p_{7-8}p_{8-9}(1 - p_{10-11}p_{9-11})q_{10-12}(1 - p_{13-14}p_{11-14}p_{9-11})(1 - p_{10-11} \times \\
& \times p_{8-11}) + p_{10-12}p_{7-10}p_{7-8}p_{8-11}p_{9-11}q_{10-11}q_{8-9}(1 - p_{10-13}p_{13-14}p_{11-14}) \times \\
& \times (1 - p_{12-13}p_{13-14}p_{11-14}) + p_{12-13}p_{13-14}p_{11-14}p_{8-11}p_{8-9}(1 - p_{10-12}p_{7-10} \times \\
& \times p_{7-8})(1 - p_{10-12}p_{10-11})q_{9-11}(1 - p_{10-13}p_{10-11})(1 - p_{10-13}p_{7-10}p_{7-8}) + \\
& + p_{12-13}p_{10-13}p_{7-10}p_{7-8}p_{8-11}p_{9-11}q_{10-11}(1 - p_{13-14}p_{11-14})q_{8-9}q_{10-12} + \\
& + p_{10-12}p_{10-13}p_{13-14}p_{11-14}p_{8-11}p_{8-9}(1 - p_{7-10}p_{7-8})q_{9-11}q_{10-11}q_{12-13} \\
& + p_{12-13}p_{13-14}p_{11-14}p_{\cdot-\cdot}p_{\cdot-\cdot}p_{\cdot-\cdot}p_{\cdot-\cdot}q_{\cdot-\cdot}q_{\cdot-\cdot}q_{\cdot-\cdot}q_{\cdot-\cdot}
\end{aligned}
\qquad (14)
$$

Анализ формул (9), (10) и полученных выражений (13), (14) показывает:

- количество слагаемых в итоговом выражении определяется количеством доступных путей передачи информации в данном направлении;
- количество операций по расчету живучести составляющих структур в каждом добавляемом $(k+1)$-м слагаемом соответствует номеру самого слагаемого, т.к. производится расчет вероятности неисправности всех предыдущих k путей;
- общее число операций по расчету живучести составляющих структур в результирующих выражениях достаточно велико (для варианта сети на рис 1, *б* оно составляет 91), то больше чем при методе разложений, однако оно может быть уменьшено (в выражении (14) уменьшено до 51) путем выполнения логических преобразований, в основу которых положены свойства символического умножения, и в любом случае оно меньше, чем при методе прямого перебора;
- данный метод, в отличие от метода разложений, не имеет ограничений по анализу сколь угодно сложных структур;
- недостатками метода являются сложность итогового выражения и необходимость логических преобразований для его упрощения.

Метод обратный поиску всех простых цепей

В основу данного метода расчета живучести направления передачи информации [2] положен тезис, что приращение живучести направления, в результате добавления $(k+1)$-го пути $\Delta W_{s,t_{(k+1)}}$, численно равно уменьшению "неживучести" $\Delta Q_{s,t_{(k+1)}}$. Таким образом, при использовании этого метода производится анализ величины обратной живучести, которая при отсутствии путей в направлении будет равна 1 (живучесть при этом 0), а последовательное добавление путей приводит к ее уменьшению. Формально это позволяет записать выражение (9) в следующем виде:

$$\Delta Q_{s,t_{(k+1)}} = W^{(k+1)}_{s,t} * Q_{s,t_k}. \qquad (15)$$

Данная формула (15) позволяет записать рекуррентное выражение для вычисления величины обратной живучести при добавлении $(k+1)$-го пути:

$$Q_{s,t_{(k+1)}} = Q_{s,t_k} - W^{(k+1)}_{s,t} * Q_{s,t_k}, \qquad (16)$$

где $k = \overline{0, \mathrm{M}}$, M – количество доступных путей в данном направлении, $Q_{s,t_0} = 1$.

И итоговое выражение для расчета живучести направления передачи информации:

$$W_{s,t} = 1 - Q_{s,t_{\mathrm{M}}}$$

Символ символического умножения (*) в выражении (16) означает, что при перемнож нии показатели живучести всех ветвей, входящих в первые k путей и общих с $(k+1)$ путем, заменяются единицей. В случае независимых путей операция символического умнож ния совпадает с обычным умножением.

Для рассматриваемых примеров применение выражений (16) и (17) позволило получ результирующие формулы для расчета живучести направлений, представленных на рис 1:

$$\begin{aligned} W_{s,t} = 1 - \{1 - p_{1\text{-}2}p_{2\text{-}3}p_{3\text{-}4} - p_{1\text{-}2}p_{2\text{-}3}p_{3\text{-}6}p_{4\text{-}6}q_{3\text{-}4} - p_{1\text{-}2}p_{2\text{-}5}p_{5\text{-}6} \times \\ \times p_{4\text{-}6}[(1 - p_{2\text{-}3}p_{3\text{-}4}) - p_{2\text{-}3}p_{3\text{-}6}q_{3\text{-}4}] - p_{1\text{-}2}p_{2\text{-}5}p_{5\text{-}6}p_{3\text{-}6}p_{3\text{-}4}q_{2\text{-}3} \times \\ \times q_{4\text{-}6} - p_{1\text{-}5}p_{5\text{-}6}p_{4\text{-}6}[1 - p_{1\text{-}2}p_{2\text{-}3}p_{3\text{-}4} - p_{1\text{-}2}p_{2\text{-}3}p_{3\text{-}6}q_{3\text{-}4} - p_{1\text{-}2} \times \\ \times p_{2\text{-}5}(1 - p_{2\text{-}3}p_{3\text{-}4} - p_{2\text{-}3}p_{3\text{-}6}q_{3\text{-}4})] - p_{1\text{-}5}p_{5\text{-}6}p_{3\text{-}6}p_{3\text{-}4}q_{4\text{-}6} \times \\ \times (1 - p_{1\text{-}2}p_{2\text{-}3} - p_{1\text{-}2}p_{2\text{-}5}p_{2\text{-}3}) - p_{1\text{-}5}p_{2\text{-}5}p_{2\text{-}3}p_{3\text{-}4}q_{1\text{-}2}(1 - p_{5\text{-}6}p_{4\text{-}6} - \\ - p_{5\text{-}6}p_{3\text{-}6}q_{4\text{-}6} - p_{1\text{-}5}p_{2\text{-}5}p_{2\text{-}3}p_{3\text{-}6}p_{4\text{-}6}q_{1\text{-}2}q_{5\text{-}6}q_{3\text{-}4}\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} W'_{s,t} = 1 - \{1 - p_{10\text{-}12}p_{10\text{-}11}p_{9\text{-}11} - p_{12\text{-}13}p_{10\text{-}13}p_{10\text{-}11}p_{9\text{-}11}q_{10\text{-}12} - p_{10\text{-}12} \times \\ \times p_{7\text{-}10}p_{7\text{-}8}p_{8\text{-}9}(1 - p_{10\text{-}11}p_{9\text{-}11}) - p_{10\text{-}12}p_{10\text{-}11}p_{8\text{-}11}p_{8\text{-}9}q_{9\text{-}11} \times \\ \times (1 - p_{7\text{-}10}p_{7\text{-}8}) - p_{10\text{-}12}p_{10\text{-}13}p_{13\text{-}14}p_{11\text{-}14}p_{9\text{-}11}q_{10\text{-}11}(1 - p_{7\text{-}10}p_{7\text{-}8} \times \\ \times p_{8\text{-}9}) - p_{12\text{-}13}p_{13\text{-}14}p_{11\text{-}14}p_{9\text{-}11}[1 - p_{10\text{-}12}p_{10\text{-}11} - p_{10\text{-}13}p_{10\text{-}11}q_{10\text{-}12} - \\ - p_{10\text{-}12}p_{7\text{-}10}p_{7\text{-}8}p_{8\text{-}9}q_{10\text{-}11} - p_{10\text{-}12}p_{10\text{-}13}q_{10\text{-}11}(1 - p_{7\text{-}10}p_{7\text{-}8}p_{8\text{-}9})] - \\ - p_{10\text{-}12}p_{10\text{-}13}p_{10\text{-}11}p_{8\text{-}11}p_{8\text{-}9}q_{9\text{-}11}q_{10\text{-}12} - p_{12\text{-}13}p_{10\text{-}13}p_{7\text{-}10}p_{7\text{-}8}p_{8\text{-}9} \times \\ \times q_{10\text{-}12}(1 - p_{10\text{-}11}p_{9\text{-}11} - p_{13\text{-}14}p_{11\text{-}14}p_{9\text{-}11}q_{10\text{-}11} - p_{10\text{-}11}p_{8\text{-}11}q_{9\text{-}11}) - \\ - p_{10\text{-}12}p_{7\text{-}10}p_{7\text{-}8}p_{8\text{-}11}p_{9\text{-}11}q_{10\text{-}11}q_{8\text{-}9}(1 - p_{10\text{-}13}p_{13\text{-}14}p_{11\text{-}14} - p_{12\text{-}13} \times \\ \times p_{13\text{-}14}p_{11\text{-}14}q_{10\text{-}13}) - p_{12\text{-}13}p_{13\text{-}14}p_{11\text{-}14}p_{8\text{-}11}p_{8\text{-}9}[1 - p_{10\text{-}12}p_{10\text{-}11} \times \\ \times p_{9\text{-}11} - p_{10\text{-}13}p_{10\text{-}11}p_{9\text{-}11}q_{10\text{-}12} - p_{10\text{-}12}p_{7\text{-}10}p_{7\text{-}8}(1 - p_{10\text{-}11}p_{9\text{-}11}) - \\ - p_{10\text{-}12}p_{10\text{-}11}q_{9\text{-}11}(1 - p_{7\text{-}10}p_{7\text{-}8}) - p_{10\text{-}12}p_{10\text{-}13}p_{9\text{-}11}q_{10\text{-}11}(1 - p_{7\text{-}10} \times \\ \times p_{7\text{-}8}) - p_{9\text{-}11}(1 - p_{10\text{-}12}p_{10\text{-}11} - p_{10\text{-}13}p_{10\text{-}11}q_{10\text{-}12} - p_{10\text{-}12}p_{7\text{-}10}p_{7\text{-}8} \times \\ \times q_{10\text{-}11} - p_{10\text{-}12}p_{10\text{-}13}q_{10\text{-}11}(1 - p_{7\text{-}10}p_{7\text{-}8})) - p_{10\text{-}13}p_{10\text{-}11}q_{9\text{-}11}q_{10\text{-}12} - \\ - p_{10\text{-}13}p_{7\text{-}10}p_{7\text{-}8}q_{10\text{-}12}q_{9\text{-}11}q_{10\text{-}11}] - p_{12\text{-}13}p_{10\text{-}13}p_{7\text{-}10}p_{7\text{-}8}p_{8\text{-}11}p_{9\text{-}11} \times \\ \times q_{10\text{-}11}q_{8\text{-}9}(1 - p_{11\text{-}14}p_{13\text{-}14})q_{10\text{-}12} - p_{10\text{-}12}p_{10\text{-}13}p_{13\text{-}14}p_{11\text{-}14}p_{8\text{-}11}p_{8\text{-}9} \times \\ \times q_{10\text{-}11}q_{9\text{-}11}(1 - p_{7\text{-}10}p_{7\text{-}8})q_{12\text{-}13} - p_{12\text{-}13}p_{13\text{-}14}p_{11\text{-}14}p_{10\text{-}11}p_{7\text{-}10}p_{7\text{-}8} \times \end{aligned}$$

Полученные выражения позволяют сделать следующие выводы:

– применение формулы (16) на каждом шаге вычислений удваивает число операций расчету живучести составляющих структур в результирующих выражениях, и окончател ный результат будет иметь 2^M членов, что эквивалентно полному перебору совокупнос всех M путей;

– применение свойств операции символического умножения позволяют произвести ло гические преобразования и резко сократить трудоемкость расчетов (для варианта сети на рис 1б в результате сокращено до 73 членов);

– метод позволяет более точно оценить живучесть направления, за счет более качествен го учета зависимости между имеющимися путями, поскольку расчет очередного значени

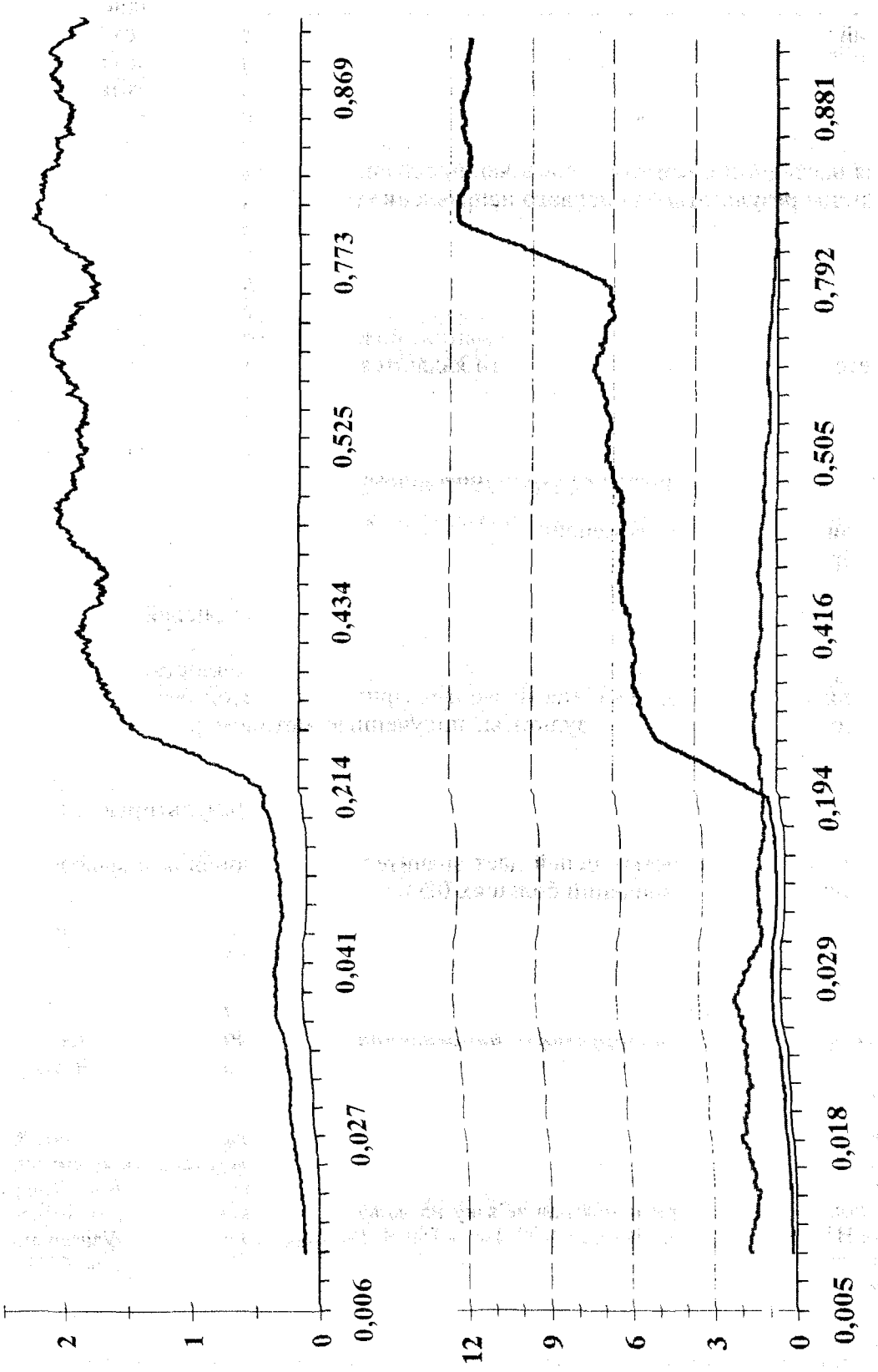

2
1
0
0,006
0,027
0,041
0,214
0,434
0,525
0,773
0,869
12
9
6
3
0
0,005
0,018
0,029
0,194
0,416
0,505
0,792
0,881

Рис. 4

производится с помощью рекуррентного выражения (16), а не независимых формул (9), ка это было реализовано в предыдущем методе.

Выводы

По формулам (5), (6), (13), (14), (18) и (19) были просчитаны значения живучести правлений. Исследования живучести анализируемых направлений проводились в трех диа зонах значений живучести ветвей: для значений от 0,1 до 0,4, для значений от 0,3 до 0,8 и значений от 0,7 до 1. При этом предполагалось, что показатели живучести ветвей являю равномерно распределенными случайными величинами. Результаты расчетов представле на рис. 4, где приведены зависимости усредненных относительных отклонений значений вучести, полученных разными методами (в процентах), от значений, полученных мето перебора. Для наглядности все три исследованных диапазона сведены на одну диаграмму рис. 4, *а* показаны результаты для первого направления (рис. 1, *а*), поэтому приведена тол зависимость для метода поиска всех путей (все остальные методы дали одинаковый резу тат). На рис. 4, *б* показаны результаты для второго направления (рис. 1, *б*), приведены за симости для метода поиска всех путей (синий цвет) и для метода разложений (красный цв Анализируя полученные значения, а также в целом обобщая рассмотрение методов точн расчета живучести направлений связи информации, можно сделать выводы:

1. Все методы точного расчета живучести являются в большей или меньшей мере дос точно трудоемкими задачами, требующими для реализации значительных затрат машинно времени и усилий разработчиков. В порядке увеличения количества операций по расч живучести составляющих структур в результирующих выражениях (усложнения расчето рассмотренные методы размещаются следующим образом:

– метод разложения;
– метод поиска всех простых цепей;
– метод обратный поиску всех простых цепей;
– метод прямого перебора.

2. Методы прямого перебора и обратный поиску всех простых цепей обеспечивают лучение точных результатов во всем диапазоне значений.

3. Метод разложений обеспечивает достаточно высокую точность при условии, структура анализируемого направления позволяет применить метод без возникновения определенностей. В этом случае результаты, полученные методом разложения, совпада с результатами метода обратного поиску всех простых цепей.

4. При наличии неопределенностей, метод разложений становится менее эффективны поскольку обеспечивает низкую точность результатов в области результирующих значен живучести меньше 0,5.

5. Метод поиска всех простых цепей дает значительные отклонения и малоэффектив в диапазоне результирующих значений больших 0,5.

Таким образом:

– в случае, когда не требуется высокая точность расчетов (до сотых долей) необходи применять один из приближенных методов оценки;

– для точных расчетов целесообразно использовать либо метод разложений (ес это допускает структура анализируемого направления) для значений живучести ветв больших 0,5, либо метод обратный поиску всех простых цепей для значений живучес ветвей меньших 0,5.

Список литературы: 1. *Романов А.И.* Телекоммуникационные сети и управление: Учеб. пособие ИПЦ "Киевский ун-т", 2003. 247 с. 2. *Мизин И.А., Богатырев В.А., Кулешов А.П.* Сети коммутации кетов / Под ред. В.С. Семенихина. М.: Радио и связь, 1986. 408 с. 3. *Романов О.І., Голь В.Д., Волков О* Оцінка впливу складу та структури напрямків зв'язку на живучість телекомунікаційних мереж // наук. праць ВІТІ НТУУ "КПІ". 2005. Вип. № 1. С. 142 – 150. 4. *Романов О.І., Голь В.Д.* Узагальнена дель оцінки живучості напрямків зв'язку телекомунікаційних мереж // Зб. наук. праць ВІТІ НТ "КПІ". 2005. Вип. № 2. С. 100 – 105. 5. *Мур Э., Шеннон К.* Надежные схемы из ненадежных реле // бернетический сборник. Вып.1. М.: ИЛ, 1960. С. 109 – 148. 6. *Барабаш О.В.* Построение функциональ устойчивых распределенных информационных систем. К.: НАОУ, 2004. 226 с.

ВИТИ НТУУ "КПИ" *Поступила в редколлегию 20.01.20*

УДК 621.391

С. А. САБУРОВА

УСТОЙЧИВОСТЬ И УПРАВЛЯЕМОСТЬ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ И СЕТЕЙ

Одно из основных требований, предъявляемых к современным системам управления (СУ) объектами и услугами телекоммуникационных сетей и систем, – это обеспечение их устойчивости и управляемости.

Устойчивость – способность сети СУ сохранять работоспособное состояние во времени и в условиях, создаваемых воздействиями внешних и внутренних дестабилизирующих факторов (ДФ). Устойчивость в свою очередь характеризуется свойствами надежности и живучести.

Надежность – свойство сети СУ сохранять во времени в установленных пределах значения всех параметров, характеризующих способность выполнять требуемые функции в заданных режимах и условиях использования и технического обслуживания.

Живучесть – свойство сети СУ сохранять способность выполнять требуемые функции в условиях, создаваемых воздействиями внешних ДФ.

Постановка задачи

Исследовать непрерывные процессы, протекающие в одномерных и многомерных системах управления и провести анализ обеспечения их устойчивости и управляемости на основе системных характеристик, которые используются для выяснения качественных особенностей поведения систем управления объектами и услугами телекоммуникационных сетей и систем .

Вместе с тем, в целях изучения различных форм математического описания систем управления большое внимание также уделяется алгоритмам решения основной задачи анализа - задачи анализа выходных процессов, т.е. получению количественных характеристик процессов, происходящих в системах управления.

Одномерные системы. Рассмотрим одномерную стационарную систему управления, поведение которой описывается дифференциальным уравнением

$$a_n x^{(n)}(t) + \ldots + a_0 x(t) = b_m g^{(m)}(t) + \ldots + b_0 g(t) \qquad (1)$$

с начальными условиями

$$x(t_0) = x_0,\ \dot{x}(t_0) = \dot{x}_0, \ldots,\ x^{(n-1)}(t_0) = x_0^{(n-1)},$$

где $g(t)$ и $x(t)$ – входной и выходной сигналы; t_0 – начальный момент времени.

Для линейных систем справедлив *принцип суперпозиции:* эффект, вызываемый суммой нескольких воздействий, равен сумме эффектов каждого из воздействий в отдельности. Поэтому выходной сигнал линейной системы представляется в виде суммы свободного и вынужденного движений:

$$x(t) = x_c(t) + x_{вын}(t). \qquad (2)$$

В соответствии с представлением (2) выходного сигнала системы управления в виде суммы свободного и вынужденного движений: вводятся следующие понятия устойчивости системы.

Система управления называется *устойчивой по начальным данным*, если при ненулевых ограниченных начальных условиях свободное движение $x_c(t)$ ограничено при всех $t \in [t_0, +\infty)$ и $\lim\limits_{t \to +\infty} x_c(t) = 0$.

Система управления называется *устойчивой по входу*, если при любом ограниченном воздействии $g(t)$ реакция системы $x_{вын}(t)$ является ограниченной в любой момент времени $t \in [t_0, +\infty)$.

Более краткий термин – *устойчивая система управления* – употребляется, если сист устойчива и по входу, и по начальным данным, т.е. при отсутствии внешних и внутренних д

Критерии устойчивости

1. Для устойчивости системы (1) по начальным данным необходимо и достаточно, что корни λ_i характеристического уравнения

$$a_n\lambda^n + a_{n-1}\lambda^{n-1} + \ldots + a_0 = 0$$

имели отрицательные действительные части: $Re\,\lambda_i < 0$, $i = 1,\ldots,n$, т.е. располагались в лев полуплоскости комплексной плоскости (рис. 1).

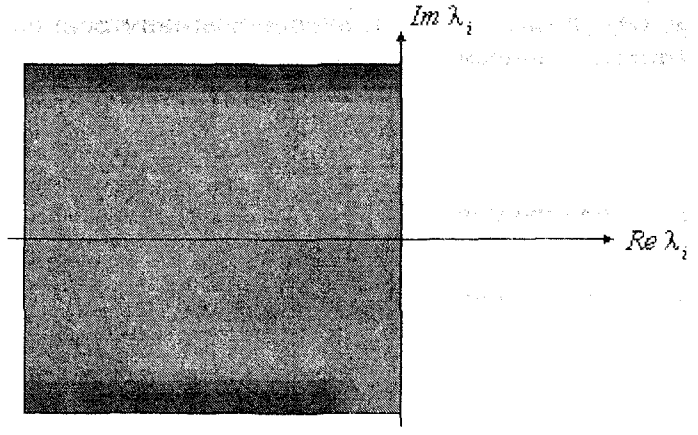


Рис. 1

2. Для проверки отрицательности действительных частей корней характеристическ уравнения (3) можно использовать ***критерий Рауса-Гурвица***.

Для устойчивости системы (1) по начальным данным необходимо и достаточно, что угловые миноры Δ_i матрицы

$$\begin{pmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \ldots & 0 \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \ldots & 0 \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & \ldots & 0 \\ 0 & a_n & a_{n-2} & \ldots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \ldots & a_0 \end{pmatrix}$$

были положительны: $\Delta_i > 0$, $i = 1,\ldots,n$, где $\Delta_1 = a_{n-1}$, $\Delta_2 = \begin{pmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ a_n & a_{n-2} \end{pmatrix}$ и т. д.

При заполнении квадратной порядка n матрицы (4) отсутствующие в уравнении коэффициенты a_{n-i} и a_i при $i > n$ заменяются нулями.

3. Если система устойчива по начальным данным и порядок m дифференциальног оператора $M(p) = b_m p^m + \ldots + b_0$ правой части уравнения (1) не больше порядка n дифф ренциального оператора $D(p) = a_n p^n + \ldots + a_0$ левой части, т.е. $m \le n$, то система (1) усто чива по входу [21].

Необходимое условие устойчивости. Если система (1) устойчива, то все коэффициен характеристического уравнения (3) положительны.

Замечания. 1. Первый критерий устойчивости называется ***прямым***, а второй – *косвен* ***ным***, так как в этом случае процедура анализа устойчивости не требует нахождения корн уравнения (3).

2. Коэффициент a_n в уравнении (3) всегда можно сделать положительным, например, умножая уравнение на (-1).

Пример 1. Исследовать устойчивость системы, описываемой дифференциальным уравнением

$3\dot{x} + x = g$.

Характеристическое уравнение $3\lambda + 1 = 0$ имеет отрицательный корень: $\lambda = -\frac{1}{3}$. Кроме того, порядок ($m = 0$) правой части уравнения меньше порядка ($n = 1$) левой части. Согласно первому и третьему критериям система устойчива при условии отсутствия внутренних и внешних ДФ.

Многомерные системы. Аналогично одномерным системам рассмотрим качественное поведение многомерных систем, описываемых уравнениями состояния.

Рассматривается линейная многомерная стационарная система, описываемая уравнением состояния:

$$\dot{x}(t) - Ax(t) + Bg(t),\ x(0) = x_0,$$

где x – n-мерный вектор состояния; g – r-мерный вектор входных воздействий; t – время, начальный момент времени $t_0 = 0$; x_0 – вектор начальных состояний; A, B – матрицы размера $(n \times n)$, $(n \times r)$ соответственно.

Система (5) называется *асимптотически устойчивой*, если ее свободное движение $x_c(t)$ (при $g(t) \equiv 0$) ограничено при ограниченных начальных состояниях x_0 и выполняется условие

$$\lim_{t \to +\infty} \|x_c(t)\| = 0. \qquad (6)$$

Критерии устойчивости

1. Для асимптотической устойчивости системы (5) необходимо и достаточно, чтобы корни λ_i характеристического уравнения

$$det(A - \lambda E) = 0 \qquad (7)$$

имели отрицательные действительные части: $Re\,\lambda_i < 0$, $i = 1,\ldots,n$, т.е. располагались в левой полуплоскости комплексной плоскости (см. рис. 1).

2. Для проверки отрицательности действительных частей корней характеристического уравнения (7), которое записывается в форме (3), можно использовать критерий Рауса –Гурвица.

Необходимое условие устойчивости. Если система (5) асимптотически устойчива, то все коэффициенты характеристического уравнения (7) положительны при условии отсутствия внутренних и внешних ДФ.

Пример 2. Исследовать устойчивость системы, описываемой дифференциальными уравнениями

$$\dot{x}_1 = x_1 + 2x_2,$$
$$\dot{x}_2 = 4x_1 + 3x_2 + g_1.$$

Решение: Здесь $A = \begin{pmatrix} 1 & 2 \\ 4 & 3 \end{pmatrix}$. Характеристическое уравнение $\begin{vmatrix} 1-\lambda & 2 \\ 4 & 3-\lambda \end{vmatrix}$ или $\lambda^2 - 4\lambda - 5 = 0$ имеет действительные корни разных знаков: $\lambda_1 = 5 > 0$, $\lambda_2 = -1 < 0$. Согласно первому критерию система не является устойчивой при наличии ДФ.

Анализ управляемости и наблюдаемости

Дана линейная многомерная стационарная система управления, поведение которой описывается уравнениями состояния и выхода:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t),\ x(t_0) = x_0,$$
$$y(t) = Cx(t),$$

где x – мерный вектор состояния; u – r-мерный вектор управления, $u \in R^r$; t – вре $t \in [t_0, t_1]$ – интервал функционирования системы; y – k-мерный вектор выхода; A, B, C матрицы размера $(n \times n)$, $(n \times r)$, $(k \times n)$ соответственно; x_0 –начальное состояние.

Система называется ***вполне управляемой***, если выбором управляющего воздействия на интервале времени $[t_0, t_1]$ можно перевести систему из любого начального состояния x в произвольное заранее заданное конечное состояние $x(t_1)$.

Система (8) называется ***вполне наблюдаемой***, если по реакции $y(t)$ на выходе систе на интервале времени $[t_0, t_1]$ при заданном управляющем воздействии $u(t)$ можно опре лить начальное состояние $x(t_0)$ при условии отсутствия внутренних и внешних ДФ.

Постановка задачи формулируется следующим образом.

Пусть известны матрицы A, B, C системы (8). Требуется определить, является ли с тема вполне управляемой и наблюдаемой.

Критерии управляемости и наблюдаемости

Критерий управляемости. Для того чтобы система (8) была вполне управляемой, необхо мо и достаточно, чтобы ранг матрицы управляемости

$$W = \begin{pmatrix} B & AB & A^2B & \cdots & A^{n-1}B \end{pmatrix}$$

равнялся размерности вектора состояния

$$rang W = n.$$

Критерий наблюдаемости. Для того чтобы система была вполне наблюдаемой, необходи и достаточно, чтобы ранг матрицы наблюдаемости

$$Q = \begin{pmatrix} C^T & A^TC^T & (A^T)^2C^T & \cdots & (A^T)^{n-1}C^T \end{pmatrix}$$

равнялся размерности вектора состояния:

$$rang Q = n.$$

Алгоритм решения задачи

1. В уравнениях состояния и выхода выделить матрицы A, B, C.
2. Составить матрицу управляемости W и матрицу наблюдаемости Q.
3. Подсчитать ранги обеих матриц и сделать вывод об управляемости и наблюдаемос на основе соответствующего критерия.

Замечание. Если линейная стационарная система управления описывается соотношения

$$a_n x^{(n)}(t) + \ldots + a_0 x(t) = g(t),\ y(t) = x(t),$$

то, вводя обозначения

$$x_1 = x,\ x_2 = \dot{x}, \ldots,\ x_n = x^{(n-1)},\ u = g,$$

их можно записать в эквивалентной форме:

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\frac{a_0}{a_n} & -\frac{a_1}{a_n} & -\frac{a_2}{a_n} & \cdots & -\frac{a_{n-1}}{a_n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ \frac{1}{a_n} \end{pmatrix} u,\ y = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix} x.$$

$$\Downarrow \Downarrow \Downarrow$$
$$A \quad B \quad C$$

Пример 3. Исследовать управляемость и наблюдаемость системы:

$$\dot{x}_1 = x_2,$$
$$\dot{x}_2 = u, \; y = x_1.$$

Решение: 1. В уравнениях состояния и выхода выделим матрицы A, B, C:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \; B = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}, \; C = \begin{pmatrix} 1 & 0 \end{pmatrix}, \; n = 2, \; r = 1, \; k = 1.$$

2. Составляем матрицы управляемости и наблюдаемости:

$$W = \begin{pmatrix} B & AB \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, \; Q = \begin{pmatrix} C^T & A^T C^T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

Определяем ранги матриц: $rangW = 2 = n$, $rangQ = 2 = n$. Согласно критериям управляемости (9) и наблюдаемости (10) система вполне управляема и наблюдаема при условии отсутствия внутренних и внешних ДФ.

Выводы

1. Проведен анализ обеспечения устойчивости и управляемости систем управления на основе системных характеристик, которые использованы для оценки качественных особенностей поведения систем управления объектами телекоммуникационных систем и сетей с приведением примеров реализации предлагаемых математических методов.

2. В результате проведенного анализа необходимо выделить три класса решения задач повышения устойчивости и управляемости:

- найти вариант реализации сети СУ, сохраняющей работоспособное состояние в конкретных условиях, создаваемых при появлении внешних и внутренних дестабилизирующих факторов;
- оценить возможность сохранения сетью СУ работоспособного состояния в определенных условиях, создаваемых действиями внешних и внутренних дестабилизирующих факторов;
- выявить условия, создаваемые действиями внешних и внутренних дестабилизирующих факторов, при которых конкретная сеть СУ еще сохраняет работоспособное состояние.

Список литературы: 1. *Пантелеев А.В., Якимова А.С., Басов А.В.* Обыкновенные дифференциальные уравнения в приложениях к анализу систем. М.: Изд-во МАИ, 1997. 2. *Кротов В.Ф., Гурман В.И.* Методы и задачи оптимального управления. М.: Наука, 1973. 3. *Семенов В.В., Пантелеев А.В., Бортаковский А.С.* Математическая теория управления в примерах и задачах. М.: Изд-во МАИ, 1997.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 23.01.2006

УДК. 621. 396

Л. Н. БЕРКМАН, д-р техн. наук, Г. І. ГАЙДУР

МЕТОД РОЗРАХУНКУ ЗАТРИМКИ КЕРУЮЧОЇ ІНФОРМАЦІЇ МІЖ БАЗОВИМИ СТАНЦІЯМИ BS МЕРЕЖІ GSM З ЗАДАНОЮ СТУКТУРОЮ МЕРЕЖІ

У системах керування сучасними телекомунікаційними мережами, а в вчасності моб ною мережею зв'язку, одним з найважливіших параметрів є затримка, необхідна для дост ляння керуючої інформації до місця призначення. У мережах з затримкою у часі потоки ін рмації, маршрути і затримка, пов'язані з каналами і станціями можуть бути як детерміно так і стохастичні. Отже, час передачі заданого повідомлення від джерела до місця призначе є або фіксованим або випадковою величиною. Основну увагу приділено оцінці часу пере потоку від множини джерел до множини пунктів призначення. Отримано метод знаходже середньої затримки повідомлення в мережах з випадковим процесом надходження.

Розглянуто мережі, в яких час запізнення пов'язано з гілками графа, наприклад базовими станціями BS мобільної мережі зв'язку. Головною методологічною основою аналізу затримки є теорія масового обслуговування. Проте її використання найчасті потребує пропозицій для спрощення математичного апарату. Тому в деяких випадках то кількісні розрахунки затримки виконати неможливо. Моделі згаданої теорії нерідко стан основою для достатньо точних апроксимацій затримки, а також дають змогу одержати поз тивні та якісні результати. Нехай повідомлення буде детерміноване, а це означає, що як повідомлення має джерело v_i і пункт призначення v_j, то існує єдиний направлений (i- шлях, по якому повинно бути передано це повідомлення. Як тільки буде знайдено очікув ний час запізнення, можна буде розрахувати пропускні здібності гілок, які мінімізують запізнення з відповідно заданим обмеженням.

Введемо деякі допущення та обмеження. Кожне повідомлення має єдине джерело єдиний пункт призначення. Повідомлення вважається прийнятим у даній вершині у моме надходження його останнього біта.

Кожне повідомлення характеризується двома випадковими змінними: довжиною і час надходження. Довжина повідомлення приймається розподіленою по експоненціальному з кону. Вхідний потік у вершині –джерелі припускається пуасонівський. Розмір повідомлен та моменти надходження припускаємо незалежні один від одного, і повинні мати розпод лення ймовірностей, які не змінюються у часі.

Середній час затримки для всіх повідомлень можна записати у вигляді суми по i серед ніх затримках повідомлень

$$T = \sum_{i=1}^{m} \frac{\lambda_i}{\gamma} T_i .$$

Для того щоб вирішити поставлену задачу синтезу, потрібно спочатку вирішити задач аналізу. Це означає, що ми повинні розрахувати T при заданих $c_1,...,c_m$. Така задача суперечна в загальній постановці. Причина цієї суперечки видно при розгляданні простого графа двома вершинами. Припустимо, що всі повідомлення, які призначенні для v_2, надійдуть граф через v_1. Кожному повідомленню відповідає визначена довжина відповідно експонен ціальному розподіленню.

Розглянемо два послідовних повідомлення, які надходять у вершину v_2. Друге повідом лення може надійти у v_1 тільки після того, як перше повідомлення буде отримано вершин v_2 або, інакше, друге повідомлення може надійти у v_1 у той час, коли перше повідомлення вже передається. В останньому випадку інтервал часу між двома повідомленнями для v_2 до рівнює довжині другого повідомлення. Тому, інтервал часу між двома послідовними повід

омленнями, які входять у ν_2, є залежними від довжини другого повідомлення. У зв'язку з цією залежністю проблема пошуку аналітичного рішення для середнього часу затримки повідомлення суттєво ускладнюється.

Якщо входи до вершин-джерел не залежить від довжини повідомлення, входи до проміжних вершин графа є залежні від довжини повідомлення. На рис.1 представлено структуру мережі, для якої розраховано затримку керуючої інформації.

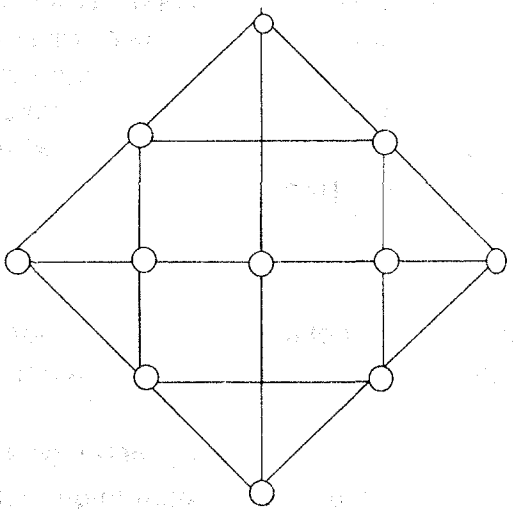


Рис.1

Оптимальні пропускна здібність гілок і середній час затримки керуючої інформації між базовими станціями при заданій структурі мережі (рис.1) становлять:

$$T = \frac{\bar{n}\left[\sum_{i=0}^{m}\sqrt{\frac{\lambda_i}{\lambda}}\right]^2}{\mu C\left(1-\bar{n}\rho\right)}.$$

T - середній час запізнення повідомлень; λ_i – середнє число повідомлень в секунду ,що входять у гілку; $\frac{1}{\mu_{j,k}}$ – середня довжина (у бітах) повідомлення; $\lambda = \sum_{i=1}^{m}\lambda_i$ – сумарна інтенсивність потоку у гілках; $C = \sum_{i=1}^{m} c_i$ – сумарна пропускна здібність графа, біт/с; $\bar{n}$ – довжина шляху.

Таким чином, проаналізувавши вище наведену формулу, отримаємо наступні затримки інформації для заданої структури мережі: рис.1 – від загрузки системи ρ; рис.2 – від середньої довжини повідомлення μ_i; рис.3 – від пропускної здібності C.

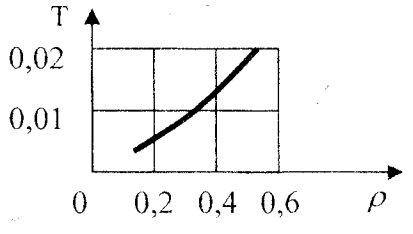


Рис.1

Таким чином можна зробити висновок, який заключається у тому, що чим менше T, тим менше $\bar{n}$. Це означає, що процедура обрання шляху і структура графа повинні бути упоряд-

ковані так, щоб довжина середнього шляху була як можна меншою. Наприклад, для задан графа повідомлення повинні проходити тільки через найкоротший шлях між джерелом приймачем. Такі два параметра, як середня затримка повідомлення та оптимальна пропус здібність гілок є функцією загрузки системи $\rho = \lambda / \mu C$,яка є відношенням інтенсивн вхідного потоку (у бітах в секунду) до сумарної пропускної здібності гілки. Таким чи структура заданої мережі розрахована на оптимальну структуру для ситуації з низькою грузкою мережі.

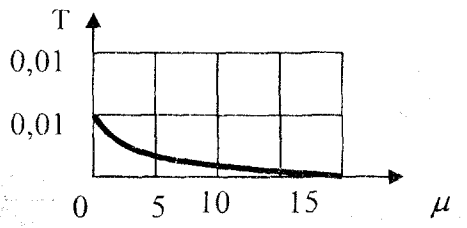


Рис.2

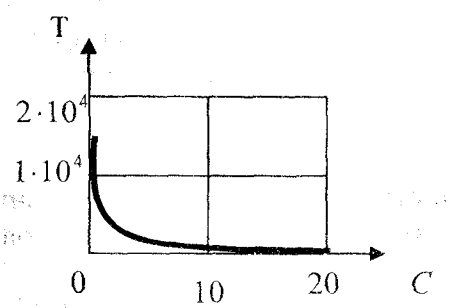


Рис.3

Список літератури: 1. *Стеклов В. К., Беркман Л. Н.* Проектування телекомунікаційних мереж Підруч. для студ. вищ. навч. закл. за напрямком „ Телекомунікації" / За ред. В.К. Стеклова. К.: Тех ка, 2002. 742с. 2. *Френк Г., Фриш И.* Сети, связь и потоки: Пер. с англ. / Под ред. Д. А. Поспелова. Связь, 1978. 448с.

Державний університет
інформаційно-комунікаційних технологій,
м. Київ

Надійшла до редколегії 12.01.200

УДК 621.391

Д.В. АГЕЕВ, канд. техн. наук, САМИР МАХМУД

ПРОБЛЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМОЙ

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, способные передавать информацию любого типа (речь, видео, данные и т. п.).

В первой части статьи рассмотрен общий принцип построения мультисервисной сети, как некоторая конвергентная сеть, которая позже может развиться в мультисервисную сеть.

Вторая часть посвящена рассмотрению проблем, возникающих при управлении мультисервисной сетью, среди которых в качестве наиболее важных выделяются: распределение сетевых ресурсов между запросами и оценка характеристик информационного трафика пользователей.

Принципы построения мультисервисной сети

На первый взгляд, общие принципы построения мультисервисной сети выглядят очень просто - объединить существующие сети разных операторов (традиционные ТфОП, сети мобильной связи и IP-сети) в единую сеть, и проблема будет решена. Но это «просто» только на первый взгляд. Сегодня еще нет технологий, которые бы полностью удовлетворяли запросам перспективной мультисервисной сети. Однако технологические решения, способные стать ее основой, существуют уже сейчас, т. е. можно построить прообраз мультисервисной сети, который со временем сможет легко эволюционировать к мультисервисной сети будущего.

На чем же базируется конвергентная сеть? Концепция NGN подразумевает конвергенцию на трех фундаментальных уровнях: конвергенцию приложений, конвергенцию сервисов и конвергенцию на сетевом уровне. В настоящее время существует согласие операторов и производителей о том, что сетевая конвергенция будет основана на использовании IP-инфраструктуры. Поэтому процесс перехода к сетям NGN для операторов, использующих эту технологию – это не революционный, а скорее эволюционный процесс.

Перечислим требования, которым должна удовлетворять конвергентная сеть. Если ограничиться основными требованиями, то их будет всего три:

- во-первых, обеспечение передачи данных,
- во-вторых, обеспечение передачи трафика реального времени,
- в-третьих, обеспечение гарантированного качества обслуживания QoS.

И, конечно же, нельзя забывать о системах управления современными сетями.

Рассмотрение принципа построения начнем с выбора технологии для транспортного сегмента, которая удовлетворяла бы всем трем требованиям и «вписывалась» в сегодняшнюю сетевую инфраструктуру с возможностью дальнейшего совершенствования. Логичнее всего выбрать для этой цели наиболее развитую сегодня технологию, т. е. TCP/IP. Протокол IP прекрасно удовлетворяет первому требованию и благодаря технологии VoIP (передачи речи по IP сетям) отвечает второму. Но протокол IP абсолютно не приспособлен для того, чтобы обеспечивать гарантированное качество обслуживания. В этом случае технология ATM может окажется лучше, ведь она удовлетворяет всем вышеназванным требованиям. Но стоимость оборудования ATM, значительно превышает стоимость оборудования IP и степень развития сетей IP сильно выигрывает по сравнению с ATM-сетями. Таким образом сделать выбор между протоколами IP и ATM весьма непросто, но если рассматривать сегодняшние

тенденции построения сетей, то несомненным лидером в транспортных технологиях явл ся MPLS. которая вполне удовлетворяет нашим требованиям и лишена недостатков ATM.

Стоимость оборудования MPLS, по сравнению с ATM, невысокая, а метод коммута реализуется весьма удачно. На входе в сеть MPLS IP-адресу ставится в соответствие ко кий идентификатор, которым и оперируют маршрутизаторы MPLS, так что им не нужно тить время на разбор заголовков пакетов и позволяет существенно сократить общее вр передачи. Реализуется передача данных любого вида, MPLS может работать и «поверх» I «поверх» ATM, обеспечивается гарантированное качество обслуживания.

В обычных IP-сетях любой маршрутизатор, находящийся на пути следования паке анализирует заголовок каждого пакета, чтобы определить, к какому потоку этот пакет от сится, и выбрать направление для его пересылки к следующему маршрутизатору. При пользовании технологии MPLS соответствие между пакетом и потоком устанавлива один раз на входе в сеть MPLS. Точнее соответствие устанавливается между пакетом и называемым "классом эквивалентности пересылки" FEC. К одному FEC относятся пак всех потоков, пути следования которых через сеть MPLS совпадают в том смысле, что с ки зрения выбора очередного маршрутизатора пакеты этих потоков неразличимы. Пак снабжаются метками – идентификаторами небольшой и фиксированной длины, которые ределяют принадлежность каждого пакета тому или иному FEC.

На уровне доступа также должна обеспечиваться «мультисервисность». Для обеспече возможности доступа широкого класса терминалов в узле доступа должны быть реализова технологии для любого терминального устройства: оптоволокно, например технология PO радиодоступ – DECT, Bluetooth, Radio Ethernet и HIPERLAN2– и, конечно же, доступ по м ной паре, в частности, по технологии ISDN или xDSL. Безусловно, ни одна из перечислени технологий не может в полной мере удовлетворить потребности мультисервисного досту Необходим некий абонентский концентратор, объединяющий все эти технологии.

После того как решена проблема доступа и передачи данных разного вида необходи обеспечить качество обслуживания. Прежде чем передаваемая информация поступит в се MPLS, она будет находиться в общей IP- сети, не поддерживающей гарантированное QoS. На более подходящим решением здесь можно считать протокол резервирования ресурсов RSVP.

RSVP – это протокол сигнализации, который обеспечивает резервирование ресурсов д предоставления в IP-сетях услуг эмуляции выделенных каналов. Протокол позволяет запр шивать, например, гарантированную пропускную способность такого канала, предсказуем задержку, максимальный уровень потерь. Но резервирование выполняется лишь в том сл чае, если имеются требуемые ресурсы.

Применение описанных выше принципов позволяет построить сеть, обеспечивающу передачу трафика любого вида с гарантированным QoS. Для обеспечения работы описыва мой сети необходимо выбрать элемент сети, который производил бы управление трафико сети и установкой соединения. Для решения этой проблемы было создано специальное ус ройство управления – коммутатор Softswitch. Работая в нашей конвергентной сети и подде живая все протоколы управления шлюзами и терминалами пакетной сети, коммутат Softswitch поддерживает и сигнализацию ТфОП. Он управляет устройствами сети I телефонии, работающей по протоколам H.323 и/или SIP, взаимодействует с телефонны станциями по протоколам DSS1 или ОКС-7, а соединение между ними организует с пом щью протоколов управления шлюзами MGCP/MEGACO.

Методы управления сетью

Соблюдение изложенных выше принципов позволяет построить мультисервисную се и распределить функции между ее элементами на основе имеющихся на современном эта технологических решений. Однако «за кадром» остался вопрос выбора методов управлен потоками и резервирования сетевых ресурсов. Предлагаемые и используемые протокол управления позволяют обеспечить предоставление услуг или отказ в предоставлении. П этом решение принимаются в интересах соединения и не учитываются общесистемные инт

рессы. Последнее приводит к такому явлению как захват сети и ли ее фрагмента одним потоком, что снижает коэффициент использования сети в целом.

Другой проблемой при реализации методов управления является тот факт, что информационный поток не является пуассоновским, как это считалось ранее. И больше существующих алгоритмов управления и методов проектирования дают значительно оптимистическую оценку требуемого объема сетевых ресурсов, особенно в режиме больших нагрузок, что приводит к значительным (более чем ожидалось) увеличениям потерь и времени задержек. Последние исследования в области анализа и моделирования информационных потоков показали, что наиболее адекватной моделью потока является фрактальная модель, которая позволяет учитывать такие явления как наличие тяжелых хвостов и высокая пачечность поступающей нагрузки.

Неформально самоподобный (фрактальный) процесс можно определить как случайный процесс, статистические характеристики которого проявляют свойства масштабирования. Самоподобный процесс существенно не меняет вида при рассмотрении в различных масштабах по шкале времени.

Пусть $\{X_k;\ k = 0;1;2;\ldots\}$ – стационарный случайный процесс.

Учитывая стационарность и предположение о существовании и конечности двух первых моментов, введем обозначения:

$m = E[X_t]$ - среднее значение, или математическое ожидание;

$\sigma^2 = E\left[(X_t - m)^2\right]$ - дисперсия;

$R(k) = E\left[(X_{t+k} - m)(X_t - m)\right]$ - корреляционная функция,

$r(k) = R(k)/R(0) = R(k)/\sigma^2$ - коэффициент корреляции.

Под усреднением по шкале времени будем понимать переход к процессу $\{X_{(m)}\}$, такому, что

$$X_k^{(m)} = \frac{1}{m}\sum_{i=km-m+1}^{km} X_i .$$

При моделировании сетевого трафика значения X_k интерпретируются как число пакетов (или суммарный объем данных в байтах), поступивших в канал или сеть в течение k-го интервала времени. Исходный процесс при этом уже является усредненным. В некоторых случаях, когда есть необходимость избежать такого начального усреднения, рассматривается точечный процесс, или поток событий, т.е. последовательность моментов поступления единичных пакетов в сеть.

Случайный процесс $X(t)$ является самоподобным с параметром Херста H, если $X(t)$ и $a^{-H}Z(at)$ имеют идентичные конечномерные распределения вероятностей для всех $a>0$. Отметим, что на практике обычно встречаются не строго самоподобные, а асимптотически самоподобные процессы.

Параметр Херста $H \in (0{,}5;\ 1)$ определяет степень самоподобия процесса. Чем ближе этот параметр к единице, тем более ярко проявляется фрактальные свойства. Напротив, равенство $H=0{,}5$ свидетельствует об отсутствии самоподобия.

Самоподобные процессы, в том числе описывающие явления в сетях передачи данных, обладают рядом свойств, существенно отличающих их от потоков, рассматриваемых в классической теории телетрафика.

1. Долговременная зависимость.

Самоподобные процессы обладают гиперболически затухающим коэффициентом корреляции вида

$$r(k) = \frac{1}{2}\left((k+1)^{2H} - 2k^{2H} + (k-1)^{2H}\right),$$

или, для асимптотически самоподобных процессов, корреляционная функцией

$$R(k) \approx k^{2H-2} L(t) \text{ при } k \to \infty,$$

где $L(t)$ – медленно меняющаяся функция на бесконечности (т.е. $\lim_{t\to\infty} \frac{L(tx)}{L(t)} = 1$ для всех $x>$

Следовательно, корреляционная функция является несуммируемой – ряд, образованный и следовательными значениями корреляционной функции, расходится. Это свойство характ ризует практически все самоподобные процессы и отличает их от процессов без долговр менной зависимости, у которых корреляционная функция убывает по показательному зако и суммируема.

Долговременная зависимость является причиной ярко выраженных пульсаций процесс однако позволяет говорить о некоторой предсказуемости в небольших пределах времени точки зрения теории очередей, важным следствием коррелированности потока является н приемлемость оценок параметров очереди, основанных на предположении об одинаковом независимом распределении интервалов во входящем потоке.

2. Медленно убывающая дисперсия.

При усреднении процесса дисперсия выборочного среднего затухает медленнее, чем в личина, обратная размеру выборки, по закону:

$$\sigma^2\left(X^{(m)}\right) \propto m^{2H-2}, \text{ при } m \to \infty$$

в то время как для традиционных стационарных случайных процессов

$$\sigma^2\left(X^{(m)}\right) = \frac{1}{m}\sigma^2(X),$$

т.е. уменьшается обратно пропорционально объему выборки.

Свойство медленно убывающей дисперсии говорит о возможности существенных, н сглаживаемых усреднением, «выбросов» в случайном процессе, и связывает самоподобие таким понятием, как распределения с весомыми хвостами. Важное следствие свойства мед ленно затухающей дисперсии состоит в том, что в случае классических статистических тес тов (например, вычисление доверительных интервалов) общепринятая мера среднеквадрати ческого отклонения σ является ошибочной.

С данным свойством связано и «нехарактерное» поведение индекса дисперсии, или ин декса разброса, для отсчетов процесса (IDC), так же называемого фактором Фано. IDC опре деляется как отношение дисперсии числа событий на заданном временном интервале T к ма тематическому ожиданию этой величины:

$$F(T) = \frac{Var\left[N(T)\right]}{E\left[N(T)\right]}.$$

Здесь $N(T)$ – число событий исследуемого потока, наступивших в интервале (окне) Для самоподобных процессов логарифм индекса разброса $F(T)$ линейно возрастает:

$$\ln\left[F(T)-1\right] = (2H-1)\ln T + y.$$

3. Распределения с весомыми хвостами

Случайная величина Z имеет распределение с весомым хвостом (РВХ), если вероятност $P\left[Z > x\right] \sim cx^{\alpha}$ при $x \to \infty$, т.е. хвост распределения затухает по степенному закону. Примеро распределения с весомым хвостом является распределение Парето. При $0<\alpha<2$ величина обладает бесконечной дисперсией, а при $0<\alpha<1$ среднее значение также бесконечно.

Наиболее существенной особенностью случайной величины, обладающей распредел нием с весомым хвостом, является чрезвычайная изменчивость. С вероятностью, которая н является пренебрежимо малой, в выборке могут присутствовать некоторое число «очен больших» значений. Такие распределения существенно снижают точность статистически

оценок; скажем, конечный объем выборки приводит к заниженной оценке среднего и дисперсии.

Наличие РВХ во внешних по отношению к рассматриваемым процессам явлениях является одной из причин возникновения самоподобия в соответствующих стохастических моделях.

Часто при рассмотрении самоподобных процессов говорят о комплексе взаимосвязанных понятий: самоподобии, масштабировании, долговременной зависимости, РВХ и степенных законах статистических характеристик. Этот комплекс свойств отличает процессы, называемые самоподобными, от классических случайных процессов, например, пуассоновского.

Таким образом, применение накопленных наукой методов управления сетью приводит к низкому коэффициенту использовании сети и при увеличении нагрузки не способны эффективно управлять потоками из-за недооценки величин задержек и потерь сообщений.

Заключение

В статье рассмотрены принципы построения мультисервисных сетей связи. В результате этого определено, что наиболее перспективным решением при построении мультисервисных сетей является использование на транспортном сегменте технологии MPLS, так как данная технология позволяет обеспечить передачу информации с заданным качеством обслуживания и по сравнению с технологией ATM имеет меньшую стоимость. Для обеспечения доступа к транспортному сегменту необходимо использовать узлы доступа оборудованные набором средств с широким классом поддерживаемых технологий доступа. Связь узлов доступа с транспортным сегментом производится через общедоступную IP-сеть с использованием протокола резервирования ресурсов. Функции управления соединениями предполагается возложить на коммутатор SoftSwitch.

Наравне с тем, что архитектура перспективной мультисервисной сети создана и позволяет обеспечить плавный переход от существующих разнородных по сервисам сетей к конвергентной, существует ряд проблем по разработке эффективных алгоритмов и методов управления сетью. Основными проблемами требующими решения можно считать:

- разработка методов и алгоритмов управления обеспечивающих передачу информации с заданным качеством и позволяющих эффективно использовать сетевые ресурсы с общесистемной точки зрения;
- подавляющее большинство методов решения задач управления телекоммуникационной системой построено на предположении о пуассоновском характере поступающих в сеть и передаваемых внутри сети информационных потоков пользователей, что не в полной мере соответствует действительности.

Список литературы: 1. *А.Б. Гольдштейн* Проблемы перехода к мультисервисным сетям // Вестник связи. 2002. №12. 2. *И.В. Марченко.* Мультисервисные сети: мифы и реальность. // Вестник связи. 2002. №9. 3. *А.Б. Гольдштейн, С.Б. Шурыгина* Построение современной сети доступа на базе мультисервисного абонентского концентратора // Вестник связи. 2002. №12. 4. *Треногин Н.Г., Соколов Д.Е.* Модели трафика корпоративных сетей на основе альфа-устойчивых фрактальных процессов // Вестник университетского комплекса: Сб. науч. трудов. Под общей ред. проф. Н.В.Василенко. Вып. 2(16). Красноярск: ВСФ РГУИТП, НИИ СУВПТ, 2004. С.3-11

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 10.12.2005

УДК 621.391

Л.И. МЕЛЬНИКОВА, канд. техн. наук, С.Н. ГОРЯЕВА, Д.В. АНДРУШКО

МНОГОКРИТЕРИАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ В СИСТЕМАХ АБОНЕНТСКОГО РАДИОДОСТУПА

Введение

Предоставление услуг в современных телекоммуникационных системах обеспечивает на базе так называемого соглашения об уровне обслуживания SLA. Этот уровень серви обеспечивается эффективным распределением ресурсов телекоммуникационной системы. Задача управления ресурсами представляет собой многокритериальную задачу и реализуется п обеспечении постоянного контроля качества QoS, выполняется соответствующими оптимал ными процедурами, которые должны обеспечивать работоспособности сети с надежностью ниже 99,999% времени.

Процедура управления сервисом (SLM – Service Level Management) может выполняться помощью различных методов оптимизации, а сама задача многокритериальной оптимизаци при своей постановке требует выбора вектора параметров и соответственно критериев, обе печивающих SLA. Размерность вектора параметров и число частных критериев приобрета наибольшую размерность в системах абонентского радиодоступа (САРД), поскольку в это случае к обычно имеющим место сетевым проблемам, характерным для проводных и оптич ских линий, добавляются проблемы, связанные с наличием помех в линиях связи, замирани сигналов, что требует выбора не только соответствующей помехозащищенной структуры си нала и уровня излучения их передающими устройствами и точками доступа, но и процеду адаптации к складывающейся на конкретный момент времени сигнально-помеховой обстано ке, необходимости фрагментации пакетов и изменения скорости передачи информации.

Рассмотрим более подробно постановку и решение задачи многокритериальной оптими зации для систем абонентского радиодоступа.

Постановка задачи многокритериальной оптимизации качества обслуживания

Пусть X – решение, определенное на допустимом множестве решений X, образованно множеством управляемых параметров. Качество решения оценивается множеством частны критериев $K=\{k_1,k_2,...,k_n\}$, где k_1 ... k_n – множество критериев качества обслуживания САРД, известно отображение f: $x \to K$ и относительная важность частных критери $\Lambda=\{\lambda_1,...,\lambda_n\}$. Необходимо найти оптимальное решение

$$x^0 = ortG\left[K(x),\Lambda\right],$$
$$x \in X.$$

Решение поставленной задачи не вызывает затруднений в том случае, если известе оператор Λ и определен вид оператора *opt G*, т.е. заданы обобщенный критерий или правило позволяющее упорядочивать возможные решения.

Один из наиболее распространенных подходов к решению задачи (1) основан на сведени многокритериальной задачи к однокритериальной. Такой подход основан на теории полезност [4], согласно которой предполагается, что существует некоторая обобщенная оценка ценност или полезности любого решения $x \in X$. В этом случае формирование схемы компромисса связан но с видом функции полезности

$$P = F\left\{K_1(x),K_2(x)....,K_n(x),\right\}.$$

Для решения этой задачи необходимо обосновать вид функции полезности локальны критериев $\xi(K_i)$.

Функция полезности частных критериев должна быть универсальной и хорошо приспо собленной к учету особенностей конкретных систем, их целей и критериев. Для этого она должна отвечать следующим требованиям: быть безразмерной; иметь единичный интервал из мерения; быть инвариантной к виду экстремума частного критерия

Перечисленным требованиям отвечает функция вида

$$\varepsilon_i(K_i)=\left(\frac{K_i-K_{i_{нх}}}{K_{i_{нл}}-K_{i_{нх}}}\right)^{\alpha_i},\infty \qquad (3)$$

де K_i – значение i-го частного критерия для варианта системы; $K_{i_{нл}}$, $K_{i_{нх}}$ – его наилучшее и наихудшее значение, соответствующее или границам области допустимосго изменения соответствующих параметров системы, или программам приближенной области компромиссов; α_i – показатель нелинейности.

Функция полезности (3) характеризует степень приближенности к локальному оптимуму по критерию K_i. Для определения границ приближенной области компромиссов X^P, т.е. значений $K_{i_{нл}}$ и $K_{i_{нх}}$ пользуются следующим методом [1]. На множестве допустимых решений X проводят оптимизацию по каждому из частных критериев K_i, в результате определяется экстремальное по данному критерию решение

$$X_i^0=\arg\underset{x\in X}{extr}\,K_i(x),\ i=\overline{1,n} \qquad (4)$$

и соответствующие ему значения всех частных критериев, $j=\overline{1,n}$;. Тогда $K_{i_{нл}}=K_i\left(X_i^0\right)$, а

$$K_{i_{нх}}=\begin{cases}\max\limits_j K_i\left(x_j^0\right), K_i(x)\to\min;\\ \min\limits_j K_i\left(x_j^0\right), K_i(x)\to\max.\end{cases} \qquad (5)$$

Таким образом, $K_{i_{нл}}$ и $K_{i_{нх}}$, $i=\overline{1,n}$ являются границами отображения приближенной области компромиссов X^P на пространство критериев. Область X^P включает в себя область компромиссов (область Парето), так как для нее справедливо необходимое условие области компромиссов – включение глобальных экстремумов всех частных критериев. Область X^P шире области Парето, так как включает в себя некоторые подмножества из области согласия, поэтому в общем случае компромиссные решения, выбранные из области X^P, необходимо проверять на принадлежность области Парето.

Рассмотренная функция полезности (4) не единственно возможная [2]. Выбор их конкретного вида и количественных параметров является эвристической операцией.

Для выбора единственного решения из области компромиссов необходимо обосновать аксиоматику и на ее основе сформировать правило (схему компромисса) принятия решения. Для решения этой задачи требуется дополнительная информация, которую можно получить путем анализа и формализации особенностей цели системы.

Если известны количественные значения весовых коэффициентов α_i частных критериев $K_i(x)$ или их функций полезности $\xi_i(K_i)$, в этом случае в качестве обобщенного критерия целесообразно принять следующее выражение:

$$P(k)=\max_{x\in X}\sum_{i=1}^{n}\alpha_i\xi_i\left[K_i(x)\right], i=\overline{1,n}, \sum_i\alpha_i=1. \qquad (6)$$

Под решением многокритериальной задачи будем понимать совокупность управляемых переменных, которые обеспечивают оптимум одновременно ко всем введенным критериям оптимальности. Определим множество управляемых параметров и множество критериев оптимальности.

Выбор критериев качества обслуживания и управляемых параметров

Согласно SLA [3], определим три основных параметра качества услуг, которые должны согласовываться сетевыми устройствами при установлении соединения: достоверность передаваемой информации, задержка при передаче пакетов, процент потерянных пакетов.

Достоверность передаваемой информации $K_1(x)$, согласно IEEE 802.15.2–2003 [4], может быть определена частотой битовых ошибок.

$$K_1(x) = BER = \left(\frac{2^{8-1}}{2^8 - 1}\right) SER_{11} = \frac{128}{255} SER_{11},$$

где SER_{11} – вероятность ошибки символа, определяется выражением

$$SER_{11} \le 24 \cdot Q\left(\sqrt{4 \cdot SIR}\right) + 16 \cdot Q\left(\sqrt{6 \cdot SIR}\right) + 174 \cdot Q\left(\sqrt{8 \cdot SIR}\right) +$$
$$+ 16 \cdot Q\left(\sqrt{10 \cdot SIR}\right) + 24 \cdot Q\left(\sqrt{12 \cdot SIR}\right) + Q\left(\sqrt{16 \cdot SIR}\right),$$

$Q(x)$ – функция, определена как Гауссово распределение: $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\left(\frac{t^2}{2}\right)}$,

SIR – соотношение сигнал/помеха.

Функция, описывающая задержку при передаче пакетов, согласно G.107 [5], зависит трех факторов и может быть выражена с помощью следующего соотношения:

$$K_2(x) = I_{dte} + I_{dle} + I_{dd},$$

где I_{dte} – оценка ухудшения QoS из-за эхо источника сообщения;

$$I_{dte} = \left[\frac{R_{0e} - R_e}{2} + \sqrt{\frac{\left(R_{0e} - R_e\right)^2}{4} + 100} - 1\right] \cdot \left(1 - e^{-T}\right),$$

где $R_{0e} = -1.5 \cdot \left(N_0 - R_l\right)$, N_0 [dB] – мощность различных источников шума (шум схем, эффективный шум комнаты, собственные шумы), R_l [dB] – мощность шумов на приемной стороне

$$R_e = 80 + 2.5 \cdot (G - 14),$$
$$G = H - 40 \log \frac{1 + \frac{T}{10}}{1 + \frac{T}{150}} + 6e^{-0.3T^2},$$

H – оценка эхо источника сообщения на приемной стороне, T – задержка между принимающей стороной и точкой подсоединения, где происходит преломление сигнала на неоднородностях;

I_{dle} – оценка ухудшения QoS из-за задержки и эхо сигнала

$$I_{dle} = \frac{R_0 - R_{le}}{2} + \sqrt{\frac{\left(R_0 - R_{le}\right)^2}{4} + 169}, \qquad (1)$$

где R_{le} – оценка задержки на подтверждение приема T_r и среднего значения эхо на всем пути передачи V: $R_{le} = 10.5 \cdot (V + 7) \cdot \left(T_r + 1\right)^{-0.25}$.

I_{dd} – оценка абсолютной задержки

$$I_{dd} = 25 \cdot \left\{\left(1 + X^6\right)^{\frac{1}{6}} - 3 \cdot \left(1 + \left[\frac{X}{3}\right]^6\right)^{\frac{1}{6}} + 2\right\},$$

где $X = \frac{\log\left(\frac{T_a}{100}\right)}{\log 2}$, T_a – абсолютная задержка между сторонами передачи и приема в одном направлении передачи.

Функция, описывающая надежность передачи пакетов, согласно G.107 [5], может быть определена выражением

$$K_3(x) = I_e + (95 - I_e) \cdot \frac{P_{pl}}{P_{pl} + B_{pl}},$$

где I_c – коэффициент влияния процедуры кодирования – декодирования на процент потерянных пакетов, P_{pl} – вероятность потери пакета, B_{pl} – устойчивость к потерям пакетов.

Одним из путей достижения оптимального качества обслуживания, как известно, является управление трафиком. Поэтому в качестве одного из частных критериев QoS целесообразно принять $K_4(x)$ – функцию, характеризующую количество управляющей информации.

Сложность функциональной зависимости параметров качества от управляемых параметров не позволяет непосредственно исследовать эти зависимости. Целесообразно исследовать отдельные компоненты этих критериев.

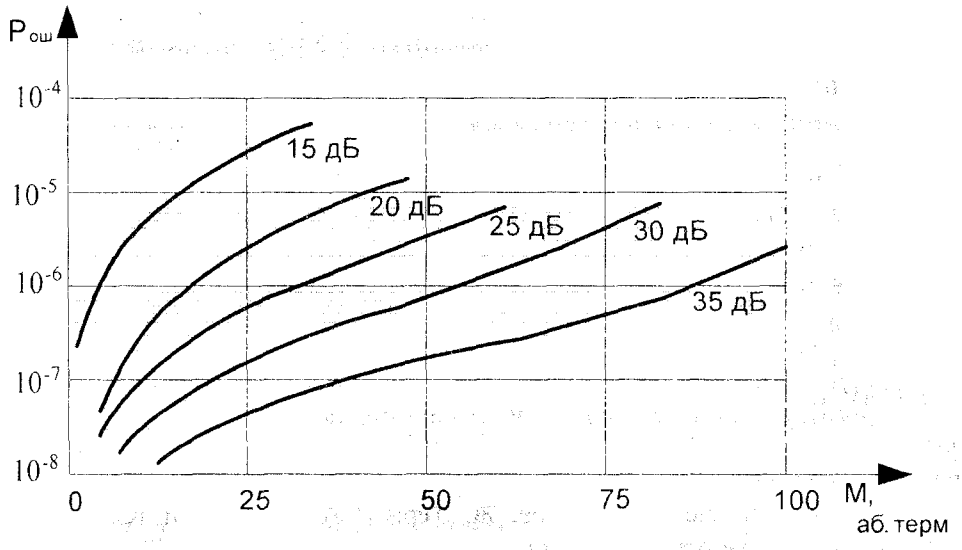


Рис. 1

Одним из факторов, влияющих на критерий $K_1(x)$, является соотношение сигнал/шум, который зависит от количества подключенных абонентских терминалов. На рис. 1 приведена зависимость вероятности ошибки от количества подключенных беспроводных абонентских терминалов для случая частотной модуляции при полосе пропускания 5 *МГц* и скорости передачи информации 11 *Мбит/с*.

Из графика следует, что при заданном соотношении сигнал/шум и требуемой вероятности ошибки можно определить максимально возможное количество подключенных абонентских терминалов к САРД, что позволит прогнозировать максимальную интенсивность потока пользовательской информации.

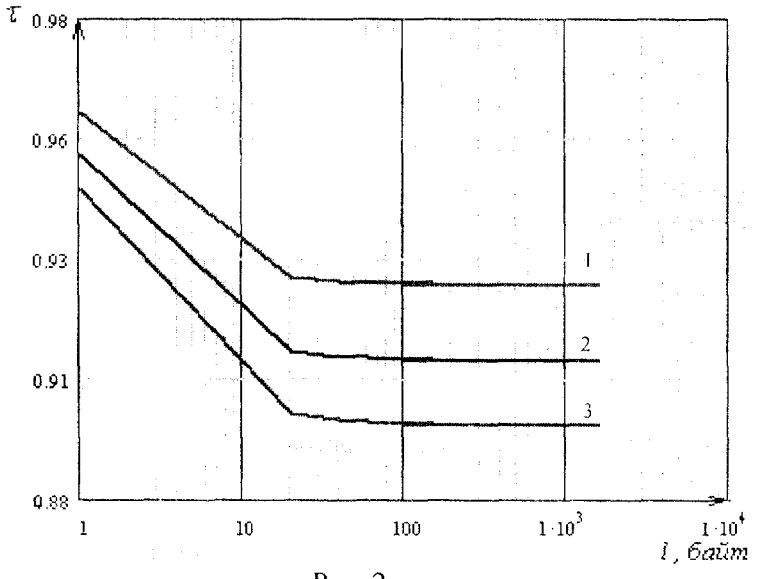


Рис. 2

На рис. 2 приведена зависимость вероятности передачи пакета от длины пакета: *1* – вер ятность передачи при 70 попытках начать передачу; *2* – вероятность передачи при 200 п пытках начать передачу; *3* – вероятность передачи при 350 попытках начать передачу. Мо лирование основывалось на математической модели беспроводной локальной сети пред женной в [6].

Зависимость, приведенная на рис. 2, показывает, что требуемое качество обслужива достигается при определенной длине передаваемого пакета.

Определение задержки при передаче пакетов [7] дает возможность выделить следую управляемые параметры: длину сообщения, объем буферной памяти коммутатора, интенси ность потока в сетевых узлах. Множество управляемых переменных необходимо расшир вектором мощности излучения передающих устройств САРД, который определяет значе соотношения сигнал/шум.

Выводы

1. Предлагаемая многокритериальная модель качества обслуживания позволяет най оптимальное решение в условиях влияния многих факторов, т.е. определить объективну оценку качества функционирования САРД.

2. Использование функции полезности при формировании обобщенного критерия поз ляет учесть "равноправие" частных критериев, а весовые коэффициенты позволяют учесть важность, тем самым "приспособиться" к изменениям требований к обеспечению качес обслуживания в САРД.

Список литературы: 1. *Петров Э.Г., Писклакова В.П., Бескоровайный В.В.* Территориально распре ленные системы обслуживания. К.: Техніка,1992. 2. *Линейное* программирование со многими критери / Р.Бенайон, О.И. Ларичев, Ж. Де Монгольдое, Ж. Терн // Автоматика и телемеханика. 1971. № 3. *Повышение* эффективности работы сетевых приложений с помощью SLA. /Д. Дундуков // Журнал тевых решений / LAN. 2005. №12. 4. *IEEE* Recommendation 802.15.2–2003. 5. *ITU-T* Recommendation G. (03/2003). 6. *Оценка* пропускной способности локальной беспроводной сети при высокой нагрузке и механах / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов // Автоматика и телемеханика. 2001. № 8. 7. *Назаров А.Н.* Моде методы расчета структурно-сетевых параметров АТМ. М.: Горячая линия - Телеком, 2002.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.02.200

УДК 621.391

А.Г. БЕЛЕНКОВ, Ф.Ф. МЫСИК, канд. техн. наук

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ И ОГРАНИЧЕНИЯ НАГРУЗКИ НА ТРАНСПОРТНОМ УРОВНЕ И УРОВНЕ ДОСТУПА В СЕТЯХ СВЯЗИ ВОЕННОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Системы связи являются важнейшей функциональной составляющей автоматизированных систем управления войсками и других информационно-расчетных систем военного назначения. Они предназначены для организации информационного обмена между объектами автоматизации с обеспечением требуемых показателей своевременности, достоверности, мобильности и скрытности связи.

Анализ современного состояния. К сожалению, на сегодняшний день система связи Вооруженных Сил (ВС) Украины базируется на использовании в основном аналоговых средств разработки 60-70-х годов минувшего столетия, которые имеют ограниченные возможности относительно передачи цифровой информации [1]. Вместе с тем интенсивное внедрение современных автоматизированных систем управления требует надежной цифровой транспортной среды с высокой пропускной способностью, достоверностью и надежностью. Существующая система связи ВС Украины базируется на сети связи общего пользования Единой национальной системы связи. Однако за темпами развития она существенно отстает от сетей связи общего пользования. Анализируя существующее состояние системы связи, можно прийти к выводу, что разрозненные фрагменты системы не в полной мере отвечают современным требованиям и не позволяют создать интегрированную сеть связи с предоставлением полного спектра современных телекоммуникационных услуг. Кроме того, учитывая быстрые темпы цифровизации сети связи общего пользования, целиком прогнозируемой является ситуация, когда ВС Украины из-за отсутствия цифрового каналообразовательного оборудования будут не способны осуществлять аренду цифровых каналов ОАО "Укртелеком", что приведет к распаду целостности системы связи ВС Украины [1].

Принципы построения перспективных систем связи. Ключевым направлением развития системы связи ВС Украины является построение цифровой информационно-телекоммуникационной интегрированной сети, которая позволит создать единую транспортную среду для передачи широкого спектра сообщений в интересах всех видов и родов войск от стратегического до тактического звена управления включительно. При этом возникает проблема выбора вариантов ее организационно-технического построения с разработкой соответствующих методов и протоколов обмена. При решении сформулированной проблемы стоит учесть опыт, накопленный в этом отношении в ВС США и других стран НАТО [2]. Учитывая это, основополагающими принципами при решении задач создания перспективной системы связи являются:

1. Тактические коммуникационные сети будущего строятся на основе концепции открытых систем, позволяющих и в дальнейшем включать в них новые и развивающиеся технологии.

2. Новые технологии должны быть совместимы с системами, применяемыми в настоящее время, и системами, интегрированными в них эволюционным путем, исключая массовую замену коммуникационного оборудования.

3. Разрабатываемые системы должны позволять быстро наращивать объемы техники связи, чтобы обеспечить наращивание усилий ВС в ходе боевых действий, во время локального кризиса или других нештатных ситуаций.

4. Системы будущего создаются на основе общих стандартов, чтобы в условиях многонациональной среды или при взаимодействии различных видов ВС они обеспечивали полную совместимость оборудования для достижения согласованности действий участников операций. Такой подход требует значительных усилий по международному планированию, координации и стандартизации, которые предшествуют процессам разработки и приобретению систем связи на уровне отдельных государств.

5. Создание и внедрение в войсках новых систем должно быть осуществлено с мини мальными финансовыми затратами.

Вместе с тем, требования, которые стоят перед военными телекоммуникационны системами (ТКС), являются обычными, традиционными и для систем телекоммуникаци общего назначения, то есть обоснованно предположить, что военные системы долж развиваться в соответствии с общепринятыми мировыми тенденциями. Система долгосро ных и дорогостоящих разработок и принятия на вооружение новых технических систе в том числе и систем телекоммуникаций, которая существовала до сих пор, при стремител ном прогрессе технологий связи и сокращении военных затрат сейчас недопустима. Боле того, благодаря следствиям экстенсивного развития информационных технологий и тех во можностей, которые открываются в области обработки, передачи и распределении информ ции, например, в вооруженных силах США все заметнее переориентация на перспективны коммерческие образцы телекоммуникационной и вычислительной техники с внедрением со ответствующих стандартов ISO, ITU, IEEE, EIN, DoD и др. Речь идет не о прямом перено этих образцов и стандартов в военную сферу, а об их интеграции в современные военны системы там, где это возможно, с выполнением целого комплекса требований к перспектив ным телекоммуникационным системам военного назначения.

Существует мнение [1], что создание собственной первичной сети связи ВС Украины н предполагается. Для обеспечения связи между ведомственными коммутационными сетям доступа (СД) и отдельными узлами планируется арендовать ресурсы первичной транспорт ной сети (ТС) ОАО "Укртелеком". В связи с чем, актуальной представляется задача разра ботка моделей и методов, а в конечном итоге и протоколов распределения нагрузки н транспортном уровне и уровне доступа. В качестве сетей доступа будут выступать локаль ные сети связи пунктов управления, высших военных учебных и научных заведений, штабо различной иерархии. При этом основным является требование, связанное с обеспечением со гласованности решений следующих сетевых задач – маршрутизации, ограничения внутрисе тевой и внешней нагрузки [3].

Анализ существующих решений. На практике в большинстве случаев транспортны магистрали современных ТКС, в т.ч. и сети ОАО «Укртелеком», спроектированы на основ сетевых технологий IP (Internet Protocol), ATM (Asynchrony Transfer Mode) и MPLS (Multi Protocol Label Switching), в которых задача согласованности решений стоит достаточно ост ро [4,5]. Координация работы протоколов маршрутизации OSPF (Open Shortest Path First), IS IS (Intermediate System – to – Intermediate System) и PNNI (Private Network – to – Network In terface), используемых в этих технологиях, с механизмами управления поступающей в сет нагрузки GTS (Genetic Traffic Shaping) и DTS (Distributed Traffic Shaping) не осуществляется [5]. Алгоритмы обслуживания очередей WFQ (Weighted Fair Queuing), DFQ (Distributed WFQ) и WRR (Weighted Round Robin), заложенные в механизмы GTS и DTS, осуществляют лишь локальный контроль за перегрузкой отдельных маршрутизаторов ТКС. Перераспреде ление же абонентской нагрузки по приграничным маршрутизаторам ТКС осуществляется лишь при перегрузке основного маршрутизатора, на который коммутирована данная СД или отдельный абонент, что не может не сказаться на общей производительности сети.

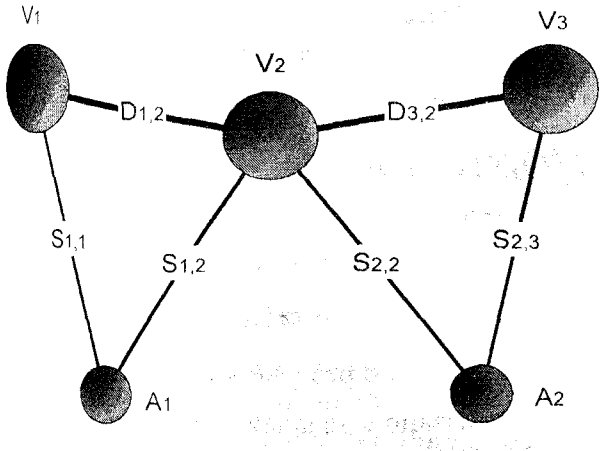
С целью выяснений причин сложившейся ситуации стоит отметить, что протоколы маршрутизации OSPF, IS-IS и PNNI основаны на комбинаторных методах поиска кратчайше го пути в сети с заданной метрикой, а механизмы GTS и DTS, в свою очередь, используют эвристические схемы типа «корзины маркеров». Разнотипность используемых моделей мар шрутизации и доступа заметно усложняет, а иногда и попросту сводит к нулю возможность осуществления координации сетевых процессов и получения согласованных решений задач сетевого уровня. Подобная разобщенность в действиях нередко служит источником возник новения в ТКС перегрузочных явлений как локального, так и глобального характера. Таким образом, высокий уровень согласованности в решении задач управления доступом, маршру тизации и ограничения внутри сетевого и внешнего трафика может быть достигнут лишь при

использовании единой модели ТКС, обеспечивающей формализацию процессов распределения нагрузки как на транспортном уровне, так и на уровне доступа к ТС. В этой связи приобретает особую актуальность задача разработки соответствующей комплексной модели ТКС.

Математическая модель ТКС. Согласно системологическим принципам ТКС как сложная организационно-техническая система может быть разносторонне описана на уровнях ее морфологического и функционального построения.

Морфологическое описание ТКС целесообразно осуществить с помощью ее структурной модели, представленной в виде ориентированного графа $\Gamma(R,Z)$, изображенного на рисунке. Множество вершин $R=\{A\}\bigcup\{V\}$ графа $\Gamma(R,Z)$ составляют сети доступа ($A_i, i=\overline{1,M}$) и узлы (маршрутизаторы) ТС ($V_j, j=\overline{1,N}$) ТКС, где M – общее количество СД, а N – число узлов в ТС ТКС; $Z=\{S\}\bigcup\{D\}$ – множество дуг, моделирующее линии доступа ($S_{i,j}; i=\overline{1,M}$; $j=\overline{1,N}$) и тракты передачи между узлами ТС ТКС ($D_{i,j}$; $i,j=\overline{1,N}$; $i\neq j$).

Функциональное описание ТКС. При функциональном описании ТКС следует учесть, что информационная нагрузка, создаваемая сетями доступа, достаточно предсказуема по средней величине интенсивности и параметрам возможных пульсаций [4], т.к. в современных мультисервисных сетях, как правило, предварительно заключаются необходимые соглашения об уровне обслуживания SLA (Service Level Agreement) . Это, в свою очередь, позволяет рассматривать величину нагрузки от СД как управляемый ресурс, качественное распределение которого на приграничные маршрутизаторы транспортной сети может стать эффективным средством предотвращения перегрузочных явлений. Особенность структурного построения систем связи военного назначения состоит в том, что с целью повышения показателей живучести и эксплуатационной надежности сети доступа коммутируются, как правило, одновременно на несколько узлов транспортной сети ТКС. Подобная структурная избыточность позволяет в случае перегрузки одного сегмента ТКС пере коммутировать всю абонентскую нагрузу или некоторую часть на маршрутизаторы менее загруженных участков транспортной сети.



Для формализации подобного рода процессов при разработке функциональной модели ТКС хорошо себя зарекомендовал подход, основанный на описании динамики состояния сети с помощью аппарата дифференциальных (разностных) уравнений. С целью разработки требуемой модели ТКС возьмем за основу динамическую модель решения маршрутных задач в сети [6], дополненную решением задач управления доступом [7] без ограничения внешней нагрузки. Тогда модель сети в пространстве состояний можно представить системой неавтономных разностных управляемых уравнений, отражающей динамику загруженности буферов очередей на узлах МС ТКС,

$$x_{i,j}(k+1)=x_{i,j}(k)-\sum_{\substack{l=\overline{1,}\\ l\neq i}}^{N} b_{i,l}^{(i,l)}(k)u_{i,l}^{j(i,l)}(k)+\sum_{\substack{m=\overline{1,}\\ m\neq i,j}}^{N} b_{m,j}^{(i,l)}(k)u_{m,j}^{j(i,l)}(k)+\sum_{p=1}^{M} b_{p}^{j(k)}(k)u_{p,j}^{j(k)}(k), \qquad (1)$$

где $x_{i,j}(k)$ – объем данных, находящийся на узле V_i и предназначенный для передачи узлу V_j в момент времени t_k, трактуемый в дальнейшем как переменная состояния;

$u_{i,l}^{j(м)}(k)$ – доля пропускной способности тракта $D_{i,l}$, выделенная абонентской нагру с адресатом V_j в момент времени t_k и трактуемая в дальнейшем как маршрутная перем ная; $u_{p,i}^{j(к)}(k)$ – доля абонентской нагрузки, поступающей от p-й сети доступа на узел в момент времени t_k с адресатом V_j и трактуемая дальше как коммутационная перемен $b_{i,j}^{(м)}(k) = c_{i,j}(k)\Delta t$, $c_{i,j}(k)$ – скорость передачи данных в тракте $D_{i,j}$ между узлами и V_j в момент времени t_k; $\Delta t = t_{k+1} - t_k$ – период перерасчета маршрутных и коммутаци ных переменных; $b_p^{j(к)}(k) = \zeta_p^j(k)\Delta t$, ζ_p^j – интенсивность поступления данных к уз магистральной сети в момент времени t_k с адресатом V_j от p-й сети доступа.

С целью недопущения перегрузки узлов сети и ее трактов передачи на переменные стояния и маршрутные переменные накладываются ограничения, связанные с задачей ог ничения внутри сетевой нагрузки,

$$0 \le x_{i,j}(k) \le x_{i,j}^{\max},$$

$$0 \le u_{i,l}^{j(м)}(k), \sum_{n=1}^{N} u_{i,l}^{n(м)}(k) \le 1,$$

где $x_{i,j}^{\max}$ – емкость буфера очередей на узле V_i для данных с адресатом V_j.

На коммутационные переменные также накладывается ряд ограничений

$$0 \le u_{p,i}^{j(к)}(k),$$

$$r_{p,i}^{j(к)}(k) \le \sum_{i=1}^{N} u_{p,i}^{j(к)}(k) \le 1 \quad p = \overline{1,M};\ i,j = \overline{1,N},$$

где $r_{p,i}^{j(к)}(k)$ – часть абонентской нагрузки, поступающей от p-й сети доступа на узел V_i момент времени t_k с адресатом V_j, для которой осуществлено резервирование необходим сетевых ресурсов. Выполнение ограничений (4) и (5) связано с задачей распределения внеш ней нагрузки по приграничным маршрутизаторам ТС ТКС с учетом возможности адаптивн го ограничения низкоприоритетных потоков [3].

Динамику информационного обмена в ТКС в целом на основе системы скалярных урав нений (1) можно представить линейным векторно-матричным уравнением

$$X(k+1) = X(k) + B^{(м)}(k)U^{(м)}(k) + B^{(к)}(k)U^{(к)}(k),$$

где $X(k) = \left[x_{1,2}(k),\ldots,x_{i,j}(k),\ldots,x_{N,N-1}(k)\right]^T$ – вектор загрузки буферных устройств на узлах ТКС в момент времени t_k размерности $N(N-1)$; $U^{(м)}(k) = \left[u_{1,2}^{2(м)}(k),\ldots,u_{i,l}^{j(м)}(k),\ldots,u_{N,N-1}^{N-1(м)}\right.$ – вектор маршрутных переменных в момент времени t_k размерности $N(N-1)^2$; $B^{(м)}(k)$ матрица пропускных способностей трактов передачи МС ТКС в момент времени t_k размерн сти $N(N-1)\times N(N-1)^2$, элементы которой формируются из величин $b_{i,j}^{(м)}(k)$ выражения $B^{(к)}(k)$ – матрица объемов абонентской нагрузки, который поступает на узлы транспорт сети в момент времени t_k размерности $N(N-1)\times MN^2$, элементы которой отвечают величина

$u_{p}^{j(\kappa)}(k)$ согласно выражению (1); $U^{(\kappa)}(k)=\left[u_{1,1}^{1(\kappa)}(k),...,u_{i,l}^{j(\kappa)}(k),...,u_{M,N}^{N(\kappa)}\right]^T$ – вектор коммутационных переменных в момент времени t_k размерности MN^2; $[.]^T$ – операция транспонирования.

Динамика состояния ТКС согласно выражению (6) может быть описана более компактно форме линейного векторно-матричного уравнения

$$X(k+1)=X(k)+B(k)U(k), \tag{7}$$

де $B=\left[B^{(м)}B^{(к)}\right]$; $U=\begin{bmatrix}U^{(м)}\\U^{(к)}\end{bmatrix}$.

Выбор маршрутных и коммутационных переменных в общем случае может быть произвеен множеством способом. В этой связи расчет $u_{i,l}^{j(м)}(k)$ и $u_{p,i}^{j(к)}(k)$ целесообразно провести в оде постановки и решения соответствующей оптимизационной задачи. В качестве критерия птимальности решения поставленной задачи необходимо выбрать условие, связанное с минимизацией (максимизацией) некоторого целевого функционала потерь (качества). Ранее, при ешении задач маршрутизации и управления доступом без ограничения абонентской нагрузки 7] в качестве критерия выступал минимум квадратичного функционала вида

$$J=\sum_{k=0}^{v-1}\left[X^T(k)G_xX(k)+U^T(k)G_uU(k)\right], \tag{8}$$

где G_x – диагональная положительно определенная весовая матрица, обусловленная приоритетностью очередей на узлах ТС ТКС; $G_u=\begin{bmatrix}G_u^{(м)} & 0\\0 & G_u^{(к)}\end{bmatrix}$ – блок-диагональная положительно определенная весовая матрица, в которой компоненты матрицы $G_u^{(м)}$ определяются важностью трактов передачи в ТС, а компоненты матрицы $G_u^{(к)}$ характеризуют относительную стоимость доступа к узлам ТС; v – количество интервалов Δt перерасчета маршрутных и коммутационных переменных.

Однако, в случае использования критерия (8) совместно с ограничением (5) возникает парадоксальная ситуация, когда решением оптимизационной задачи являются нулевые значения векторов $U^{(м)}$ и $U^{(к)}$, что на практике приводит к отказу сетью выполнять свои функции. Таким образом, введение ограничений (4) и (5) подразумевает пересмотр критерия оптимизации, в соответствии с которым осуществляется расчет маршрутных и коммутационных переменных. Новизна модели состоит в том, что более адекватное решение задачи распределения и ограничения нагрузки на транспортном уровне и уровне доступа можно получить с помощью критерия, определяющего максимум функционала

$$J=sum\left[\sum_{k=0}^{v-1}B^{(м)}(k)U^{(м)}(k)\right], \tag{9}$$

где $sum[A]$ - функция суммирования всех координат вектора A.

Физический смысл функционала (9) состоит в том, что он количественно характеризует величину производительности сети – объем своевременно доставленных абонентских данных на протяжении цикла оптимизации $W=v\Delta t$. Расчет маршрутных и коммутационных переменных $u_{i,l}^{j(м)}(k)$ и $u_{p,i}^{j(к)}(k)$ в результате решения задачи оптимального управления динамической системой (7) с целевым функционалом (9) позволит таким образом организовать процесс управления, при котором распределение и ограничение нагрузки будет происходить

согласованно и в конечном итоге позволит максимизировать производительность ТК Предложенная модель распределения нагрузки на транспортном уровне и уровне досту может быть принята как в современных, так и перспективных ТКС военного назначения.

Таким образом, на основе анализа современного состояния систем связи ВС Украи обоснована актуальность оптимизации процессов распределения нагрузки на транспорт уровне и уровне доступа. Для согласованного решения задач управления доступом, марш тизации и ограничения нагрузки (внутрисетевой и внешней) предложена математическая м дель ТКС, относящаяся к классу динамических и представленная системой неавтоном разностных управляемых уравнений состояния (1). При этом выполнение условий (1) гара тирует корректность решения маршрутных задач в ТКС, выполнение условий (2) и (3) со собствует ограничению внутрисетевой нагрузки, а выполнение условий (4) и (5) нацелива на решение задачи ограничения внешней нагрузки. В рамках предлагаемой модели расч маршрутных и коммутационных переменных должен производится путем максимиза целевого функционала (9) с учетом динамических ограничений (1), (6) или (7), а также ог ничений на переменные состояния (2), маршрутные (3) и коммутационные переменные (5). Сформулированная оптимизационная задача относится к классу вариационных зад векторной оптимизации, которая ввиду наличия ограничений (3) и (5) аналитического реш ния не имеет, нацеливая на комбинированное использование необходимых (достаточны условий оптимальности и численных методов расчета [8].

Развитие предложенного подхода видится в использовании нелинейных динамичес моделей ТКС с анализом и выяснением областей устойчивости получаемых решений. Расш рение области адекватно описываемых сетевых задач также связано с переходом от детерм нированных моделей к их стохастическим аналогам, что может быть связано со случайн характером поступающей в сеть абонентской нагрузки, деградацией структуры сети и т.д.

Список литературы: 1. *Семеріч Ю.* Автоматизація системи управління: реальність та перспектив Військо України. 2003. №1-2. С.9-11. 2. *Баушев С.В., Передерий А.В.* Разработка перспективных сис связи вооруженных сил США и объединенных вооруженных сил НАТО // Успехи современной рад электроники. 2000. №7. С. 3-20. 3. *Арипов М.Н.* Контроль и управление в сетях передачи данных с ко мутацией пакетов. Ташкент: Фан, 1988. 344с. 4. *Гургенидзе А.Т., Кореш В.И.* Мультисервисные сет услуги широкополосного доступа. СПб.: Наука и Техника, 2003. 400 с. 5. *Вегеша Ш.* Качество обс живания в сетях IP: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 386 с. 6. *Segall A.* The modeling of ad tive routing in data-communications networks // IEEE Trans. on communications, 1975. Vol. 25. №1. P. 85- 7. *Лемешко А.В., Беленков А.Г.* Двухуровневый алгоритм оптимизации процессов маршрутизаци управления доступом в телекоммуникационных сетях магистрального уровня // Радиотехника. 20 Вып. 135. С. 113-118. 8. *Брайсон А., Хо Ю-ши.* Прикладная теория оптимального управления. М.: М 1972. 544 с.

Харьковский университет Воздушных Сил *Поступила в редколлегию 02.02.2*

УДК 621.391

Ю.Ф. КУЧЕРЕНКО, канд. техн. наук, Е.В. ШУБИН, Г.В. ЩЕРБАК, канд. техн. наук

UML МОДЕЛЬ СЕТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СИСТЕМЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТОПОЛОГИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ

Современные телекоммуникационные системы, в том числе и сети передачи данных (СПД) обеспечивают доставку значительных объемов разнородной информации. Постоянный рост объемов передаваемой информации сопровождается ужесточением требований к эксплуатационно-техническим характеристикам СПД, а именно – своевременности и надежности доставки информации потребителям. Данные требования определяют один из основных комплексных показателей качества СПД – «эффективность/стоимость».

Экономические показатели и эксплуатационно-технические характеристики СПД в значительной степени определяются ее топологической структурой. Это обусловлено тем, что топологическая структура служит основой для реализации конфигурации СПД, физической, логической и других структур [1]. Возможные ошибки при проектировании топологической структуры СПД, которые возникают при составлении схем связей центров коммутации и выборе пропускных способностей каналов связи, могут привести к низкой эффективности и надежности функционирования СПД, сделать ее экономически нецелесообразной (затраты на создание и эксплуатацию СПД не будут возвращены за период ее эксплуатации). В связи с этим задача разработки эффективных методов синтеза топологической структуры СПД, обеспечивающих оптимум одного из критериев (стоимость, надежность) и учитывающих ограничения по другим – является актуальной.

Задача синтеза топологической структуры СПД по критерию минимальной стоимости может быть сформулирована следующим образом. Задано: множество центров коммутации $X = \{x_j\}_{j=1..N}$; матрица расстояний между центрами коммутации $L = \| l_{ij} \|_{i,j=1..N}$; матрица требований в информационном обмене между центрами коммутации $H = \| h_{ij} \|_{i,j=1..N}$, где h_{ij} - интенсивность потока, который необходимо передать из узла i в узел j в единицу времени; множество возможных пропускных способностей каналов связи $D = \{d_i\}_{i=1..n}$, а также известна функция стоимости канала связи с пропускной способностью d и длиной l $C(d,l)$.

Необходимо: определить топологическую структуру СПД $M^0 = \{(r,s)\}$, найти пропускные способности всех каналов связи $\{d_{rs}{}^0\}$, а также найти распределения потоков в каналах связи $\{f_{rs}{}^0\}$, соответствующие матрице требований таким образом, чтобы обеспечить

$$\min \sum_{(r,s)\in M^0} C(d_i,l_i).$$

При ограничениях:

- на поток в канале $f_{rs} < d_{rs}$, $(r,s) \in M$;
- среднее время доставки $T_{cp} \le t_3$;
- коэффициент связности $k_{cв} \ge k'_{cв}$.

Сеть передачи данных относится к классу сложных организационно-технических систем, что предполагает применение системологических принципов для ее описания. Основными принципами, положенными в основу методологии системного подхода, являются принцип физичности, целенаправленности и моделируемости. В соответствии с принципом моделируемости СПД как сложная система может быть представлена совокупностью упрощенных моделей, каждая из которых отражает определенную грань ее сущности и позволяет исследовать определенные свойства. Это дает возможность отказаться от построения полной

модели СПД и использовать для ее описания совокупность взаимосогласованных математических моделей более низкой сложности. Таким образом, применение системного подхода решению задачи синтеза топологической структуры СПД диктует необходимость создания модели отображающей ее топологическую структуру, а именно, количество элементов сети их взаимосвязи.

Наиболее распространенной моделью представления топологической структуры СП является граф. Теория графов в теории сетей позволяет рассматривать процессы прохождения информации по центрам коммутации и каналам связи. На графо-матричных представлениях построена теория информационных потоков, рассматриваются основные характеристики сетей, такие как пропускные способности каналов, распределение нагрузок и др. Теория графов используется для представления процедур функционирования сетей в виде марковских процессов.

Модель топологической структуры СПД может быть представлена в виде неориентированного взвешенного графа

$$\mathbf{G(X,E)},$$

где $\mathbf{X}$ – множество вершин графа, которое соответствует множеству центров коммутации СПД; $\mathbf{E}$ – множество ребер графа, соответствующее множеству каналов связи СПД. Общее количество центров коммутации – N.

Каждый центр коммутации СПД $X_i \in \mathbf{X}, i = \overline{1,N}$ характеризуется объемом информации возникающей в нем в единицу времени $h_{i,j}$ и требующим передачи в адрес X_j, а основными характеристиками каналов связи между центрами коммутации X_i и X $E_{i,j} \in \mathbf{E}, i, j = \overline{1,N}, i \neq j$ являются пропускная способность $d_{i,j} \in \mathbf{D}$ ($\mathbf{D}$ - множество возможных значений пропускных способностей каналов связи) и длина $l_{i,j}$.

В [2] для решения данной задачи предложен генетический алгоритм синтеза топологической структуры сети передачи данных.

Ужесточение требований к СПД на фоне сокращения сроков проектирования требует разработки систем автоматизированного проектирования СПД как CASE-средств [3]. Современным подходом к построению подобных сложных программных систем является объектно-ориентированное программирование [4].

Объектно-ориентированный подход к созданию системы автоматизированного проектирования СПД требует применения методов объектно-ориентированного анализа и проектирования (ООАП). Методология ООАП тесно связана с процессом построения моделей. В настоящее время стандартом среди языков моделирования, применяемых при разработке программных продуктов, де-факто является унифицированный язык моделирования (Unified Modeling Language UML) [5, 6,7]. В рамках языка UML все представления о сложной системе фиксируются в виде специальных графических конструкций, получивших название диаграмм.

Центральное место в ООАП занимает разработка логической модели системы в виде диаграммы классов. Класс в языке UML служит для обозначения множества объектов, которые обладают одинаковой структурой, поведением и отношениями с объектами из других классов, а диаграмма классов служит для представления статической структуры модели системы в терминологии классов объектно-ориентированного программирования. Диаграмма классов отражает различные взаимосвязи между отдельными сущностями предметной области, такими как объекты подсистемы, а также описывает их внутреннюю структуру и типы отношений. С этой точки зрения диаграмма классов является дальнейшим развитием концептуальной модели проектируемой системы.

На рис. 1 представлена логическая модель СПД в виде диаграмм классов согласно нотации UML. Системообразующим классом является класс СПД (NetWork), который содержит информацию о количестве центров коммутации (CountNode) и список указателей (ListNod

на объекты класса центр коммутации (Node). Доступ к данным объектам осуществляется посредством методов класса NetWork.

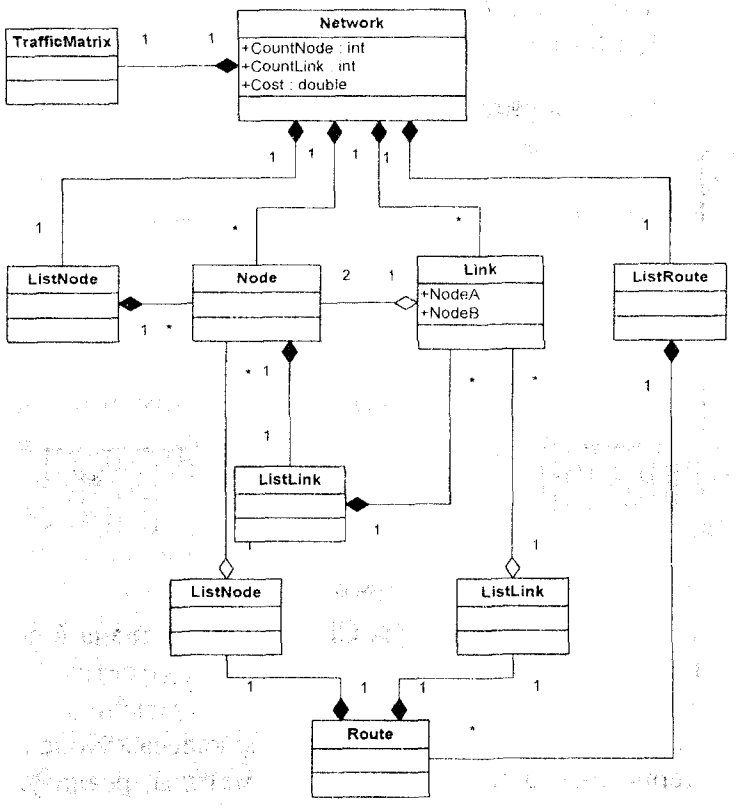


Рис. 1

Матрица информационного потока (TrafficMatrix) представлена двумерным массивом размерностью CountNode×CountNode. Доступ к величине информационного потока между заданными парами центров коммутации осуществляется методом класса NetWork.

Представление топологии СПД реализуется посредством списков (ListLink) каналов связи (Link) инцидентных центрам коммутации (Node). Класс канала связи (Link), помимо атрибутов, характеризующих его функциональность (пропускную способность, информационный поток, протяженность, стоимость), имеет два атрибута (NodeA, NodeB), хранящих ссылки на инцидентные центры коммутации.

Для представления статической маршрутизации применяется класс (Route), который содержит маршрут между парой центров коммутации в виде двух списков, списка указателей (ListNode) на объекты класса центр коммутации и списка указателей (ListLink) на каналы связи. Для хранения информация о маршрутах информационных потоков применяется класс списка маршрутов (ListRoute). Доступ к маршрутам между заданной парой центров коммутации осуществляется посредством методов класса NetWork.

Предложенная модель сети передачи данных была использована при разработке программного комплекса синтеза топологической структуры СПД минимальной стоимости [8]. Одной из особенностей данной объектной модели СПД является то, что ее применение в процессе разработки программного комплекса позволило достаточно просто реализовать визуализацию топологической структуры СПД и обеспечить широкий инструментарий ее редактирования, что особенно важно при создании CASE-средств. На рис. 2 приведено главное окно разработанного программного комплекса.

Объектно-ориентированный подход при разработке программного комплекса синтеза топологической структуры СПД минимальной стоимости, и, в частности, предложенная модель СПД, позволили значительно упростить программную реализацию процесса синтеза топологической структуры СПД по сравнению с использованием графо-матричных моделей СПД.

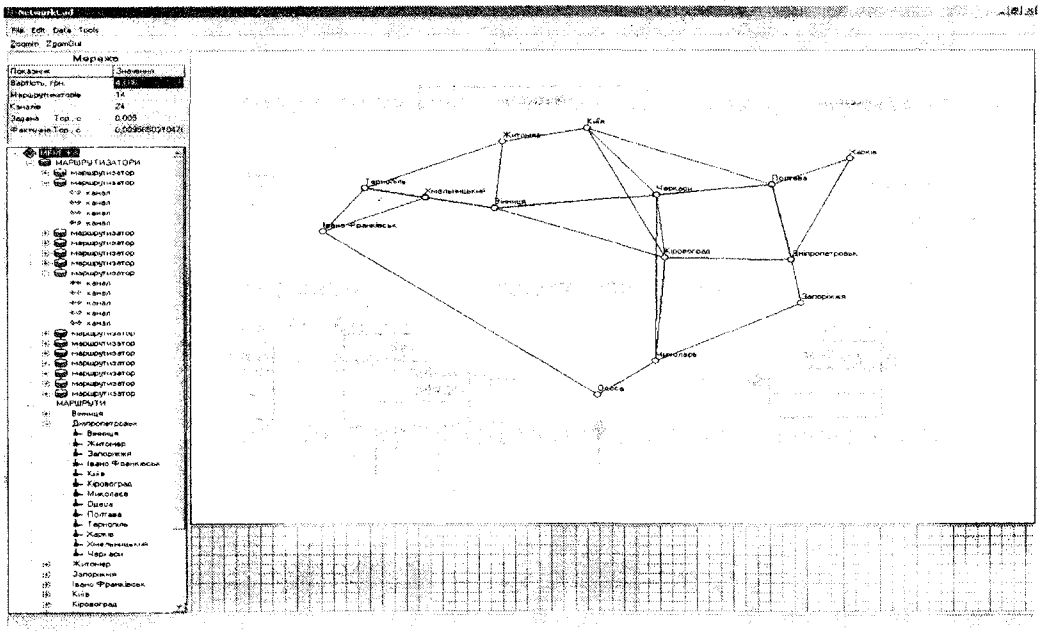


Рис.2

Несмотря на то, что предложенная модель СПД ориентирована в первую очередь на отображение статической информации о топологической структуре сети, она может быть успешно применена и для отображения динамических процессов передачи информации в СПД. Для этого необходимо определить дополнительные атрибуты классам Node и Link, отображающие их динамические характеристики, а также определить методы, реализующие модели процессов, которые протекают в данных объектах.

Таким образом, предложенная модель СПД может быть применена не только при разработке автоматизированной системы проектирования топологической структуры СПД, но и для систем имитационного моделирования процессов информационного обмена в СПД. Это предоставит возможность создания комплексной системы автоматизированного проектирования СПД, которая позволит сократить сроки проектирования, снизить вероятность проектных ошибок и получить рациональное решение, удовлетворяющее комплексному показателю «эффективность/стоимость».

Список литературы: 1. *Морозов В.К., Долганов А.В.* Основы теории информационных сетей. М.: Высш. шк., 1987. 271 с. 2. *Кучеренко Ю.Ф., Шубин Е.В., Гузько О.Н.* Генетический алгоритм синтеза топологической структуры сети передачи данных // Системи обробки інформації: Зб. наук. праць. Харків: ХВУ, 2001. Вип. 11(39). С. 113-119. 3. *ДСТУ 3919-1999.* Основні напрямки оцінювання та відбору CASE-інструментів. Введено 29.10.99. Держстандарт України, 2000. 39 с. 4. *Архангельский А.Я.* Программирование в C++ Builder 6. М.: ЗАО «Издательство БИНОМ», 2003. 1152 с. 5. *Object* Modeling Group. Unified Modeling Language Specification, version 1.5. OMG, 2003. 6. *Г. Буч* Объектно-ориентированный анализ и проектирование с примерами приложений на C++, 2-е изд. / Пер. с англ. М.: Бином; СПб.: Невский диалект, 2000. 560 с. 7. *Фаулер М., Скотт К.* UML в кратком изложении. Применение стандартного языка объектного моделирования. Пер. с англ. М.: Мир, 1999. 191 с. 8. *Шубин Е.В.* Метод синтеза топологической структуры сети передачи данных по критерию минимальной стоимости с использованием генетического алгоритма: Дис... канд. техн. наук. Харьков, 2005. 172 с.

Объединенный научно-исследовательский институт Вооруженных Сил, Академия гражданской защиты Украины

Поступила в редколлегию 12.01.2006

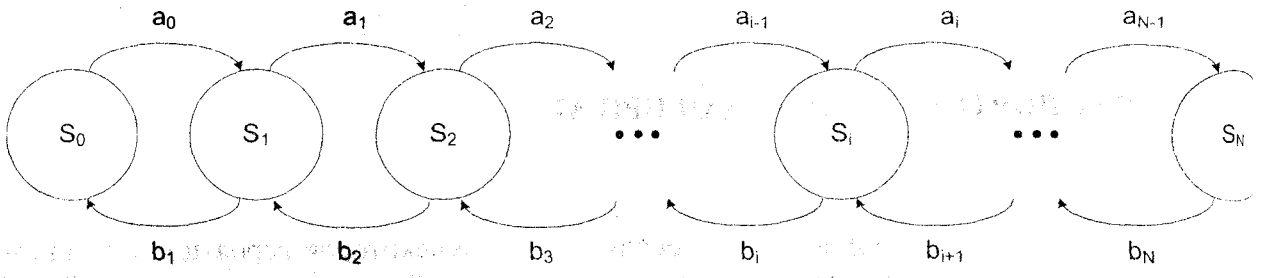


Рис. 1

На рис. 1 каждое состояние сети S_i характеризуется числом передатчиков, находящи в режиме повтора пакетов. При этом интенсивности перехода из состояния S_i в S_{i+1} и из в S_{i-1} соответственно равны:

$$a_i = (N-i)\alpha p_{ni},$$
$$b_i = i\beta(1-p_{ni}),$$

где N – количество абонентов сети; i – количество источников повторных передач пакет α – интенсивность первичного потока пакетов; β – интенсивность повторного потока па тов; p_{ni} – вероятность повтора передачи пакета.

А вероятность повтора передачи пакета p_{ni} в состоянии S_i [1]:

$$p_{ni} = 1 - \left\{ \sum_{k=0}^{M} \left[\left((N-i)\alpha + i\beta \right) \tau_n \right]^k / k! \right\}^{-1},$$

где M – количество обслуживающих сеть устройств (например, число процессоров в мно процессорной системе); $\left((N-i)\alpha + i\beta\right)$ – суммарная интенсивность потока пакетов.

Тогда вероятность каждого состояния $p_i \ (i = 0 \ldots N)$ определяется соотношениями:

$$p_i = \left[C_N^i (\alpha/\beta)^i \frac{\prod_{i=0}^{N-1} P_{ni}}{\prod_{i=1}^{N} 1 - P_{ni}} \right] \Bigg/ \left[1 + \sum_{l=1}^{N} C_N^l (\alpha/\beta)^l \frac{\prod_{k=0}^{N-1} P_{nk}}{\prod_{i=k}^{N} 1 - P_{nk}} \right],$$

$$p_0 = 1 \Bigg/ \left[1 + \sum_{l=1}^{N} C_N^l (\alpha/\beta)^l \frac{\prod_{k=0}^{N-1} P_{nk}}{\prod_{i=k}^{N} 1 - P_{nk}} \right].$$

На рис. 2 представлен результат моделирования сети из 30 абонентов при изменении тенсивности первичного потока пакетов от 15 до 30 передач в секунду.

Анализ результатов моделирования приводит к следующим выводам:

- при изменении интенсивности первичных передач вероятность повтора передачи па та p_{ni} при переходе всех источников в режим повторной передачи стремится к одному и му же значению (например, к 0,5 при количестве абонентов $N = 30$);

- существует максимум p_i в области конечных состояний сети, характеризующи большим числом передатчиков, находящихся в режиме повтора пакетов.

Учет поведения абонента

Существуют модели, описывающие системы с повторными вызовами и учитываю поведение абонента. Опишем рассматриваемую сеть таким образом.

Пусть входная нагрузка коммуникационного оборудования сети-провайдера являе потоками пакетов с повторными передачами большого количества абонентов. Рассматри

ется модель $\overrightarrow{M}/M/HC$ с $(H_1, H_2; \beta)$-настойчивым абонентом. Схема функционирования такой модели изображена на рис. 3.

Исследуемую систему можно описать следующим образом:

$\overrightarrow{M}/M/HC$ – неполнодоступная система (НС), на которую поступает N независимых пуассоновских потоков первичных передач пакетов;

$(H_1, H_2; \beta)$ – пользователь при получении отказа ведет себя как $(H_1, H_2; \beta)$-настойчивый абонент; H_i – вероятность того, что абонент сделает $(i+1)$-ю попытку передачи пакета после получения отказа в обслуживании при i-й передаче, включая первичную, т.е. абонент с вероятностью H_1 (после первого отказа) и вероятностью H_2 (для отказа в повторной попытке) повторяет передачу через случайное время, имеющее экспоненциальное распределение с параметром, равным β. Число источников повторных передач не ограничено.

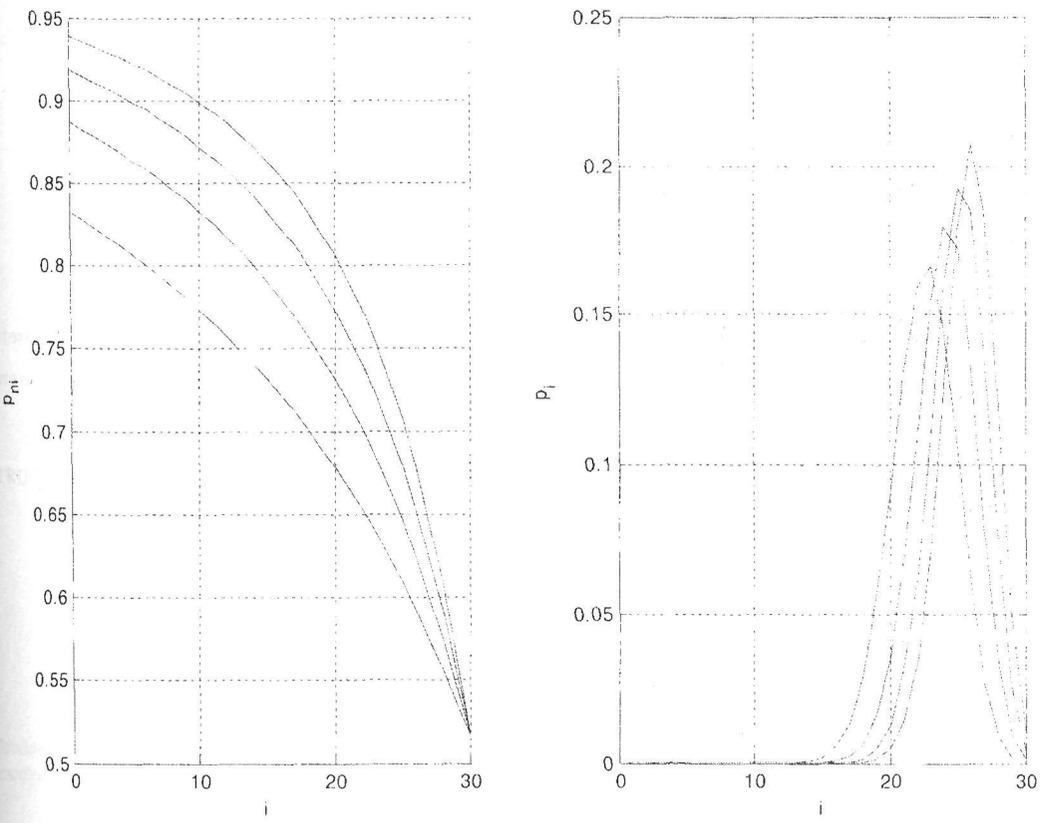


Рис. 2

Изменение состояний такой модели описывается марковским процессом. Однако уравнения для нахождения характеристик утилизации такой системы возможно получить путем введения других эквивалентных определений, для применения которых не требуется знание стационарных вероятностей. Такие определения дают возможность оценить характеристики системы при статистическом моделировании и измерениях [2].

Пусть интенсивность поступления первичных передач пакетов на n-й вход НС стремится к бесконечности, а остальные параметры модели фиксированы. Будем считать, что $H_2 < 1$, $n = 1, \ldots, N$, число источников повторных передач не ограничено.

Поведение модели при $\alpha_n \to \infty$ выглядит следующим образом. В первичной попытке передать пакет абонент с вероятностью, стремящейся к единице, получает отказ в обслуживании. Далее с вероятностью H_1 абонент повторяет попытку передачи, которая также с вероятностью, стремящейся к единице, кончается неудачно. Следующий запрос поступает с вероятно-

стью H_2 и т.д. В результате получаем, что при $\alpha_n \to \infty$ каждый первичный пакет, поступ ший на n-й вход НС, приводит к появлению в среднем $H_1/(1-H_2)$ повторных, и абонен вероятностью, стремящейся к единице, покидает систему необслуженным. Поскольку зак поступления первичных пакетов пуассоновский с интенсивностью α_n, то при стремлении к ∞ суммарный поток повторных пакетов, поступающий на n-й вход НС, можно приближ но считать пуассоновским с интенсивностью, равной $\alpha_n H_1/(1-H_2)$.

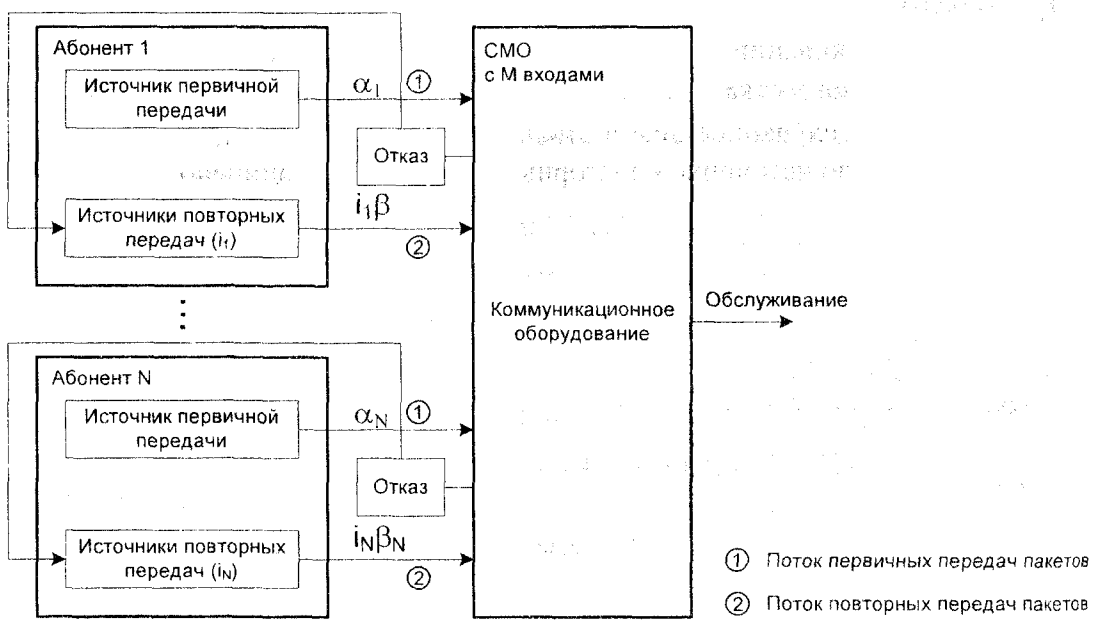


Рис. 3

Согласно доказательствам [2], асимптотические формулы для основных вероятностны характеристик модели выглядят так:

$$p_{ПОТЕРИ} = 1 - \frac{(1-H_2)}{(1-H_2+H_1)\alpha_n} + o\left(\frac{1}{\alpha_n}\right),$$

$$I_n = \frac{\alpha_n H_1}{\beta(1-H_2)} - \frac{H_1}{\beta(1-H_2+H_1)(1-H_2)} + o(1),$$

$$I'_n = \frac{\alpha_n H_1}{\beta(1-H_2)} - \frac{H_1(2-H_2)}{\beta(1-H_2+H_1)(1-H_2)} + o(1),$$

где $p_{ПОТЕРИ}$ – вероятность потери первичного пакета; I_n – среднее число абонентов, делаю щих повторную попытку передачи пакета; I'_n – число абонентов, делающих следующую по пытку передачи пакета при потере повторного пакета; α_n – интенсивность n-го первичног потока; β – интенсивность вторичного потока.

На рис. 4 показаны зависимости $p_{ПОТЕРИ}$ от H_1 и H_2.

Использование учета повторных вызовов при анализе сетевого трафика

В случае предоставления сервис-провайдером услуг конечному пользователю необхо димо эффективное осуществление функций предбиллинга посредством функционирова медиационной системы.

Медиационная система (система-посредник между системой управления и управляем сетью) необходима для сбора записей о событиях из нескольких точек и предупрежден операторов о тех ситуациях, когда не соблюдаются условия соглашения об уровне усл

предоставляемых абоненту. Кроме того, соглашения об уровне предоставляемых услуг должны быть подкреплены надежными мониторинговыми сообщениями о реально предоставляемом качестве услуг.

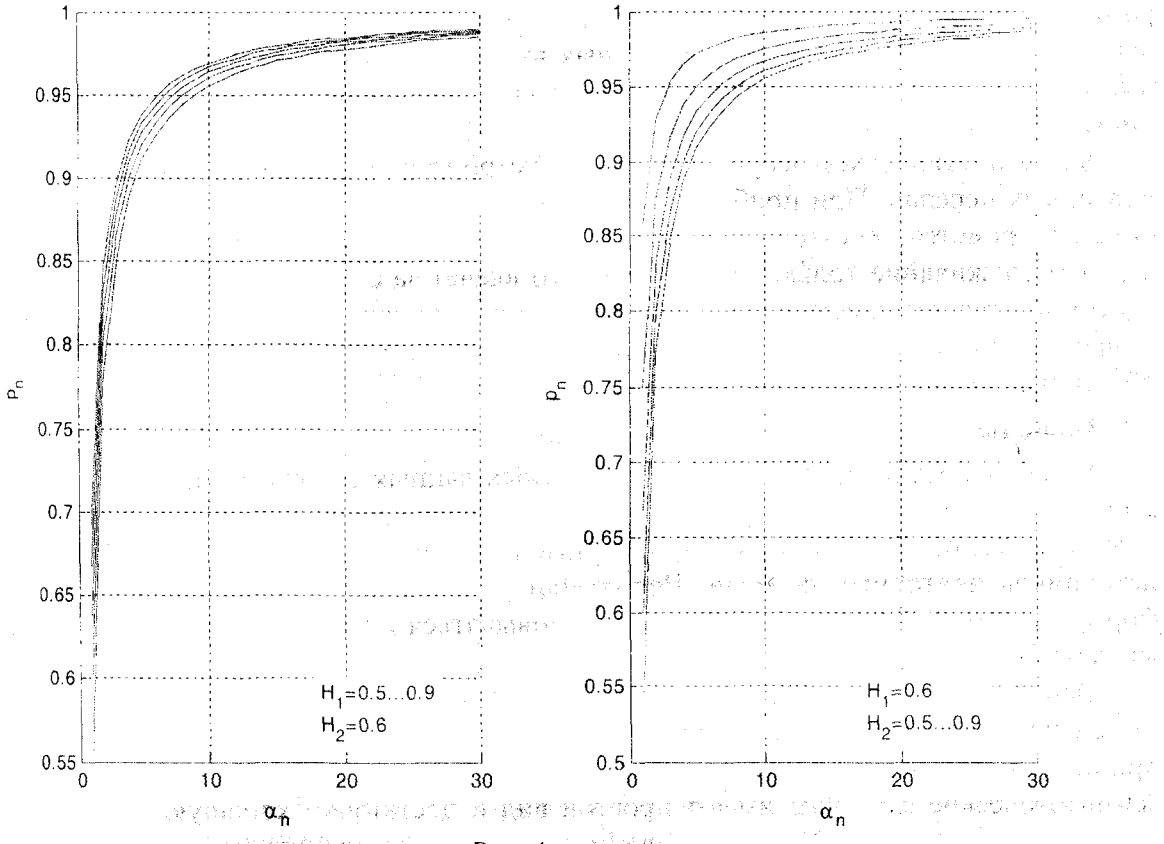


Рис. 4

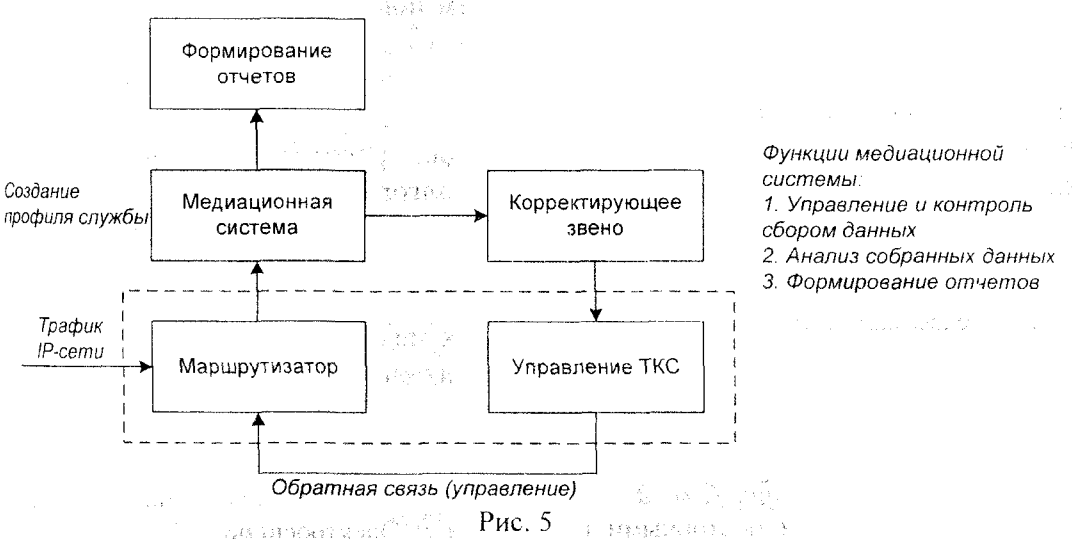


Рис. 5

Конвергентные медиационные системы предназначены для работы при любых деловых регламентах и соглашениях. Основная трудность заключается в сложности услуг, которые должны быть введены в обращение. Необходимо уметь извлекать все виды данных из многочисленных компонентов, будь то пакеты данных, ячейки, фреймы или байты.

Активные медиационные платформы предоставляют оператору возможность наблюдать за сетью в темпе времени, близком к реальному. Медиационные системы могут быть отрегулированы таким образом, чтобы предоставлять данные оператору с той частотой, которая

окажется необходимой. Интервалы выборки могут быть сделаны достаточно коротки чтобы обеспечить непрерывную обработку контрольной информации.

Прикладные программы OSS/BSS (системы поддержки бизнеса и операций) помога производить сбор реально существующих данных из сети и представлять их в виде разно разных отчетов. Такие отчеты могут составляться в специально разработанной форме с лью отображения причинно-следственных взаимосвязей и использоваться для анализа сет вых ресурсов, финансовых сбережений, затрат на техническое обслуживание, эксплуата онных расходов и т.д.

Большинство телекоммуникационных устройств и систем не учитывают воздейств повторных передач. При приближении к уровню максимальной нагрузки телекоммуника онные устройства переходят в режим, в котором первичные пакеты игнорируются, а про ходит обслуживание только повторных. Это влечет за собой негативные экономические п следствия, так как после нескольких отказов в обслуживании происходит перенаправле трафика к другим системам, т.е. оператор теряет часть прибыли от услуг, которые им пр доставляются.

Выводы

На основе моделирования потока пакетных данных с учетом повторных вызовов в ви марковского процесса получены соотношения для нахождения вероятности повторной пер дачи для каждого состояния и стационарные вероятности, позволяющие оценить количест источников повторных передач. Вероятности повторных передач получены на основани формулы потерь Эрланга и могут преобразовываться в зависимости от требований к обсл живающему сеть оборудованию.

Обобщение модели с учетом поведения абонента/пользователя пакетной сети значитель ее усложняет, что приводит к необходимости использования асимптотических приближен при предельных значениях первичной нагрузки. Несмотря на сложность исследуемой моде асимптотические формулы имеют простой вид и достаточно хорошую точность при оцен характеристик системы. Указанные формулы позволяют оценить характеристики системы бе решения системы уравнений статистического равновесия. Также рассмотренный подхо может переноситься на случай более сложных схем поведения абонента, получившего отка в обслуживании.

В приложении к процессу предбиллинга и обеспечению качества обслуживания важ введение учета количества источников повторных передач, так как на основании заголовко пакетов можно идентифицировать его источник. Для предотвращения возможного необсл живания пользователя сети предлагается введение алгоритмов приоритезации пакетов от ис точников повторных передач для поддержания необходимого качества обслуживания кажд го пользователя.

Учет повторных передач может использоваться при формировании алгоритмов инте лектуального анализа сетевых данных, собираемых медиационными системами, для осущ ствления корректирующих воздействий (улучшения точности процедуры управления за сч введения дополнительного звена, учитывающего влияние повторных передач) и формиров ния отчетов.

Список литературы: 1. *Шиманов С.Н.* Эргодичность протокола случайного множественного доступ при оптимальном управлении повторными передачами // Электросвязь». 2001. № 11. С. 26 - 2. *Степанов С.Н.* Численные методы расчета систем с повторными вызовами. М.: Наука, 1983. 23 3. *Столлингс В.* Современные компьютерные сети. 2-е изд. СПб.: Питер, 2003. 783 с.: ил. 4. *Шнепс М.* Системы распределения информации. Методы расчета: Справ. пособие. М.: Связь, 1979. 344с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

УДК 517.968.2

А. Г. БУСЛАЕВ, канд. физ.-мат. наук

ФАКТОРИЗАЦИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ОПЕРАТОРОВ I-ГО РОДА В КЛАССЕ ОБОБЩЕННЫХ ФУНКЦИЙ

Решение систем алгебраических уравнений методом Гаусса, по сути, сводится к факторизации матрицы, т. е. представлению неособенной матрицы A в виде произведения двух матриц $A = A_- \cdot A_+$, где A_- – нижняя треугольная матрица $A_- = \left\{a_{ij}\right\}_{i,j=1}^{n}$, $a_{i,j} = 0$ при $i < j$, а A_+ – верхняя треугольная матрица $A_+ = \left\{b_{ij}\right\}_{i,j=1}^{n}$, $b_{i,j} = 0$ при $i > j$.

Метод факторизации к интегральным операторам первым применил М.Г. Крейн. В [1] исследовался оператор $S = E + T$, где T оператор Гильберта – Шмидта. Оператор S представлялся в виде произведения двух операторов

$$S = S_- \cdot S_+, \tag{1}$$

где $S_\pm = E + X_\pm$, $X_\pm$ – вольтеровы операторы

$$X_- = \int_a^x f(t)X_-(x,t)dt,\ X_+ = \int_x^b f(t)X_+(x,t)dt,\ (f \in L^2_{(a,b)},\ X_\pm(x,t) \in L^2_{(a,b)\times(a,b)}).$$

Затем эти результаты были обобщены на операторы, действующие в абстрактных гильбертовых пространствах [2,3,4], при этом предполагалось, что оператор S имеет вид $S = E + T$, где T – вполне непрерывный оператор.

Факторизацию (1) можно провести для операторов в каком-то смысле близких к единичному. Более общее определение факторизации дано Л.А. Сахновичем в работе [5], в которой рассматривались факторизующие операторы вида

$$S_-f = \frac{d}{dx}\int_a^x f(t)S_-(x,t)dt,\ S_+f = \frac{d}{dx}\int_x^b f(t)S_+(x,t)dt,\ (f \in L^2(a,b),\quad S_\pm(x,t) \in L^2_{(a,b)\times(a,b)}).$$

Операторы $S_\pm$ можно ввести еще следующим образом [5]. Определим на множестве функций f из $L^2_{(a,b)}$ оператор ортогонального проектирования $P_\xi f = \begin{cases} f(x), & a \le x \le \xi, \\ 0, & \xi < x \le b. \end{cases}$

Ограниченные в $L^2_{(a,b)}$ операторы $S_\pm$ называются соответственно нижним и верхним треугольными операторами, если при всех ξ $(a \le \xi \le b)$ выполняются равенства

$$S_-^* P_\xi = P_\xi S_-^* P_\xi,\ S_+ P_\xi = P_\xi S_+ P_\xi.$$

Говорят, что ограниченный в $L^2_{(a,b)}$ оператор S допускает левую факторизацию, если его можно представить в виде произведения двух операторов $S = S_- S_+$, где S_- и S_+ ($S_- \in [L^2, L^2]$) соответственно нижний и верхний треугольные операторы.

Методы факторизации операторов играют существенную роль в ряде задач анализа и его приложений (решение интегральных уравнений [1], обратные задачи [6,7], задачи Картевега – де Фриза [8]).

Факторизация операторов в классе обобщенных функций

Рассмотрим интегральный оператор вида

$$Sf = \int_a^b f(t)S(x,t)dt, -\infty < a < b < \infty,$$

с непрерывным в $C_{[a,b]\times[a,b]}$ ядром $S(x,t)$.

Уравнение $Sf = \varphi$ часто не имеет решение в $L_{(a,b)}$, но имеет решение в специальном классе D обобщенных функций вида $f(x) = f_1(x) + \alpha\delta(x-a) + \beta\delta(b-x)$, $f_1(x) \in C_{[a,b]}$ ($\delta(x)$ – дельта функция типа Дирака).

В рассматриваемой работе оператор S факторизуется на множестве D. При факторизации используется метод, разработанный Л.А. Сахновичем для факторизации операторов $L^2_{(a,b)}$. Суть метода в следующем. В $L^2_{(a,b)}$ фиксируются две функции f_0, g_0 и решаются два семейства уравнений $S_\xi f = P_\xi f_0$, $S^*_\xi f = P_\xi g_0$, где $S_\xi = P_\xi S P_\xi$ $(a < \xi \le b)$. Решения этих уравнений обозначаются соответственно через $V(\xi,t)$ и $U(\xi,t)$. Затем вычисляется функция $M(\xi) = \int_a^\xi U(\xi,t)\overline{f_0(t)}dt$. В $L^2_{(a,b)}$ выбираются две функции $r(x)$ и $g(x)$ так, чтобы $r(x)g(x) = M'(x)$ и записываются операторы

$$Uf = \frac{1}{r(x)}\frac{d}{dx}\int_a^x f(t)\overline{U(x,t)}dt \text{ и } Vf = \frac{1}{g(x)}\frac{d}{dx}\int_a^x f(t)\overline{V(x,t)}dt.$$

Л.А. Сахнович нашел необходимые и достаточные условия [5], при которых справедливо представление $S = U^{-1}V^{*-1}$.

Необходимое условие

В множестве D введем норму $\|f\|_D = \int_a^b |f_1(t)|dt + |\alpha| + |\beta|$, в $C_{[a,b]}$ – $\|f\|_C = \max_{x\in[a,b]}|f(x)|$ [9].

Будем говорить, что ограниченный оператор S, действующий из D в $C_{[a,b]}$, допускает левую факторизацию, если оператор S на D можно представить в виде произведения двух операторов [10] $S = S_- S_+$ с сомножителями вида

$$S_-\varphi = \int_a^x \varphi(t)S_-(x,t)dt \quad (\varphi \in C_{[a,b]}),\ S_+ f = \begin{cases} \int_x^b f(t)S_+(x,t)dt, & a < x \le b, \\ \lim\limits_{x\to a+0}\int_x^b f(t)S_+(x,t)dt, & x = a, \end{cases} \quad (f \in D)$$

где $S_\pm(x,t)$ – непрерывные ядра.

Очевидно, что $S_- \in [C,C]$, $S_+ \in [D,C]$.

Необходимым условием факторизации оператора S на D, как легко видеть, является условие

$$S(x,a) \equiv S(a,t) \equiv 0, x,t \in [a,b].$$

Замечание. Если условие вида (3) для ядра $K(x,t)$ интегрального оператора

$$Sf = \int_a^b f(t)K(x,t)dt \qquad (4)$$

не выполняется и $K(a,a) \neq 0$, то можно перейти к ядру $S(x,t) = K(x,t) - \dfrac{K(a,t)K(x,a)}{K(a,a)}$, которое условию (3) уже будет удовлетворять.

Достаточные условия

Ниже решается задача факторизации ограниченного оператора (4) с непрерывным в $C_{[a,b]\times[a,b]}$ ядром $K(x,t)$, действующего из D в $C_{[a,b]}$. Если $K(a,a) \neq 0$, то для оператора (4) получено представление $S = S_-S_+ + P$, которое отличается конечномерным оператором $Pf = \dfrac{(Sf)(a)}{K(a,a)}K(x,a)$ $(f \in D)$ от обычного представления операторов при факторизации.

Обозначим через D_ξ $(a < \xi \le b)$ множество обобщенных функций вида $f(x) = \varphi(x) + \alpha\delta(x-a) + \beta\delta(\xi - x)$, где $\varphi(x) \in C_{[a,\xi]}$, а $\delta(x)$ – дельта функция типа Дирака. В D_ξ введем норму $\|f\|_{D_\xi} = \int_a^\xi |\varphi(t)|dt + |\alpha| + |\beta|$. Множество функций $f \in D_\xi$, доопределенное равенством $f(x) = 0$ при $x \in (\xi, b]$, обозначим через D_ξ^0. На множестве функций $\varphi(x)$ из $C_{[a,b]}$ определим оператор

$$P_\xi\varphi = \begin{cases} \varphi(x), & a \le x \le \xi, \\ 0, & \xi < x \le b. \end{cases}$$

Будем говорить, что ограниченный оператор S, действующий из D в $C_{[a,b]}$, допускает левую факторизацию, если оператор S на D можно представить в виде произведения двух операторов $S = S_-S_+$, где $S_- \in [C,C]$, $S_+ \in [D,C]$ и при любом ξ $(a < \xi \le b)$ операторы $S_\pm$ удовлетворяют условиям $P_\xi S_- = P_\xi S_- P_\xi$, $S_+ f_\xi = P_\xi S_+ f_\xi$ $(f_\xi \in D_\xi^0)$.

1. Пусть $\psi(x)$ какая либо фиксированная функция из множества $C_{[a,b]}$. На множестве D_ξ определим линейный непрерывный функционал

$$F_\xi f = \langle \psi, f \rangle_\xi = \overline{\langle f, \psi \rangle_\xi} = \int_a^\xi \psi(t)\overline{f(t)}dt, \qquad (5)$$

полагая по определению $\langle \psi, f \rangle_\xi = \int_a^\xi \psi(t)\overline{\varphi(t)}dt + \overline{\alpha}\psi(a) + \overline{\beta}\psi(\xi)$.

Лемма 1. При любых f и $\widetilde{f}$ $(f \in D_\xi, \widetilde{f} \in D_\eta;\ \ a < \xi, \eta \le b)$ и для любой непрерывной функции $g(x,t)$ $(a \le x \le \eta,\ a \le t \le \xi)$ справедливо правило перестановки интегралов

$$\int_a^\eta\int_a^\xi g(x,t)f(t)dt\,\widetilde{f}(x)dx = \int_a^\xi f(t)\int_a^\eta g(x,t)\widetilde{f}(t)dxdt.$$

Лемма 2. Пусть функция $f(\xi, x)$ при любом ξ $(a < \xi \le b)$ принадлежит

множеству D_ξ и имеет вид $f(\xi, x) = \varphi(\xi, x) + \alpha(\xi)\delta(x-a) + \beta(\xi)\delta(\xi - x)$, $\alpha(x), \beta(x) \in C_{[a,b]}$, а $\varphi(x,t) \in C_{[a,b]\times[a,b]}$. Тогда для любой непрерывной функции $g(x,t)$ $(a \le x, t \le b)$ справедливо правило перестановки интегралов

$$\int_a^b \int_a^x f(x,t)g(x,t)dt\,dx = \int_a^b \int_a^\eta f(x,t)g(x,t)dx dt .$$

II. Рассмотрим определенный на D оператор (4) с непрерывным в области $[a,b]\times[a,b]$ ядром $K(x,t)$, удовлетворяющим условию $K(a,a) \neq 0$. Тогда $S \in [D, C$, где $D = D_\xi$ при $\xi = b$.

На множестве функций из D_ξ определим операторы

$$S_\xi f = \int_a^\xi f(t)K(x,t)dt \quad (a \le x \le \xi) \text{ и } \tilde{S}_\xi f = \int_a^\xi f(t)\overline{K(t,x)}dt \quad (a \le x \le \xi).$$

В силу леммы 1 для любых функций f и $\tilde{f}$ из D_ξ выполняется равенство $\left\langle S_\xi f, \tilde{f} \right\rangle_\xi = \left\langle f, \tilde{S}_\xi \tilde{f} \right\rangle_\xi$.

Будем предполагать, что при любом ξ $(a < \xi \le b)$ уравнения $S_\xi f = 0$ и $\tilde{S}_\xi f =$ имеют в D_ξ только тривиальные решения.

Обозначим через G и G_1 соответственно множества функций φ и h из $C_{[a,b]}$ для которых при любом ξ $(a < \xi \le b)$ уравнения $S_\xi f = \varphi(x)$ и $\tilde{S}_\xi f = h(x)$ $(a \le x \le \xi)$ имеют в D_ξ решения. Тогда каждой функции $\varphi(x)$ и $h(x)$ $(a \le x \le \xi; \varphi \in G, h \in G_1)$ ставятся в соответствие некоторые функции $f(\xi, x)$ и $\tilde{f}(\xi, x)$ из D_ξ. Эти соответствия определяют семейства операторов T_ξ и $\tilde{T}_\xi$ $(a < \xi \le b)$ таких, что $f(\xi, x) = T_\xi \varphi$, $\tilde{f}(\xi, x) = \tilde{T}_\xi h$. При $x \in (\xi, b]$ полагаем $(T_\xi \varphi)(x) = (\tilde{T}_\xi h)(x) = 0$.

Для любых двух функций φ и h $(\varphi \in G, h \in G_1)$ и при любом ξ $(a < \xi \le b)$ имеет место равенство $\left\langle T_\xi \varphi, h \right\rangle_\xi = \left\langle \varphi, \tilde{T}_\xi h \right\rangle_\xi$.

Пусть теперь функционал F_ξ определен формулой (5), где $\psi \in C_{[a,b]}$ и $\psi(a) \neq 0$. Обозначим через $Ker\, F_\xi$ множество функций $f \in D_\xi$ таких, что $F_\xi(f) = 0$. Легко убедиться непосредственной проверкой, что функция $\tilde{f}(x) = f(x) - \dfrac{\left\langle f, \psi \right\rangle_\xi}{\psi(a)}\delta(x-a)$, при любом $f \in D_\xi$, принадлежит $Ker\, F_\xi$.

На множестве функций φ из $C_{[a,b]}$ и f из D_ξ определим операторы

$$Q\varphi = \varphi(x) - \frac{\varphi(a)}{K(a,a)}K(x,a) \quad (a \le x \le b), \quad R\varphi = \varphi(x) - \frac{\varphi(a)}{K(a,a)}\overline{K(a,x)} \quad (a \le x \le b),$$

$$\tilde{Q}_\xi f = f(x) - \frac{(\tilde{S}_\xi f)(a)}{\overline{K(a,a)}}\delta(x-a) \quad (a \le x \le \xi), \quad \tilde{R}_\xi f = f(x) - \frac{(S_\xi f)(a)}{K(a,a)}\delta(x-a) \quad (a \le x \le \xi).$$

Операторы $Q, \tilde{Q}, R$ и $\tilde{R}$ обладают свойствами:

1. $(Q\varphi)(a) = (R\varphi)(a) = 0 \quad (\varphi \in C_{[a,b]})$;

2. $Q\varphi = \varphi$, $R\varphi = \varphi$, если $\varphi \in C_{[a,b]}$ и $\varphi(a) = 0$;

3. $\widetilde{Q}_\xi f \in Ker\, F_{1\xi}$, $\widetilde{R}_\xi f \in Ker\, F_{2\xi}$, если $f \in D_\xi$, а функционалы $F_{1\xi}$ и $F_{2\xi}$ определены соответственно посредством функций $\psi_1(x) = K(x, a)$ и $\psi_2(x) = \overline{K(a, x)}$;

4. $\widetilde{Q}_\xi f = f$, $\widetilde{R}_\xi \widetilde{f} = \widetilde{f}$, если $f \in Ker\, F_{1\xi}$, а $\widetilde{f} \in Ker\, F_{2\xi}$.

В силу этих свойств на множестве $C_{[a,b]}$ выполняются равенства $QQ = Q$, $RR = R$, а на множестве D_ξ выполняются равенства $\widetilde{Q}_\xi \widetilde{Q}_\xi = \widetilde{Q}_\xi$, $\widetilde{R}_\xi \widetilde{R}_\xi = \widetilde{R}_\xi$.

Лемма 3. При любых функциях φ и f $(\varphi \in C_{[a,b]}, f \in D_\xi)$ справедливы равенства $\langle Q\varphi, f\rangle_\xi = \langle \varphi, \widetilde{Q}_\xi f\rangle_\xi$, $\langle R\varphi, f\rangle_\xi = \langle \varphi, \widetilde{R}_\xi f\rangle_\xi$.

III. Зафиксируем в G и G_1 две любые функции f_0 и g_0. Пусть функции $U(\xi, x) = \widetilde{T}_\xi g_0$ и $V(\xi, x) = T_\xi f_0$ имеют вид

$$U(\xi, x) = \varphi_1(\xi, x) + \alpha_1(\xi)\delta(x - a) + \beta_1(\xi)\delta(\xi - x),$$
$$V(\xi, x) = \varphi_2(\xi, x) + \alpha_2(\xi)\delta(x - a) + \beta_2(\xi)\delta(\xi - x),$$

где $\alpha_k(x), \beta_k(x) \in C_{[a,b]}$, а $\varphi_k(x,t) \in C_{[a,b]\times[a,b]}$, $k = 1, 2$.

Выберем в $C^1_{[a,b]}$ две произвольные функции $r(x)$ и $g(x)$ такие, чтобы они ни в одной точке интервала $[a, b]$ не обращались в нуль, и запишем операторы

$$U\varphi = \frac{1}{r(x)}\frac{d}{dx}\int_a^x \overline{U(x,t)}\varphi(t)dt \quad (a \le x \le b), \; V\varphi = \frac{1}{g(x)}\frac{d}{dx}\int_a^x \overline{V(x,t)}\varphi(t)dt \quad (a \le x \le b), \tag{6}$$

$$\widetilde{U}\psi = U(\xi, x)\frac{\psi(\xi)}{r(\xi)} - \int_x^\xi U(t, x)\frac{d}{dt}\frac{\psi(t)}{r(t)}dt \quad (a \le x \le \xi \le b),$$

$$\widetilde{V}\psi = V(\xi, x)\frac{\psi(\xi)}{g(\xi)} - \int_x^\xi V(t, x)\frac{d}{dt}\frac{\psi(t)}{g(t)}dt \quad (a \le x \le \xi \le b),$$

имеющие области определения $D(U) = G$, $D(V) = G_1$, $D(\widetilde{U}_\xi) = D(\widetilde{V}_\xi) = C^1_{[a,\xi]}$.

Полагаем $\widetilde{V} = \widetilde{V}_\xi$, $\widetilde{U} = \widetilde{U}_\xi$ при $\xi = b$.

Лемма 4. Для любых функций φ и h $(\varphi \in G, h \in G_1)$ имеет место соотношение $\langle UQ\varphi, Vh\rangle = \langle VRh\rangle$.

Лемма 5. Пусть в G и G_1 существуют функции f_0 и g_0 такие, что функции $\int_a^x \overline{U(x,t)}\varphi(t)dt$ и $\int_a^x \overline{V(x,t)}h(t)dt$ при любых φ и h $(\varphi \in G, h \in G_1)$ абсолютно непрерывны на интервале $[a, b]$. Тогда при любом ξ $(a < \xi \le b)$ $\langle U\varphi, \psi\rangle_\xi = \langle \varphi, \widetilde{Q}_\xi \widetilde{U}_\xi \psi\rangle_\xi$ и $\langle V\varphi, \psi\rangle_\xi = \langle \varphi, \widetilde{R}_\xi \widetilde{V}_\xi \psi\rangle_\xi$, если $\varphi \in G$, $\psi \in C^1_{[a,\xi]}$.

Доопределим операторы $\widetilde{U}_\xi$ и $\widetilde{V}_\xi$ нулем при $x \in (\xi, b]$, то есть, полож $(\widetilde{U}_\xi \psi)(x) = (\widetilde{V}_\xi \psi)(x) = 0$ при $\xi < x \le b$ $(\psi \in C^1_{[a,\xi]})$.

На множестве D^0_ξ определим операторы

$$\widetilde{Q} f_\xi = \begin{cases} f(x) - \dfrac{(\widetilde{S}_\xi f)(a)}{K(a,a)} \delta(x-a) = \widetilde{Q}_\xi f & a \le x \le \xi, \\ 0 & \xi < x \le b, \end{cases}$$

$$\widetilde{R} f_\xi = \begin{cases} f(x) - \dfrac{(S_\xi f)(a)}{K(a,a)} \delta(x-a) = \widetilde{R}_\xi f & a \le x \le \xi, \\ 0 & \xi < x \le b. \end{cases}$$

Области значений операторов $\widetilde{U}_\xi$, $\widetilde{V}_\xi$, $\widetilde{Q}$, $\widetilde{R}$ лежат в D^0_ξ.

Лемма 6. При любом ξ $(a < \xi \le b)$ на множестве функций из D_ξ выполняется рав ство $QS = S\widetilde{R} = QS\widetilde{R}$, $RS = \widetilde{S}\widetilde{Q} = R\widetilde{S}\widetilde{Q}$.

Обозначим через G^0 и G^0_1 множество функций из G и G_1 соответственно, обраща щихся в нуль при $x = a$.

Лемма 7. Пусть существуют операторы U^{-1}, V^{-1} и $\widetilde{U}^{-1}$, $(U^{-1}, V^{-1} \in [C, C]$; $\widetilde{U}^{-1}, \widetilde{V}^{-1} \in [D, C])$ удовлетворяющие условиям:

1) для любых функций $h \in C^1_{[a,b]}$, функции $U^{-1}h \in G^0$, $V^{-1}h \in G^0_1$ и на множест $C^1_{[a,b]}$ выполняются равенства $UU^{-1} = E$, $VV^{-1} = E$;

2) при любом ξ $(a < \xi \le b)$ на множестве функций из D_ξ выполняются равенст $\widetilde{Q}\widetilde{U}_\xi\widetilde{U}^{-1} = \widetilde{Q}$, $\widetilde{R}\widetilde{V}_\xi\widetilde{V}^{-1} = \widetilde{R}$.

Тогда для любых функций h и f_ξ $(h \in C^1_{[a,b]}, f_\xi \in D^0_\xi)$ при любом ξ $(a < \xi \le$ справедливы равенства

$$\left\langle U^{-1}h, f_\xi \right\rangle_\xi = \left\langle h, \widetilde{U}^{-1} f_\xi \right\rangle_\xi, \quad \left\langle V^{-1}h, f_\xi \right\rangle_\xi = \left\langle h, \widetilde{V}^{-1} f_\xi \right\rangle_\xi.$$

IV. Достаточные условия факторизации оператора (4) на D дает следующая

Теорема. Пусть выполняются условия лемм 5 и 7 и, кроме того: функци $M(\xi) = \left\langle T_\xi f_0, g_0 \right\rangle_\xi$ дважды непрерывно дифференцируема на $[a, b]$ и $M'(x)$ не обраща ется в нуль ни в одной точке этого интервала; уравнения $\int_a^x \overline{U(x,t)}\varphi(t)dt = 0$ $\int_a^x \overline{V(x,t)}\varphi(t)dt = 0$ не имеют в $C_{[a,b]}$ нетривиальных решений; функции $r(x)$ и $g(x$ в операторах U и V, определенных формулами (6), выбраны так, что $r(x)\overline{g(x)} = M'(x$ и области значений операторов U и V лежат в $C^1_{[a,b]}$; существуют треугольные операто

U^{-1} и V^{-1} такие, что при любом $\xi\ (a<\xi\le b)$ $P_\xi U^{-1}=P_\xi U^{-1}P_\xi$, $P_\xi V^{-1}=P_\xi V^{-1}P_\xi$, которые являются левыми обратными к операторам U и V соответственно на множествах G^0 и D^0; существуют операторы $\widetilde{U}^{-1}$ и $\widetilde{V}^{-1}$, которые являются правыми обратными к операторам $\widetilde{U}_\xi$ и $\widetilde{V}_\xi$ на множестве $C^1_{[a,b]}$ и при любом $\xi\ (a<\xi\le b)$ удовлетворяющие условию $\widetilde{U}^{-1}f_\xi=P_\xi\widetilde{U}^{-1}f_\xi=\widetilde{U}^{-1}\widetilde{Q}f_\xi$, $\widetilde{V}^{-1}f_\xi=P_\xi\widetilde{V}^{-1}f_\xi=\widetilde{V}^{-1}\widetilde{R}f_\xi$, $f_\xi\in D^0_\xi$.

Тогда ограниченный оператор S, действующий из D в $C_{[a,b]}$ с непрерывным ядром $K(x,t)$, удовлетворяющим условию $K(a,a)\ne 0$, на множестве функций из D допускает представление

$$Sf=U^{-1}\widetilde{V}^{-1}f+\frac{(Sf)(a)}{K(a,a)}K(x,a). \tag{7}$$

Из-за сложности, доказательство теоремы здесь не приводится (с ним можно ознакомиться в [11]).

Следствие. На множестве G оператор T, определенный формулой

$$T\varphi=\widetilde{R}\widetilde{V}U\varphi+\frac{\varphi(a)}{K(a,a)}\delta(x-a), \tag{8}$$

удовлетворяет соотношению $ST=E$ (в этом можно убедиться непосредственной проверкой).

V. **Пример.** Пусть оператор S задан формулой $Sf=\int_0^\omega e^{-\nu|x-t|}f(t)dt$ $(\nu>0)$.

Ядро $K(x,t)=e^{-\nu|x-t|}$ оператора S не обращается в нуль при $x=t=0$.

Положим $G=G_1=C^2_{[0,\omega]}$. Выберем $f_0(x)=g_0(x)=1$ $(0\le x\le\omega)$ и решим уравнение $S_\xi f=\int_0^\xi e^{-\nu|x-t|}f(t)dt=1$. Решением будет функция $V(\xi,t)=\frac{1}{2}[\nu+\delta(t)+\delta(\xi-t)]$.

Вычислим $M(x)=\frac{1}{2}\int_0^x[\nu+\delta(t)+\delta(x-t)]dt=\frac{\nu}{2}x+1$, $M'(x)=\frac{\nu}{2}$.

Функции $r(x)$ и $g(x)$ выберем равными $\sqrt{\frac{\nu}{2}}$.

Запишем операторы U и V: $U\varphi=V\varphi=\frac{1}{\sqrt{2\nu}}\frac{d}{dx}\int_0^x[\nu+\delta(t)+\delta(x-t)]dt$ $(\varphi\in C^2_{[0,\omega]})$.

После упрощения имеем $U\varphi=\frac{1}{\sqrt{2\nu}}[\nu\varphi(x)+\varphi'(x)]$.

Так как решением уравнения $U\varphi=\psi$ $(\psi\in C^1_{[0,\omega]})$ с условием $\varphi(0)=0$, будет функция $\varphi(x)=\sqrt{2\nu}\int_0^x e^{\nu(t-x)}\psi(t)dt$, то операторы U^{-1} и V^{-1} введем формулами

$$U^{-1}\psi=V^{-1}\psi=\sqrt{2\nu}\int_0^x e^{\nu(t-x)}\psi(t)dt\quad(\psi\in C_{[0,\omega]}).$$

Операторы $\widetilde{U}_\xi$ и $\widetilde{V}_\xi$ имеют вид

$$\widetilde{U}_\xi\psi=\widetilde{V}_\xi\psi=\frac{1}{\sqrt{2\nu}}[\nu+\delta(x)+\delta(\xi-x)]\psi(\xi)-\frac{1}{\sqrt{2\nu}}\int_x^\xi[\nu+\delta(x)+\delta(t-x)]\frac{d}{dt}\psi(t)dt \quad (\psi\in C^1_{[0,\omega]}).$$

Преобразуем оператор $\widetilde{U}_\xi$ к виду $\widetilde{U}_\xi\psi=\frac{1}{\sqrt{2\nu}}[\nu\psi(x)-\psi'(x)-\psi(0)\delta(x)+\psi(\xi)\delta(\xi-x)]$

Чтобы найти $\widetilde{U}^{-1}$ и $\widetilde{V}^{-1}$, решим уравнение $\widetilde{Q}\widetilde{U}\psi=\widetilde{Q}f$, где $\widetilde{U}=\widetilde{U}_\xi$ при $\xi=b$, $f(x)=\varphi(x)+\alpha\delta(x)+\beta\delta(\omega-x)\in D$.

Находим $\psi(x)=\sqrt{2\nu}\int_x^\omega e^{\nu(x-t)}[\varphi(t)+\beta\delta(\omega-t)]dt$.

Операторы $\widetilde{U}^{-1}$ и $\widetilde{V}^{-1}$ введем формулами

$$\begin{cases}\widetilde{U}^{-1}f_\xi=\widetilde{V}^{-1}f_\xi=\sqrt{2\nu}\int_x^\omega e^{\nu(x-t)}f_\xi(t)dt \quad (\xi<x\le\omega),\\ \left(\widetilde{U}^{-1}f_\xi\right)(0)=\left(\widetilde{V}^{-1}f_\xi\right)(0)=\lim_{x\to+0}(\widetilde{U}^{-1}f_\xi)(x) \quad (x=0),\end{cases} \qquad D(\widetilde{U}^{-1})=D(\widetilde{V}^{-1})=D^0_\xi.$$

Все условия теоремы для оператора S выполняются, поэтому на множестве D он представим в виде (7)

$$Sf=2\nu\int_0^x e^{\nu(t-x)}\int_t^\omega e^{\nu(t-\tau)}f(\tau)d\tau dt+\int_0^\omega e^{-\nu(x+t)}f(t)dt.$$

Оператор T найдем по формуле (8). Так как

$$\widetilde{R}\widetilde{V}\psi=\frac{1}{\sqrt{2\nu}}[\nu\psi(x)-\psi'(x)-\psi(0)\delta(x)+\psi(\omega)\delta(\omega-x)],$$

$$\widetilde{R}\widetilde{V}U\varphi=\frac{1}{\sqrt{2\nu}}\left\{\nu^2\varphi(x)-\varphi''(x)-[\nu\varphi(0)+\varphi'(0)]\delta(x)+[\nu\varphi(\omega)+\varphi'(\omega)]\delta(\omega-x)\right\},$$

то $T\varphi=\frac{1}{2}\left\{\nu\varphi(x)-\frac{\varphi''(x)}{\nu}+[\varphi(0)-\frac{\varphi'(0)}{\nu}]\delta(x)+[\varphi(\omega)+\frac{\varphi'(\omega)}{\nu}]\delta(\omega-x)\right\}$.

Список литературы: 1. *Крейн М.Г.* Об одном новом методе решения линейных интегральных уравнений первого и второго рода. М.: ДАН СССР. 1955. Т.100. №2. С. 413-416. 2. *Гохберг И.Ц., Крейн М.Г.* О факторизации операторов в гильбертовом пространстве // Acta scient math. 1964. Т.25. №1-2. С. 90-123. 3. *Баркар М.А., Гохберг И.Ц.* О факторизации операторов в банаховом пространстве. Кишинев: Мат. исследования 1966. Т.1. №2. С. 98-129. 4. *Гохберг И.Ц., Крейн М.Г.* Теория вольтеровых операторов в гильбертовом пространстве и ее приложения. М.: Наука. 1967. 508 с. 5. *Сахнович Л.А.* Факторизация операторов в $L^2_{[a,b]}$ Функциональный анализ. 1979. Т.13. №3. С. 40-45. 6. *Крейн М.Г.* Об интегральных уравнениях, порождающих дифференциальные уравнения второго порядка. М.: ДАН СССР. 1954. Т.97. №1. С. 21-24. 7. *Нижник Л.П.* Обратная нестационарная задача рассеяния. Киев: Наук. думка. 1973. 8. *Захаров В.Е., Шабат А.Б.* Схема интегрирования нелинейных уравнений математической физики методом обратной задачи рассеяния // Функц. анализ. 1974. Т.8. №3. С. 43-53. 9. *Сахнович Л.А.* Уравнения с разностным ядром на конечном отрезке. М.: УМН. 1980. Т.35. №4. С. 69-129. 10. *Буслаев А.Г.* Аналог факторизации операторов в классе обобщенных функций. К.: Деп. Укр. НИИНТИ. 1986. №856. 27 с. 11. *Буслаев А.Г.* Интегральные уравнения I-го рода, встречающиеся в задачах математической физики. Одесса: ОГУ. 1989. 131 с.

Одесская национальная академия связи

Поступила в редколлегию 12.12.2006

УДК 631.391

Л. И. МЕЛЬНИКОВА, канд. техн. наук, Д. В. АНДРУШКО, М. Н. ДЕМЧЕНКО

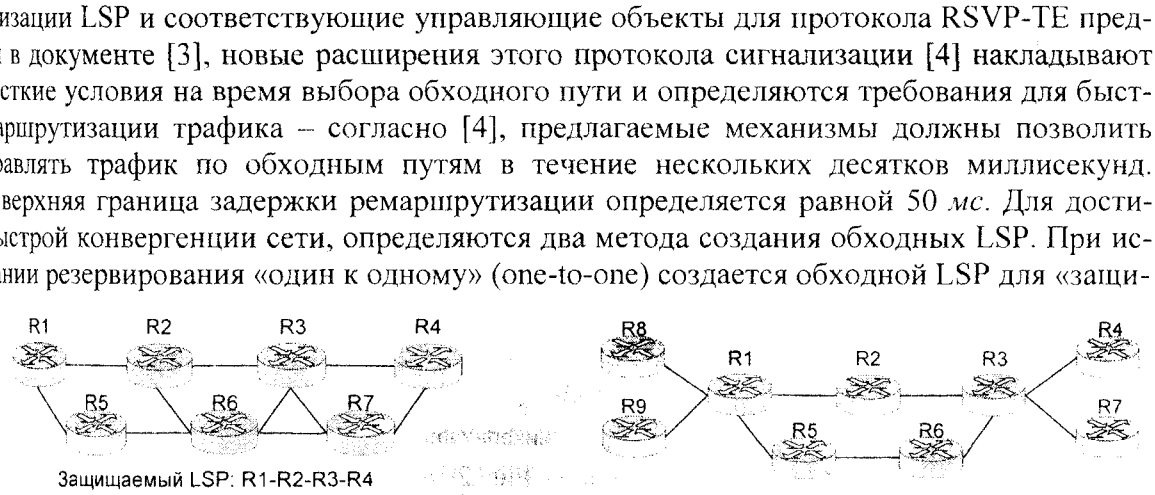
РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ СЕТЕВЫХ ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕДАЧИ IP ТРАФИКА В ТЕХНОЛОГИИ MPLS-TE

Введение

Технология мультипротокольной коммутации меток MPLS [1] позволила провайдерам эффективно передавать IP-трафик по виртуальным каналам (LSP), задаваемым с помощью меток. Разделение процесса передачи информации в технологии MPLS на две плоскости – управления и пересылки – дает возможность четко формализовать независимые задачи, решаемые на каждом уровне. Согласно предложенной концепции, в плоскости управления выполняются функции, связанные с маршрутизацией, сигнализацией, обработкой ошибок, приоритезацией потоков и т.д. Заложенное в архитектуре MPLS понятие стека меток, позволяет создавать явно заданные от конца в конец виртуальные пути для пересылки IP-трафика. При использовании технологии MPLS, основные функции, такие как вычисление пути, выделение меток, создание стека меток и т.д. выполняются пограничными маршрутизаторами, в то время как промежуточные LSR выполняют простое извлечение метки из стека и пересылку пакета на исходящий порт.

С появлением концепции трафик инжиниринга (TE) [2] операторы связи получили возможность оптимизировать использование сетевых ресурсов. На практике под TE понимается отображение IP потоков на существующую физическую топологию наиболее эффективным способом для достижения желаемых рабочих целей. Без трафик инжиниринга, трафик пересылался бы по кратчайшим путям, вычисленным с помощью протоколов внутренней маршрутизации (IGP). IGP протоколы вычисляют кратчайшие маршруты, но выбор таких путей не всегда оптимален. Пути могут перекрываться на отдельных участках, что приведет к перегрузке одних участков, в то время как другие пути будут недогружены. Одно из решений этой проблемы – манипуляция с IGP метрикой. Однако этот подход может вызвать непредсказанные перегрузки на некоторых участках сети. С использованием технологии трафик инжиниринга у операторов появилась возможность задавать обходные пути в сети для перенаправления трафика в соответствии с конфигурацией, определяемой системной политикой.

Одними из важнейших требований, предъявляемых к магистральным участкам сети, являются надежность и высокая доступность. Для реализации высокой доступности сети в плоскости пересылки данных создаются обходные пути, а задачей плоскости управления является ремаршрутизация трафика в обход поврежденных участков. Хотя основные положения ремаршрутизации LSP и соответствующие управляющие объекты для протокола RSVP-TE представлены в документе [3], новые расширения этого протокола сигнализации [4] накладывают более жесткие условия на время выбора обходного пути и определяются требования для быстрой ремаршрутизации трафика – согласно [4], предлагаемые механизмы должны позволить перенаправлять трафик по обходным путям в течение нескольких десятков миллисекунд. Обычно верхняя граница задержки ремаршрутизации определяется равной 50 *мс*. Для достижения быстрой конвергенции сети, определяются два метода создания обходных LSP. При использовании резервирования «один к одному» (one-to-one) создается обходной LSP для «защи-



а *б*

Рис. 1

щаемого» виртуального канала в каждой потенциальной точке локального восстановле (рис.1, *а*). «Легкое» (facility) резервирование создает обходной туннель для защиты потенц альной точки сбоя (рис.1, *б*); при использовании преимущества стека меток такой обходн туннель может применяться для «защиты» нескольких туннелей, имеющих сходные требов ния к обслуживанию.

Несмотря на достаточно проработанные механизмы ремаршрутизации, единственн критерием начала использования обходных путей является выход из строя канала связи и узла. Однако существует множество ситуаций в работоспособных сетях, при которых целес образно использование обходных путей. Наиболее очевидный и проработанный критерий и пользования обходных путей – перегрузка отдельного участка сети. С другой стороны, изм нение рабочих характеристик физического уровня могут приводить к увеличению потерь и т держек пакетов в канале. При этом, с точки зрения оконечного оборудования, канал будет р ботоспособным. В работе представлены результаты экспериментальных исследований сетев параметров в случае изменений характеристик физического уровня, при этом показано, что в многих ситуациях целесообразно использовать обходные пути при увеличении потерь п маршруту и задержек в очереди передающего устройства.

Макет исследования сетевых параметров

Схема макета, используемого для исследования сетевых параметров, приведена на рис. В качестве клиентов сети были использованы ПК, работающие под управлением операцио ной системы Windows 2000. Для вычисления односторонней задержки, оба компьютера бы синхронизированы с использованием метода синхронизации времени для IP-сетей – протоко NTP (Network time Protocol). В качестве сервера NTP использовался ПК, работающий п управлением ОС FreeBSD. Источник и получатель трафика, а также маршрутизаторы подкл чены к коммутатору с использованием технологии Fast Ethernet на скорости 100 *Мбит/с* полнодуплексном режиме. Для моделирования участка транспортной сети были использова маршрутизаторы Cisco 1760. Fast Ethernet интерфейсы маршрутизаторов, так же как и компь теры, подключены в коммутаторы Cisco Catalyst 2950. В качестве внешних сетевых подключ ний были использованы последовательные интерфейсы маршрутизаторов, настроенные д работы в асинхронном режиме, с максимальной скоростью передачи 115200 *бит/с*, дисципл на обслуживания выходной очереди – FIFO. Для проведения эксперимента канальный урове на последовательном соединении был реализован с использованием протокола PPP (Point-t Point Protocol). Для исследования характеристик сетевого трафика в разрыв канала связи бы включена линия задержки с изменяемой задержкой от 0 до 4 *мкс*.

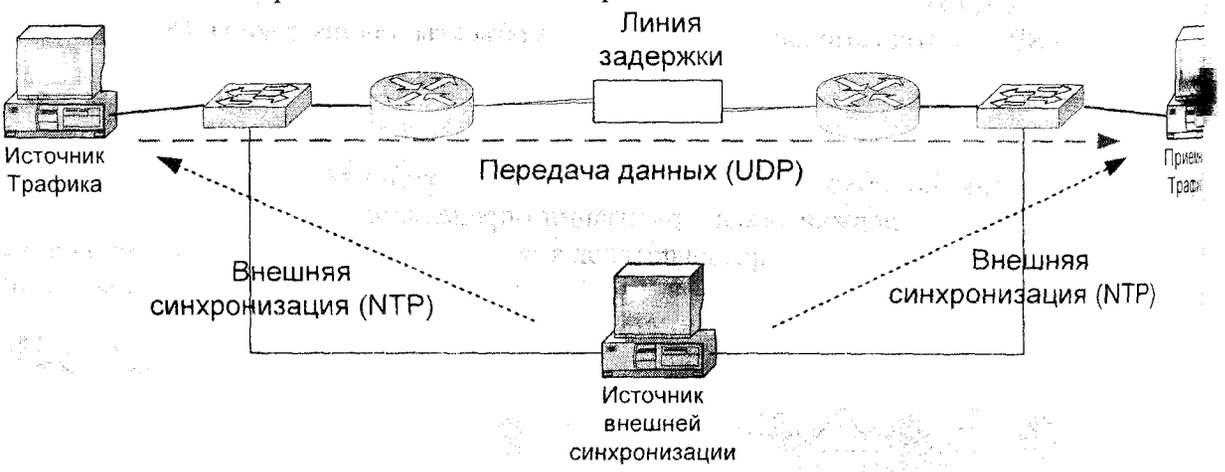


Рис. 2

Исследование характеристик трафика проводилось с использованием пакета прогр D-ITG. С помощью генератора трафика ITGSend, по направлению от источника к приемни создавался поток трафика. В эксперименте с помощью источника генерировался поток UD пакетов с нормальным распределением интенсивности отправления пакетов. Протокол UD

ел выбран в связи с необходимостью исследования характеристик агрегированного потока о учета показателей отдельных «микропотоков». Использование TCP, особенно на линиях высоким значением задержки, привело бы к множественным повторным передачам потеянных пакетов и искажениям конечных результатов. Учитывая, что эксперимент проводил для исследования параметров магистральных участков сети, вопросы, связанные с исправлением ошибок, сбора фрагментированных пакетов не рассматриваются и должны решаться конечной системой. Для каждого значения задержки проводилось две серии экспериментов для разных размеров пакетов – 512 и 1024 *байт*. В ходе исследования изменялось МО интенсивности генерации трафика – 10 *пак/с*, 20 *пак/с*, 30 *пак/с* и 40 *пак/с*. На приемной стороне с помощью компонента ITGResv производилась запись и последующая обработка результатов эксперимента. Время передачи трафика для каждого эксперимента – 120 *с*.

Результаты эксперимента

В ходе эксперимента производились измерения основных сетевых характеристик – потерь задержек пакетов. На рис. 1, *а, б* приведены абсолютные значения потерь пакетов для каждого значения вносимой задержки. Как видно, потери пакетов увеличиваются по мере роста физической задержки в линии передачи, значительный ростр потерь пакетов наблюдается при увеличении задержки с 2 до 4 *мкс*. Потери при нулевом значении задержки в линии вызваны переполнением очереди в передающем маршрутизаторе и зависят лишь от интенсивности поступающего трафика, размера, дисциплины обслуживания очереди и пропускной способности исходящего канала. Очевидно, что при увеличении интенсивности поступления пакетов, потери, связанные с переполнением очереди также будут возрастать (на рис. 3: *а* – абсолютные потери пакетов: размер пакета 1024 *байт*, *б* – 512 *байт*) и образовывать «постоянную» составляющую, на которую не влияют характеристики среды передачи.

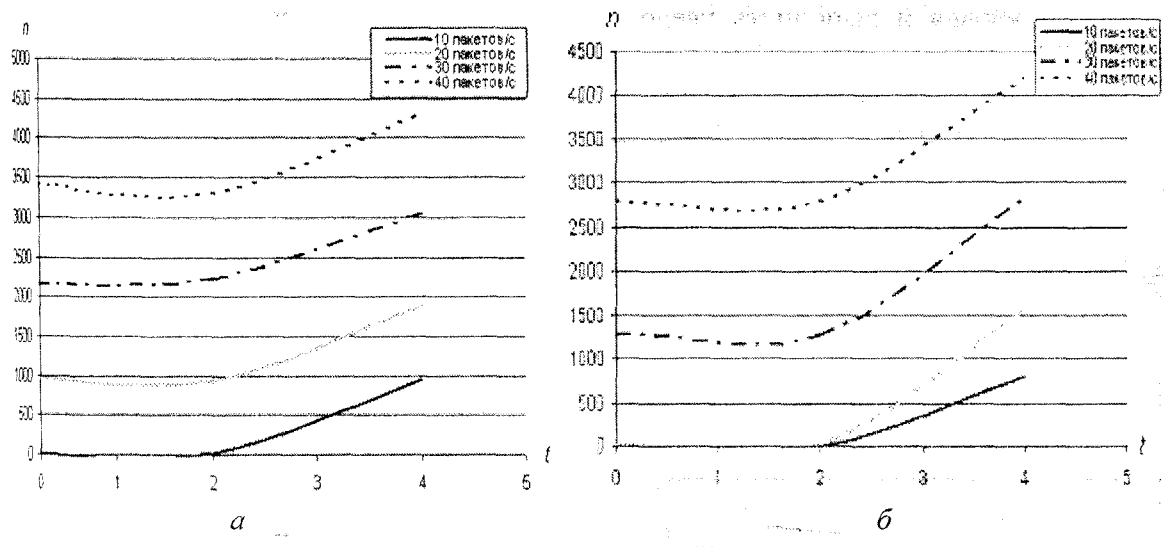


Рис. 3

На рис. 4 представлены вероятностные характеристики потерь пакетов: *а* – 1024 байт, *б* – 512 *байт*.

Значительный рост вероятности потери на участке 2 – 4*мкс* связан с ухудшением характеристик физического уровня. С точки зрения оконечного оборудования, этот канал связи будет работоспособным, однако, учитывая значительные потери в нем (80 – 90 % при задержке 4 мкс. с учетом потерь в очереди) выполнять передачу информации по нему невозможно. Согласно [5] при передаче речи поверх IP допустимые значения потерь пакетов в зависимости от типа кодека и технологии восстановления потерь пакетов, без значительной деградации качества речи, потери могут варьироваться в пределах 5 – 6 %. Однако при передаче пакетов данных (т.е. сегментов протокола TCP), каждый потерянный пакет потребуется передать повторно. Поэтому максимальная допустимая граница потерь не должна превышать 5 %, при

увеличении вероятности потери пакетов необходимо выполнять ремаршрутизацию потоков по обходным путям.

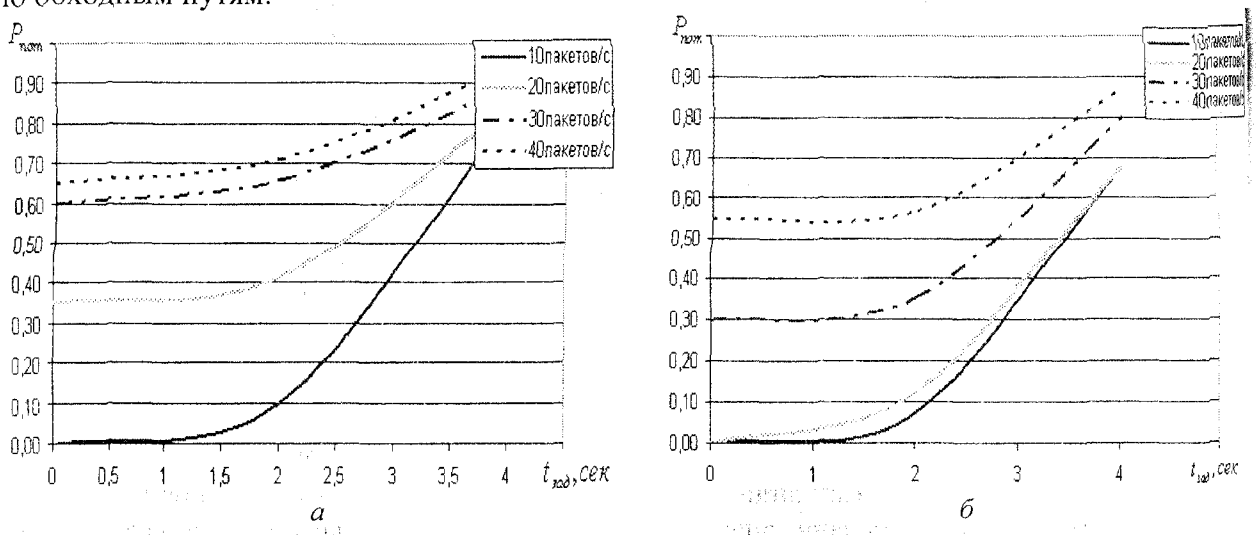


Рис. 4

Поскольку основную составляющую потерь, при передаче трафика по качественной среде передачи (что характерно, например, для ВОЛС) составляют потери в очередях передающего устройства, количественное измерение потерь на практике возможно проводить путем мониторинга очереди на исходящих интерфейсах и при превышении пороговых значений, выполнять полную или частичную ремаршрутизацию по обходным путям. В случае больших потерь в канале связи, которые значительно превышают допустимый порог, мониторинг должен выполняться на принимающей стороне по номерам последовательности пакетов сетевого или транспортного уровня и выполнять уведомление отправителя с использованием протокола сигнализации.

Согласно [5] для передачи речевых пакетов по IP-сетям, односторонняя задержка (т.е. время передачи речевого пакета от источника к получателю) не должно превышать 150 *мс*.

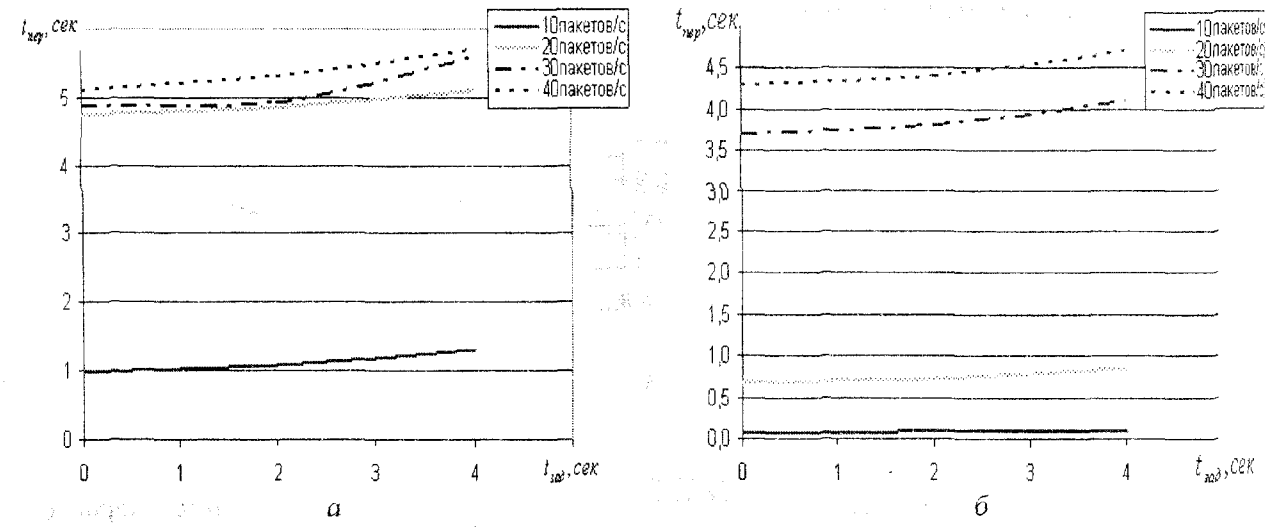


Рис. 5

Дальнейшее увеличение задержки речевых пакетов приводит к значительной деградации качества речи. На рис. 5 представлены характеристики задержек пакетов в моделируемой сети, размер пакета: *а* – 1024 *байт*, *б* – 512 *байт*.

Из рис. 5 видно, что изменение характеристик физического уровня практически не влияет на значение задержек пакетов. Основной составляющей задержки, является время ожидания обслуживания в очереди передающего устройства. На практике измерение односторонней задерж-

ки пакетов затруднительно и требует централизованной синхронизации источника и получателя с использованием протокола NTP. Локальную задержку пакетов на магистральных участках с высокой точностью можно прогнозировать путем мониторинга очереди пакетов на передающем устройстве. Кроме того, следует учитывать различные требования к обслуживанию трафика речи и данных. Минимизировать задержку речевых пакетов в локальном узле, можно используя дисциплины обслуживания очереди. Кроме того, при постоянной загрузке очереди возможно выполнение ремаршрутизации отдельных потоков по резервным путям.

Выводы

Учитывая, что магистральные участки NGN-сетей строятся с использованием технологии MPLS-TE, актуальным является вопрос обеспечения качества обслуживания и высокой доступности сети с использованием механизмов ремаршрутизации. В работе представлены результаты экспериментального исследования сетевых параметров трафика на участке сети MPLS-TE. Показано, что изменение характеристик физического уровня может приводить к значительному росту потерь в канале связи. Кроме того, в результате эксперимента показано, что ухудшение характеристик физического уровня практически не влияет на временные параметры, такие как задержка и джиттер. Проведенное исследование показало возможность «прогноза» изменения параметров потоков, таких как задержки и потери, путем локального мониторинга очереди на внешних интерфейсах, т.к. эта составляющая задержки вносит основной вес в результирующее значение. На основании проведенного исследования, предложены критерии для выполнения ремаршрутизации в сетях MPLS-TE, такие как вероятность потери пакета и средний размер очереди, с которым связана величина задержки пакетов. Для повышения качества обслуживания предлагается выполнять ремаршрутизацию, основанную на контенте, т.е. для трафика данных основным критерием ремаршрутизации считать превышение граничных значений потерь, а для речевого трафика – увеличение задержки.

Список литературы: 1. *Rosen E. and others* RFC-3031. Multiprotocol Label Switching Architecture // IETF Standard, 2001. 2. *Awduche D. et al.* RFC3272 Overview and principles of internet traffic engineering // IETF Standard, 2002. 3. *Farrel A.*, RFC-3479 - RSVP-TE: Extensions to RSVP for LSP Tunnels // IETF Standard, 2001. 4. *Tunnels, Pan P., Swallow G., Atlas A...* RFC-4090 - Fast Reroute Extensions to RSVP-TE for LSP//IETF Standard, 2005. 5. *Roger Britt, Mark Armstrong*, Voice Quality Recommendations for IP Telephony // Nortel Networks, 2000.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.03.2006

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

УДК 621.3.006.357

Ю. Ю. КОЛЯДЕНКО, канд. техн. наук,

МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В СИСТЕМАХ АБОНЕНТСКОГО РАДИОДОСТУПА

Введение

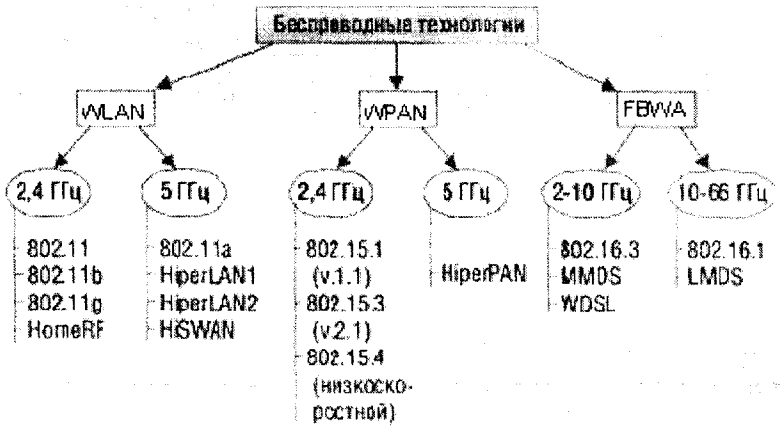
Системы абонентского радиодоступа (САРД) называемые также системами беспровод ного доступа, приобретают все большую популярность, как в нашей стране, так и за рубе жом. Внимание пользователей и специалистов к таким системам привлекают относительн невысокие затраты на организацию связи, простота развертывания и свертывания сети, удоб ство эксплуатации, гибкость архитектуры сети и др. Наряду с преимуществами в таких сис темах существуют и недостатки, наиболее важным среди которых является проблема элек тромагнитной совместимости (ЭМС), которая возникает в результате открытости эфира.

Если некая сосредоточенная по спектру с полезным сигналом помеха не оказывает влияния на качество работы радиоэлектронных средств, то проблемы ЭМС нет [1,2]. Про блема ЭМС проявляется в снижении качества связи, в увеличении вероятности ошибки снижении пропускной способности канала и др.

К САРД предъявляются высокие требования, продиктованные широким кругом решае мых задач. В первую очередь – это задачи обмена данными, где требование иметь достовер ность приема на уровне вероятности ошибки менее 10^{-6} является далеко не самым жестким это абонентский радиодоступ в информационную систему Интернет и в другие информаци онно-аналитические системы. Все это приводит к необходимости поиска новых решений и пу тей обеспечения ЭМС.

Основная часть

Различные типы беспроводных сетей отличаются друг от друга и радиусом действия и поддерживаемыми скоростями соединения, и технологией кодирования данных [3-8]. На рис.1 представлена классификация беспроводных технологий.



LMDS – Local Multipoint Distribution Service
MMDS – Multichannel Multipoint Distribution Service
WDSL – Wireless Digital Subscriber Line

Рис. 1

Бесспорным лидером на рынке продуктов для беспроводных сетей WLAN (Wireless Local Area Network) является оборудование, отвечающее стандартам IEEE 802.11. Одним из основных сегментов рынка этого оборудования составляют решения для организации

так называемых внутриофисных сетей, предназначенных для создания непрерывной зоны покрытия в пределах офисного здания.

Беспроводные сети персонального радиовызова WPAN (Wireless Personal Area Network) базируются на использовании технологии Bluetooth. Bluetooth – технология передачи данных по радиоканалу на малые (до 10 м, с возможностью расширения до 100 м) расстояния позволяет осуществлять связь беспроводных телефонов, компьютеров и различной периферийной аппаратуры, не требуя прямой видимости. Стандарт IEEE 802.15, отвечающий технологии Bluetooth, предназначен для работы в среде со многими пользователями.

Говоря о высокоскоростных системах фиксированного широкополосного доступа FBWA (Fixed Broadband Wireless Access), нужно учитывать, что наибольшее влияние на динамику роста сетей на базе данного оборудования оказывают следующие факторы:

1) развитие систем мобильной связи ставит вопрос о создании транспортной инфраструктуры и использовании высокоскоростных транспортных систем. Конкуренция заставляет новых операторов разворачивать сети в максимально сжатые сроки, что неизбежно привлекает их внимание к радиодоступу;

2) новые альтернативные операторы, предоставляющие услуги связи, зачастую не имеют собственных транспортных сетей, а традиционные операторы не всегда охотно идут на сотрудничество с конкурентами в предоставлении своих высокоскоростных каналов, что также приводит к необходимости использования средств радиодоступа.

Согласно статистическим данным основной объем оборудования FBWA широко используется для организации транспортной инфраструктуры операторов сотовой связи.

Интенсивное распространение САРД привело к необходимости использования одной и той же полосы частот различными сетями радиосвязи, в том числе относящимися к различным службам. Большая часть частотных полос распределена между несколькими радиослужбами. В такой ситуации между системами радиосвязи, относящимися к разным службам, возникают взаимные помехи.

Следует отметить, что проблема появления нежелательных сигналов и помех возникает даже в системах радиосвязи, где очень хорошо спланировано использование радиочастотного спектра. Причем, эта проблема становится более сложной относительно ее решения. Сущность этой проблемы состоит в том, что излучения одной системы могут создать нежелательное действие во второй системе, для которой это излучение не предназначалось.

Таким образом, одной из главных проблем САРД является проблема ЭМС. Предполагается, что условия ЭМС соблюдаются, поскольку разворачиваемые сети абонентского радиодоступа имеют небольшую зону покрытия, однако функционирование данной сети не застраховано от воздействия помех создаваемых соседними (работающими) или вновь вводимыми средствами абонентского радиодоступа.

Особенно трудная электромагнитная обстановка в группировках РЭС, например на самолетах, кораблях, в деловых и культурных центрах. Нежелательные сигналы и помехи могут привести к сбоям в работе компьютеров, средств связи, TV-приемников и других устройств. В пределах одного здания или офиса возможна ситуация, когда действует несколько локальных беспроводных сетей, независимых друг от друга и использующих оборудование радиодоступа одного стандарта, например наиболее популярного стандарта IEEE.802.11 или IEEE.802.15. В результате увеличения плотности РЭС одного стандарта на ограниченной территории могут нарушаться условия ЭМС.

Попытки решения этой проблемы традиционными средствами на практике не всегда успешны. Традиционно для решения этой проблемы применяются частотно-временные, кодовые и энергетические методы. Однако имеющая место тенденция постоянного усложнения ЭМО предполагает изыскание дополнительных методов помехозащиты систем и линий связи [9-11]. Одним из перспективных методов помехозащиты является пространственно-временная обработка сигналов, под которой понимают некоторую совокупность действий

над сигналами, принимаемыми в разных точках пространства, позволяющую с максимальным качеством извлечь содержащуюся в них полезную информацию.

Алгоритмы пространственно-временной (или поляризационно-временной) обработки являются дополнениями к обычным алгоритмам приема сигналов и могут решать целый ряд практически важных задач [9-13]:

– подавлять нежелательные излучения на величину до 30 *дБ* и более;

– оценивать параметры пространственного спектра сигналов и ориентировать или перераспределять минимумы (нули) или максимумы излучений в нужных направлениях;

– в многолучевых каналах отслеживать максимум направления прихода полезного сигнала;

– при достаточном количестве направленных излучений обеспечивать пространственно-временной доступ (каждому терминалу – отдельный луч диаграммы направленности);

– отслеживать поляризационные изменения, которые происходят в урбанизированной среде при перемещении различных проводящих объектов.

Нами предложено решение задачи обеспечения надежной и бесперебойной связи, основанное на пространственно-временном доступе (ПВД), когда каждому из активных абонентов выставляется узкий луч, ширина которого может составлять менее градуса. В качестве антенны может быть использована антенная решетка [9-12] или же одна или несколько гибридных многолучевых антенн (МЛА).

Организация связи с ПВД может быть осуществлена в три этапа.

Первым этапом является организация заявки на связь с абонентской станцией. В данном случае заявку на связь точка доступа принимает по широкому лучу. Повышение вероятности приема заявки может быть обеспечено с помощью широкополосного помехозащищенного сигнала. Такую связь можно организовать, используя метод понижения размерности пространства представления сигналов.

Известно, что переход от одномерных представлений сигналов $S(t)$ к 2 или более мерным позволяет привлекать дополнительные физические параметры и свойства, расширяющие возможности по их модуляции, обработке, повышению помехозащищенности и др [13]. Для n-мерных сигналов могут быть указаны такие важные свойства как поляризация и степень этой поляризации, когерентность и степень когерентности. Для сигналов, расширяющих представление в частотно-временной области, возможно получение базы сигнала $B = \Delta F \cdot \tau >> 1$, где ΔF – полоса занимаемых частот, τ – длительность информационного импульса.

Обработка случайных сигналов в общем случае сводится к получению отображения этого сигнала $\vec{S}(t)$ из множества его отображения $\{S\}$ во множество решений $\{R\}$, состоящее как правило из детерминированных значений:

$$S \xrightarrow{f} R. \qquad (1)$$

Размерности (dim) множеств $\{S\}$ и $\{R\}$ могут совпадать или быть различными. Из теории множеств известно, что отображение (1) при

$$\dim\{S\} > \dim\{R\} \qquad (2)$$

является вырожденным и в общем случае связано с потерей информации. Однако на прак-тике отображение типа (2) часто приходится использовать при приеме и обработке сигналов связи. Так, при обычном выполнении условий на приеме $\dim\{R\} = 1$ использование пространственного или иного метода разнесения на N ветвей, когда $\vec{S}(t) = (S_1(t), S_2(t), ..., S_N(t))^T$, как раз и есть вырожденным отображением значений пространства случайных сигналов размерности N в одномерное пространство решений $\{S\}$ на выходе сумматора или демодулятора. Приобретаемые при этом положительные свойства: глубины замираний на выходе сумматора по сравнению с замираниями в независимых ветвях приема позволяют на десятки децибел улучшить эквивалентную сигнально-помеховую обстановку.

Такого же рода отображение (2) имеет место при пространственно-временной обработке сигналов с использованием адаптивных антенных решеток (ААР), целью которых является

подавление пространственно-сосредоточенных помех $\xi(t)$. При этом, если на входе каждого из антенных элементов ААР имеем плотность распределения $w(\vec{S}(t)/\vec{\xi}(t),t)$, то на выходе общего сумматора добиваются того, чтобы эта плотность преобразовалась к виду

$$w(\vec{S}(t)/\vec{\xi}(t),t) = w(\vec{S}(t),t), \tag{3}$$

что позволяет далее использовать стандартные методы принятия оптимальных решений.

С точки зрения математики, выбирая такое отображение (2) и получая статистику (3), мы тем самым добиваемся выполнения достаточности этой статистики. Так, при наличии мешающего параметра θ условия получения достаточной статистики t, независящей от θ определяется

$$M\{c(v)\} = \int c(v)h(x/t)g(t/\theta)dx = M\{M(c(v)/t\}, \tag{4}$$

где математическое ожидание $M\{\cdot\}$ вне фигурных скобок берется по распределению статистики t. Таким образом, функция от t $M(c(v)/t)$ не зависит от θ, поскольку t – достаточная статистика.

Вторым этапом является определение направления прихода сигнала абонента. Данная задача может быть решена с помощью известных методов оценки пространственного спектра, основанных на выделении и оценке компонент аддитивной смеси сигналов, приходящих из различных направлений.

Для детерминированных сигналов оценка вектора значений направления прихода сигналов $\vec{\theta} = (\theta_1, \theta_2, ..., \theta_n)^T$ производится с помощью разложения Фурье:

$$y_m(\omega_l) = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{-T/2}^{T/2} y_m(t) e^{-j\omega_l t} dt, \tag{5}$$

где $\omega_l = \frac{2\pi}{T}(l_1 + l)$ – значения пространственной частоты, определяемые по выборке на интервале T, с учетом эквидистантного расположения $l = 1,2,...,L$ относительно 1-го антенного элемента.

Для случайных сигналов чаще используют алгоритмы Music, Esprit и другие процедуры, основанные на получении собственных значений матрицы пространственной корреляции R_{xx}. Однако процедура, основанная на выделении собственных значений, является достаточно громоздкой, поскольку требует большого объема выборки, чаще расходящейся (или слабо обусловленной). Кроме того, возникают ложные отметки, являющиеся результатом мешающих параметров. К мешающим параметрам можно отнести сигналы других станций, прием по боковым лепесткам, а также собственные шумы. Поэтому данные методы не всегда позволяют произвести уверенную оценку элементов пространственного спектра. Более того, для САРД данные задачи необходимо решать в реальном масштабе времени при наличии динамической сигнально-помеховой обстановки.

В работе [14] нами была предложена процедура формирования пространственного спектра, каждое отсчетное значение которой сопровождается алгоритмом адаптивного подавления излучений, находящихся за пределами выделенного пространственного окна. В данной работе предлагается рекурсивная процедура оценки пространственного спектра. Таким образом, переходя от одного пространственного окна к другому, мы на каждом переходе формируем нули диаграммы направленности, ориентированные на прочие направления прихода сигналов.

Процедура состоит из трех основных рекурсивных составляющих:

– выделение пространственного окна;

– подавление сигналов, приходящих со всех невыделенных направлений;

– рекурсивное определение отметки соответствия амплитуды и пространственной фазы в выделенном окне.

Ограничение на ширину окна определяется исходя из числа и направленности антенны элементов [14].

В первой фазе цикла формируется пространственное окно с помощью управляющего вектора:

$$\vec{V}(\theta) = \exp(j(n-1)*(\pi \cdot \sin(\theta/180)\cdot\pi)),$$

где n – номер антенного элемента, $n = \overline{1,N}$, N – количество антенных элементов, θ – направление пространственного окна.

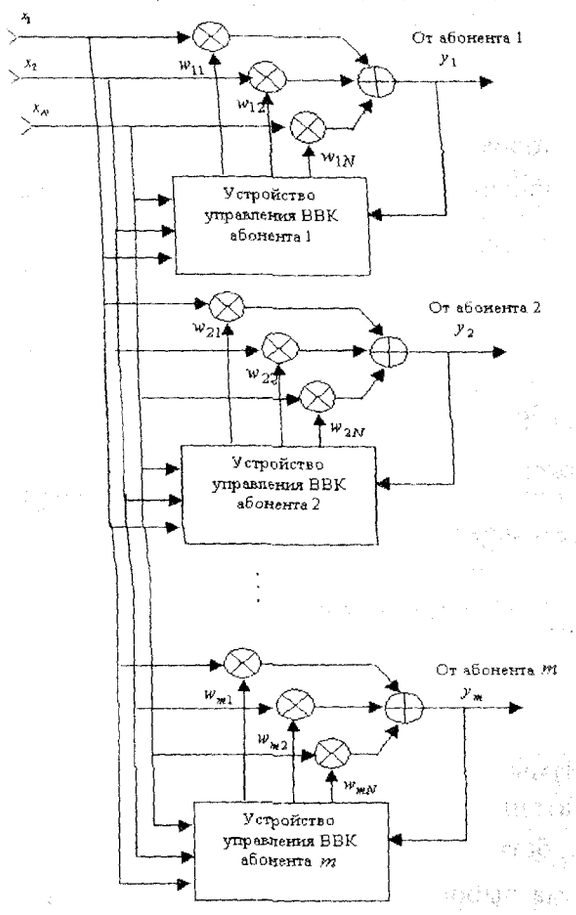


Рис. 2

На второй фазе цикла включается процедура подавления сигналов, приходящих по боковым лепесткам. Данная процедура может быть реализована с использованием алгоритма Уидроу, Калмана, Бьюси, Аппельбаума или других известных алгоритмов управления вектором весовых коэффициентов адаптивной антенной решетки. Так, модификация алгоритма Аппельбаума для подавления сигналов вне выделенного окна имеет следующий вид:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\beta[\vec{X}(k)\vec{W}^{T}(k)\vec{X}(k) - \vec{V}(\theta)],$$

где β – шаговая постоянная k – дискретное время; $\vec{W}(k)$ – вектор весовых коэффициентов (ВВК) в момент времени k; $\vec{X}(k)$ – вектор входных воздействий в момент времени k.

Далее выполняется рекурсивная процедура определения отметки соответствия амплитуды и пространственной фазы в выделенном окне:

$$P(k+1,\theta) = P(k,\theta) + \vec{W}(\theta)^{T}(\vec{X}(k)\cdot\vec{X}(k)^{T})\vec{W}(\theta).$$

К началу третьей фазы переходные процессы второй фазы должны быть завершены. При этом остается отметка о сигнале, попадающем в заданное окно.

Третьим этапом является предоставление связи абоненту по узкому лучу, формируемому в соответствии с заявкой МЛА. В качестве алгоритмов формирования пучка узких лучей могут быть использованы программные методы или же алгоритмы адаптивных антенных решеток, такие, как алгоритмы, синтезированные по критерию минимума среднеквадратического отклонения (МСКО) принимаемого сигнала от опорного и осуществляющие подавление сигналов, не совпадающих по форме с опорным:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) + 2\mu[d(k) - \vec{W}(k)^{T}\vec{X}(k)]\vec{X}(k),$$

где μ – шаговая постоянная; $d(k)$ – опорный сигнал в момент времени k.

При этом сигнал на выходе ААР определяется выражением

$$y(k) = \vec{X}^{T}(k)\vec{W}_{opt} + n(k),$$

где n – шумы в каналах приема.

Структурная схема организации ПВД с N-элементной ААР для обеспечения связи с m абонентами представлена на рис. 2.

Согласно данной схеме в устройстве управления ВВК генерируется опорный сигнал $u(k)$ в соответствии с априорной информацией о направлении прихода сигнала от абонента формируется ВВК согласно процедуре (9). Далее взвешенный сигнал поступает на сумматор, где реализуется процедура (10) и приемник. Таким образом, для каждого абонента формируется свой узкий луч диаграммы направленности.

Заключение

1. Предложено решение задачи обеспечения ЭМС САРД, основанное на ПВД, когда каждому из активных абонентов выставляется узкий луч, ширина которого может составлять менее градуса.

2. Организация связи с ПВД осуществляется в три этапа. На первом этапе заявка на связь с абонентской станцией точка доступа принимает по широкому лучу с помощью широкополосного помехозащищенного сигнала. Вторым этапом является определение направления прихода сигнала абонента, основанное на рекурсивной процедуре оценки пространственного спектра. Третьим этапом является предоставление связи абоненту по узкому лучу. В качестве алгоритмов формирования пучка узких лучей могут быть использованы программные методы или же алгоритмы адаптивных антенных решеток.

3. Данный подход позволит осуществлять подстройку лучей в реальном масштабе времени и обеспечивать уверенный прием при случайных изменениях положения в пространстве абонентов.

Список литературы: 1. *Уайт Д.* Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: Пер. с англ. Вып. 1,2,3 / Под ред. А.И.Сапгира. М.: Сов. радио, 1977, 1978, 1979. 2. *Иванов В.А., Ильницкий Л.Я., Фузик М.И.* Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. К.: Техника, 1983. 118 с. 3. *IEEE 802.*11 WG. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specification. Standard IEEE. 1999. 4. *Молта Д.* Беспроводные технологии // Сети и системы связи. 2001. № 2. С.53 – 63. 5. *Дж.Коновер.* Стандарт 802.11a: ускорение передачи данных // Сети и системы связи. 2001. № 3 (67). С. 32–35. 6. *Блушке А., Матевс М., Панченко Н.* «Родословная» xDSL // Технологии и средства связи. 1999. № 5. С. 37 - 44. 7. *Нечипоренко А.Н.* xDSL: технологии высоких скоростей // Технологии и средства связи. 2000. № 1. С. 18 – 28. 8. *Денисьева О.М., Мирошников Д.Г.* Средства связи для "последней мили". М.: Эко-Трендз-НТЦ НАТЕКС, 1999. 9. *Уидроу Б., Стирнз С.* Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с. 10. *Пистолькорс А. А., Литвинов О. С.* Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с. 11. *Родимов А. П., Поповский В. В.* Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь, 1984. 272 с. 12. Монзинго Р. А, Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 486 с. 13. *Поповский В.В., Холод Л.Н.* Понижение размерности пространства представления сигналов – универсальный метод их обработки // Тез. докл. 9-й Междунар. науч. конференции "Теория и техника передачи, приема и обработки информации", 7-10 окт. 2003, Туапсе. С. 6-7. 14. *Коляденко Ю. Ю.* Оценка пространственного спектра сигналов с адаптивной пространственно-временной обработкой / Вісник Укр. будинку економічних та наук.-техн. знань. 2003. Вып. 2. С.128 - 132.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.12.2005

УДК 621.396.946

Л. И. НЕТИКОВА

ОПРЕДЕЛЕНИЕ УРОВНЕЙ ПОЛЕЙ ОКОЛО АНТЕННЫ АБОНЕНТСКОЙ СТАНЦИИ ПОДВИЖНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

При работе АС электромагнитное излучение воспринимается не только приемником базовой станции, но и телом пользователя и, в первую очередь, его головой. Голова пользователя находится в ближней зоне электромагнитного поля (ЭМП), излучаемого антенной АС. Имеет место как потенциально вредное воздействие на биологические ткани со стороны поля, так и влияние тела человека на характеристики самой антенны. В настоящее время проводятся интенсивные исследования, связанные с оценкой влияния ЭМП на пользователя АС. В мировой практике для оценки влияния электромагнитного поля ближней зоны на тело человека как параметр применяют специальный коэффициент абсорбции [1] (или коэффициент удельного поглощения) – SAR (SAR – specific absorbtion rate), определяемый в соответствии с формулой

$$SAR = \frac{d}{dt}\left(\frac{dW}{dm}\right) = \frac{\sigma \cdot |E|^2}{\rho} = c\frac{dT}{dt},$$

где σ – проводимость биологической ткани; ρ – плотность (удельный вес) биологической ткани; E – действующее (среднеквадратическое) значение напряженности электрического поля в биологической ткани; c – удельная теплоемкость биологической ткани; dt/dT – прирост температуры биологической ткани.

Параметр SAR представляет собой мощность dW, поглощаемую биологической тканью массой dm за время dt и, таким образом, при его определении учитываются практически все аспекты, связанные с ЭМП ближней зоны: технические характеристики источника излучения, биологические характеристики тканей, искажения поля, вносимые телом человека.

Определение значений SAR проводится двумя основными методами: с помощью «фантома» и с помощью компьютерного моделирования.

«Фантом» представляет собой имитатор тканей человеческого организма. «Фантомы» с различной степенью точности копируют человеческое тело. Электрические свойства наполнителя фантома должны в той или иной степени соответствовать электрическим свойствам реальных биологических тканей (кожи, мускулов, жира, кости, крови и т.д.). Измеряя с помощью датчика, расположенного внутри «фантома», напряженность электрического поля в различных точках имитатора и, учитывая электрические параметры наполнителя, можно определить величину SAR. Для определения SAR используют также имплантируемый датчик температуры.

Необходимость применения компьютерного моделирования вызвана тем, что в действительности невозможно измерить распределение полей или величины SAR внутри человека. И в то же время SAR является важнейшей величиной, так как нормы облучения человека установлены в SAR. Моделирование выполняется с помощью численных методов, основанных на решении уравнений Максвелла. Эти методы работают тем точнее, чем большими компьютерными ресурсами располагает исследователь. Добавление в качестве моделируемого объекта тела человека, представляющего собой диэлектрический материал с большими потерями, значительно усложняет задачу. Однако именно такое моделирование, близкое к реальным условиям, позволяет наиболее точно произвести расчет мощности, поглощаемой в теле человека при работе АС. Рассмотрим некоторые наиболее распространенные методы численного электродинамического анализа антенн АС.

Метод моментов (Method of Moments, MoM) предполагает описание антенны в виде многослойной планарной конструкции. Слои, где это необходимо, соединяются с помощью металлических перемычек. Считается, что токи в этих перемычках имеют только вертикальную составляющую по оси Z. Используя известные функции Грина для элементарных металлических форм, на которые разбивается вся металлическая форма плоской антенны,

программа решает систему уравнений, составленную на основании непрерывности полей на границах слоев.

Метод конечных элементов. В этом методе (Finite Element Method, FEM) все анализируемое пространство разбивается на конечные элементы, в соответствии с ожидаемой скоростью изменения поля. Формируется набор неизвестных (значения поля) на гранях конечных элементов, составляется система уравнений, которая решается в частотной области.

Метод конечно-разностного домена времени (finite-difference time-domain, FDTD) состоит в использовании метода конечных разностей для решения системы уравнений Максвелла в форме алгебраических уравнений [2].

Проведем сравнительный анализ перечисленных методов. По сравнению с алгоритмами моделирования в частотной области типа MoM и FEM, метод FDTD прост в программной реализации. Окончательные алгебраические уравнения для FDTD записываются во временной форме. FDTD не создает большие матричные уравнения, которые присущи MoM и FEM. Хотя основные вычислительные требования для FDTD обычно намного выше, чем для MoM при моделирования маленьких и средних структур, FDTD может требовать намного меньшие вычислительные ресурсы, чем MoM, для больших структур. С другой стороны, метод FDTD обычно требует меньше вычислительных ресурсов, по сравнению с методом FEM для сильно изогнутых структур. Моделирование FDTD дает обычно широкополосный результат. Одно единственное моделирование может выдавать широкополосную частотную характеристику. MoM и FEM обычно требуют широкой частотной полосы для полного анализа. FDTD имитаторы могут обрабатывать сложный диэлектрик, структурируя его намного проще, чем MoM и FEM.

Любой из перечисленных методов является технически очень сложным, трудоемким, до конца не отработанным. Оснащение испытательной лаборатории при работе с «фантомом» требует значительных капитальных затрат, а «фантомы» недостаточно точно копируют человеческие тела и их разнообразие. Компьютерное моделирование электромагнитных структур указанными методами обусловливает необходимость использования мощных, дорогостоящих программ, требующих больших ресурсов компьютера и продолжительного времени для расчета.

Одним из возможных способов определения величины напряженности ЭМП, создаваемого АС является решение интегрального уравнения в частотной области, записанного для одной конкретной частоты. В системах радиосвязи с подвижными объектами вид спектра и его форма существенно зависят от способа уплотнения абонентских каналов. Используемые методы уплотнения можно разделить на 3 класса: частотное уплотнение, временное и кодовое (в подвижной радиосвязи – аббревиатуры FDMA, TDMA и CDMA соответственно) [3].

Частотное уплотнение. При частотном уплотнении частотные полосы спектров абонентских сигналов не пересекаются на частотной оси, и абонентские каналы объединяются посредством частотно-избирательных (частотно-разделительных) устройств. Во избежание интермодуляционных искажений при частотном уплотнении объединение абонентских сигналов осуществляется в линейной части системы. Это делает необходимым использование отдельных передатчиков для каждого абонентского канала. Выходные тракты передатчиков объединяются посредством частотно-разделительного устройства (или устройства сложения другого типа). Поэтому с точки зрения физических основ и технической реализации частотное уплотнение представляет собой объединение радиоканалов на одновходовую антенну посредством частотно-разделительного или мостового устройства сложения. В пределах каждого из объединяемых радиоканалов организуется один абонентский канал.

Отмеченная особенность частотного уплотнения позволяет передатчик каждого абонентского канала рассматривать в качестве самостоятельного технического средства. При этом, поскольку полосы частот, занимаемые абонентскими сигналами, невелики, возникает возможность традиционного подхода к оценке электромагнитной безопасности на основе

определения совокупной интенсивности воздействия, включая те случаи, когда полосы частот различных абонентских каналов оказываются в разных нормируемых диапазонах.

Временное уплотнение. При временном уплотнении абонентский сигнал представляется в цифровой форме и передается посредством коротких импульсов. При этом каждому сигналу для импульса выделяется вполне определенное место на оси времени в пределах некоторого промежутка времени (временного кадра), общего для нескольких уплотняемых каналов. С математической точки зрения, временное уплотнение соответствует представлению исходного сигнала (в цифровой форме) в базисе периодических (периодом здесь является период следования временных кадров) кусочно-постоянных функций, которые образуют ортогональную систему функций, поскольку не пересекаются на оси времени. При этом импульсная работа приемника соответствует скалярному умножению суммарного сигнала на соответствующую базисную функцию.

Передача абонентского сигнала в виде коротких импульсов приводит к существенному расширению (по сравнению с частотным уплотнением) частотной полосы, занятой его спектром. Соответственно существенно расширяется частотная полоса одного радиоканала, обслуживаемого одним передатчиком.

Кодовое уплотнение состоит в кодировании исходных абонентских сигналов специальными функциями (импульсными) – псевдослучайными последовательностями, функциями Уолша и т.д., которые образуют ортогональные системы или близкие к таковым.

С математической точки зрения, при кодовом уплотнении использован тот же принцип, что и при временном уплотнении. Различие состоит в выборе базисных функций. Именно этим объясняется возможность уплотнения значительно большего числа каналов по сравнению с временным уплотнением. Соответственно существенно расширяется полоса частот, занятая спектром отдельного абонентского сигнала и суммарного сигнала, т.е. полоса частот радиоканала, обслуживаемого одним передатчиком.

Излучающими элементами АС являются антенна и проводники, расположенные на печатной плате. В непосредственной близости от АС необходим учёт реальной конфигурации антенны и возможной асимметрии противовеса (печатной платы). Задачу нахождения распределения поля антенны АС целесообразно решать путем ее сведения к интегральному или интегро-дифференциальному уравнению относительно поверхностного тока проводимости j [4]. Полагаем, что в качестве данного интегрального уравнения используется уравнение Поклингтона в тонкопроволочном приближении. При анализе в пространственно-временной области может быть найдена искомая функция координат и времени $j(r,t)$, при анализе в пространственно-частотной области – функция координат и частоты, $j_\omega(r,\omega)$ которая при каждой фиксированной точке r имеет смысл спектральной плотности тока, локализованного в окрестности этой точки.

В пространственно-временном представлении интегральное уравнение задачи можно записать в следующем виде:

$$E_{t(cm)}(r,t) = \tau_o(r) \int_{-\infty}^{} \int_{S} K_t(r,r',t,t') j(r',t') ds' dt', \quad r,r' \in S, \tag{2}$$

где S – совокупная поверхность металлических рассеивателей; $E_t(cm)$ – тангенциальная к S составляющая стороннего поля, возбуждающего излучающую структуру; $\tau_o(r)$ – τ-орт (тангенциальный к S) в точке r; $K_t(r,r',t,t')$ – ядро уравнения – функция, имеющая смысл взятого с обратным знаком поля в точке r в момент времени t, создаваемого элементом тока, локализованным в окрестности точки r' в момент времени t'.

Заметим, что в (2) $t'< t$ (причем $t'=t$ при $r'= r$), и разность $\Delta t = t - t'$ представляет собой временную задержку при передаче через среду воздействия из точки источника в точку наблюдения (отклика). Временная задержка определяется скоростью распространения электромагнитных волн в данной среде v. Это позволяет ядро в (2) переписать в виде

$$K_t(r,r',t,t') = K_0(r,r') \cdot \delta(|r - r'| / v - \Delta t), \tag{3}$$

где $K_0(r,r')$ – функция, имеющая смысл взятого с обратным знаком поля в точке r, создаваемого элементом тока, локализованным в окрестности точки r' в стационарном режиме; $\delta(|r-r'|/v-\Delta t)$ – дельта-функция Дирака, учитывающая задержку.

Переходя к пространственно-частотному представлению и выполняя преобразование Фурье для обеих частей (3), в левой части получим спектральную плотность стороннего поля $E_{\omega(ст)}(r,\omega)$. Что касается правой части, то с учетом показанного выше вида ядра уравнения (3), а также учитывая свойства дельта-функции и выполняя интегрирование по t', получаем спектральную плотность тока $j_\omega(r',\omega)$, что приводит к уравнению [5]:

$$E_{\omega(ст)}(r,\omega)=\tau_o(r)\int_S K_\omega(r,r',\omega)j_\omega(r',\omega)ds',\ \ r,r'\in S, \qquad (4)$$

где $K_\omega(r,r',\omega)=K_0(r,r')e^{-i\beta(\omega)|r-r'|}$ – ядро уравнения, которое теперь имеет смысл взятого с обратным знаком гармонического поля в точке r, колеблющегося с частотой ω и создаваемого элементом колеблющегося с той же частотой гармонического тока, локализованного в окрестности точки r'; $\beta(\omega)=\omega/v$ – волновое число для данной среды (вещественная постоянная распространения в предположении отсутствия потерь в среде).

Поскольку ядро уравнения (4) зависит от частоты, стороннее поле и ток как функции частоты (для некоторой фиксированной точки $r = r'$) имеют различный вид. Это означает, что в данной структуре происходит преобразование спектра стороннего поля.

Используя модифицированное интегро-дифференциальное уравнение в пространственно-частотной области, можно рассчитать уровень ЭМП, создаваемого одним техническим средством. Если же пространство находится под воздействием ЭМП от нескольких технических средств, работающих в одном диапазоне, то энергетическая экспозиция определяется путем суммирования энергетических экспозиций, создаваемых каждым источником (техническим средством).

Результирующую величину ЭМП в определенной точке пространства можно выразить как сумму влияний:

$$K_\Sigma = K_{АС} + K_{БО} + K_{остальные_факторы}, \qquad (5)$$

где $K_{АС}$ – влияние ЭМП создаваемого антенной АС; $K_{БО}$ – влияние биологического объекта (БО) на ЭМП АС; $K_{остальные_факторы}$ – факторы, учитывающие электромагнитную обстановку в данной точке пространства.

Влияние ЭМП АС можно оценить, воспользовавшись формулой (4).

Влияние БО на ЭМП учитывается при компьютерном моделировании, если в качестве моделируемого объекта добавляется тело человека (или часть тела, обычно голова).

К числу остальных факторов можно отнести:

– ЭМП, создаваемые различными техническими устройствами. В связи с интенсивным развитием эфирного телевизионного и радиовещания, подвижной и производственной радиосвязи места временного пребывания производственного персонала достаточно часто находятся в зоне действия мощных ЭМП. В качестве таких мест можно указать крыши и технические этажи административных зданий вблизи антенн мощных передающих радиосредств, высотные сооружения (башни, мачты, трубы и т.п.), на которых установлены антенны радиопередающих средств, пути и маршруты следования персонала по производственным нуждам, проходящие вблизи излучающих антенн, фидеров и генераторного оборудования. Кроме того, пользователи АС зачастую находятся рядом с бытовыми приборами, излучающими ЭМП. Такими бытовыми приборами могут быть микроволновые печи, компьютеры, телевизоры и т. п.;

– отражающие поверхности. Следует учитывать, что в условиях экранирования (автомобиль, железобетонные здания) плотность потока электромагнитного излучения, действующего на человека многократно усиливается.

Суммируя совокупность влияния всех перечисленных факторов, можно с различной степенью точности моделировать ЭМП, воздействующее на БО. Для оценки степени влияния факторов, учитывающих электромагнитную обстановку в данной точке пространства, необходимо ввести весовые коэффициенты. Весовые коэффициенты определяются из эвристических предпосылок таким образом, чтобы максимально достоверно отразить реальную электромагнитную обстановку.

Список литературы: 1 *Li L. W. Specific* Absorbtion Rates in Human Head Due to Handset Antennas: A Comporative Study Using FDTD Method. / L. W. Li, M. S. Leong, P. S. Kooi, T. S. Yeo // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2000. Vol. 14. P. 987 - 1000. 2. *Chavannes N.* Suitability Of FDTD-Based TCAD Tools for RF design of Mobile Phones. / Chavannes N. , Yew-Siow R., Nikolaski N., Kuster N.// IEEE Antennas and Propagation. Magazine. Vol. 45, No. 6, December 2003 P. 52 - 66. 3. *Громаков Ю А.* Стандарты и системы подвижной радиосвязи. М.: Технологии электронных коммуникаций, 1996. 240 с. 4. *Вишняков М. Г.* Учет вида передаваемого сигнала в задачах исследования ближних полей антенн Электродинамика и техника СВЧ, КВЧ и оптических частот, 2001, №3 (31). 5. *Вишняков М. Г.* Метод интегрального уравнения в частотно-пространственной области для исследования полей передающих средств систем связи с различными способами уплотнения каналов // Радиотехника. 2001. № 11.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.12.2005

УДК 621.3.006.357

А. А. КОВАЛЕНКО

АНАЛИЗ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ BLUETOOTH-ПИКОСЕТИ В УСЛОВИЯХ СОВМЕСТНОЙ РАБОТЫ С ТОЧКОЙ ДОСТУПА СТАНДАРТА 802.11G

В настоящее время устройства стандарта Bluetooth повсеместно используются в различных портативных устройствах, таких как КПК, мобильные телефоны и ноутбуки. Устройства Bluetooth работают в MSI диапазоне (2402...2483 *МГц*). В этом же диапазоне работают широко распространенные Wi-Fi устройства стандарта 802.11b и 802.11g, применяемые для развертывания локальных беспроводных сетей передачи данных.

Цель данной работы – анализ степени влияния активной сети стандарта 802.11g на производительность Bluetooth-пикосети.

Работа Bluetooth-устройств на физическом уровне основана на методе скачкообразной перестройки частоты. Ведущее устройство 1600 раз в секунду выбирает один из 79 частотных каналов по псевдослучайному алгоритму. Ширина одного канала составляет 1 *МГц*.[1] Точка доступа стандарта 802.11g занимает один из 13 перекрывающихся частотных каналов шириной 22 *МГц*. [2] Спектры сигналов Bluetooth и 802.11g приведены на рис.1, из которого видно, что 95% мощности сигнала 802.11g сосредоточены в полосе 16 *МГц*. [3]. Следовательно, активная точка стандарта 802.11g будет занимать 16 частотных каналов Bluetooth.

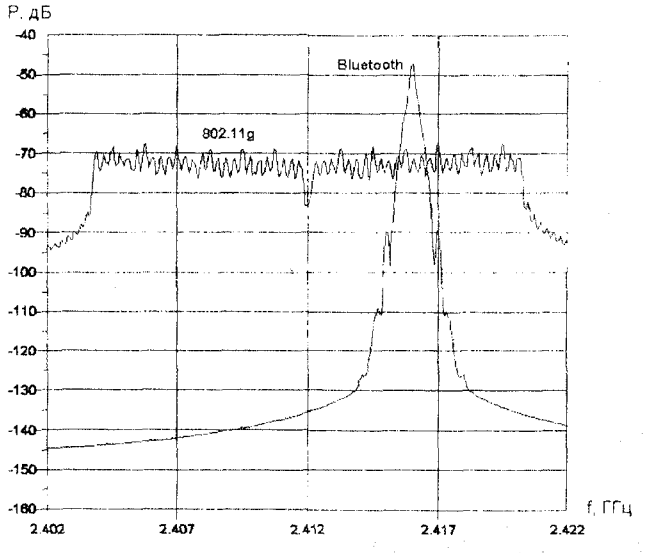


Рис. 1

Передача пакетов Bluetooth ведется в таймслотах, продолжительность одного

$$T_S = 1\backslash 1600 = 625\ мкс.$$

В зависимости от типа пакет может занимать до 5 таймслотов, в таком случае частотный канал не меняется до окончания передачи пакета. Сам процесс передачи занимает интервал $T_P = 366\ мкс$ (для пакета, занимающего 1 таймслот), разница в 625 – 366 = 259 *мкс* используется для перестройки оборудования на другой частотный канал. Временные характеристики пакетов представлены на рис. 2.

В стандарте 802.11 передача ведется фрагментами с последующим подтверждением каждого фрагмента (рис.3), отправка подтверждения о получении фрагмента и передача следующего фрагмента разделены интервалами SIFS (short interframe space). Для 802.11g его длина составляет 5 *мкс*. [4].

Вероятность коллизии пакетов Bluetooth и 802.11 будет комбинацией вероятности частотной и временной коллизий. Вероятность коллизии $P_{802.11}$ определяется по формуле

$$P_{802.11} = \frac{T_P}{T_S}\frac{C_{802.11}}{C_B}, \qquad (1)$$

где T_P – длина пакета Bluetooth в мкс, T_S – длина таймслота, $C_{802.11}$ – количество каналов, занимаемых 802.11 C_B – количестов каналов, доступных Bluetooth (79 или 23 в зависимости от региона).

Приведенные выше вычисления справедливы только для сценария взаимодействия одной сети 802.11 и одной Bluetooth-пикосети, в случае работы нескольких несинхронизированных пикосетей, каждая из них также будет являться помехой для рассматриваемой пикосети.

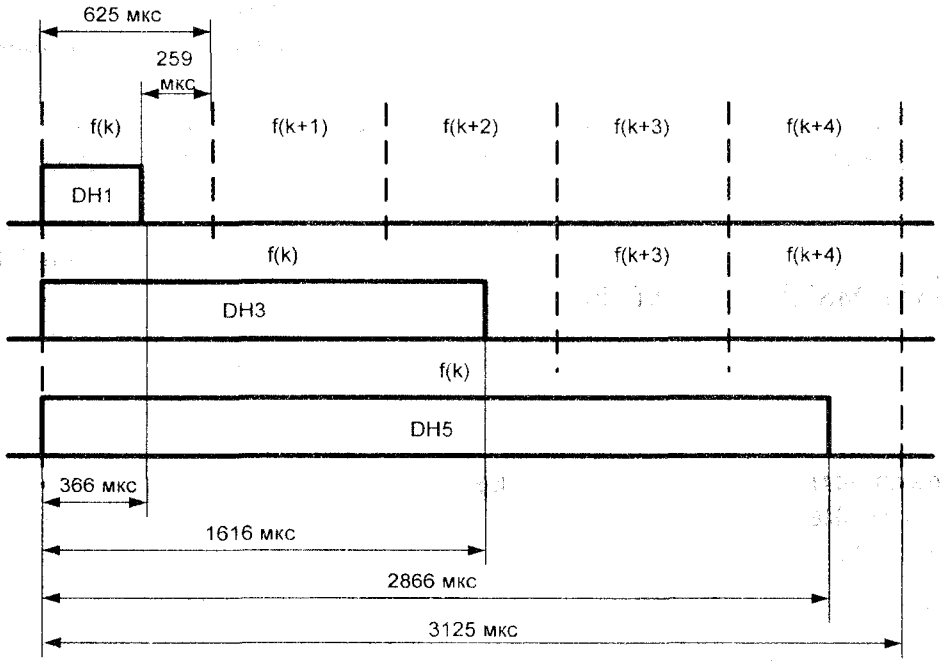


Рис. 2

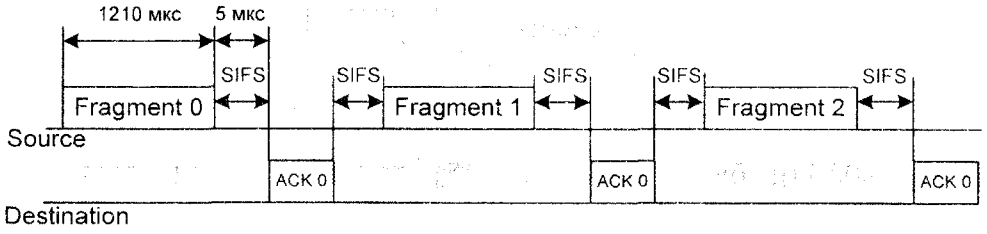


Рис. 3

Рассмотрим ситуацию, когда в зоне действия одной пикосети *i* работает другая несинхронизированная пикосеть *j* (рис.4).

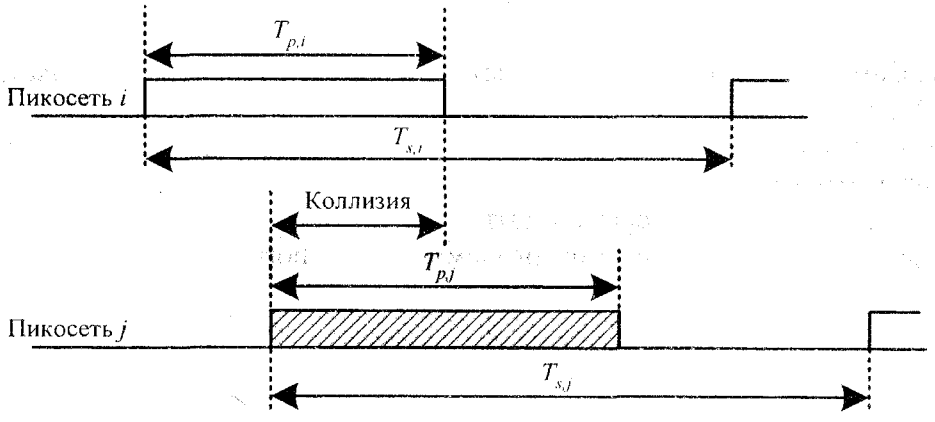


Рис. 4

Вероятность коллизии пакетов двух пикосетей определяется выражением

$$P_{C(i,j)} = \frac{T_{p,i} + T_{p,j}}{\max(T_{s,i}, T_{s,j}) + 625} \cdot \frac{1}{C_B}, \qquad (2)$$

где $T_{p,i}$, T_{pj} – длины пакетов пикосетей *i* и *j*, *мкс*. $T_{s,i}$, $T_{s,j}$ – длины слотов пикосетей *i* и *j*, *мкс*; C_B – количество каналов, доступных для работы Bluetooth.

Характеристики пакетов Bluetooth представлены в табл.1

Таблица 1

Тип пакета	T_p, *мкс*	T_s, *мкс*	Пропускная способность дуплексного симметричного канала, *кбит/с*
DM1	366	625	108.8
DH1	366	625	172.8
DM3	1616	1875	256.0
DH3	1616	1875	384.0
DM5	2866	3125	286.7
DH5	2866	3125	432.6

Для N взаимодействующих пикосетей определяется количество пикосетей, оказывающих мешающее воздействие на рассматриваемую пикосеть:

$$N_{INT}(R_{INT}) = \int_r \int_\beta N(r) \cdot r \cdot dr \cdot d\beta \qquad (3)$$

где $N(r) = N_0 \cdot \exp(-k \cdot r)$, N_0 – плотность размещения устройств ($ед/м^2$), r – радиус зоны взаимного влияния, k – постоянная, k=2; параметры интегрирования r =(0,R_{INT}), β = (0,2π)

Для окончательного вычисления влияющих пикосетей воспользуемся формулой

$$N_{INT}(R_{INT}) = \frac{2\pi N_0}{k^2} \cdot \left[1 - (kR_{INT} + 1) \cdot \exp(-kR_{INT})\right]. \qquad (4)$$

Вероятность потери пакета пикосети при воздействии N_{INT} влияющих пикосетей определяется выражением

$$P_{BT}(N_{INT}) = 1 - (1 - P_{C(i,j)})^{N_{INT}-1}. \qquad (5)$$

Из выражений (1), (2) и (6) определяется вероятность потери пакета Bluetooth при взаимодействии одной сети 802.11 и N_{INT} пикосетей Bluetooth:

$$P_C(N) = 1 - (1 - P_{802.11}) \prod_{N=1, N \neq 1}^{N} (1 - P_{BT}(N_{INT})). \qquad (6)$$

Результаты моделирования представлены на рис. 5

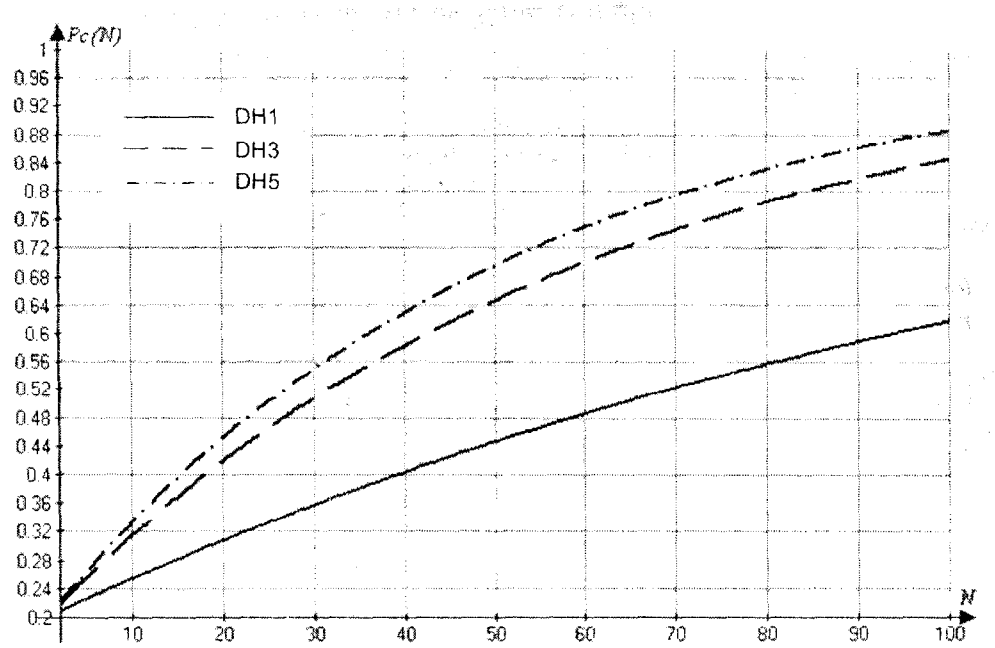


Рис. 5

Пропускная способность и Bluetooth пикосети тестировалась при одновременной работе сети 802.11 с Bluetooth пикосетью, использующей пакеты DH5 (теоретическая пропускная способность составляет 432.6 *кбит/с*.) рис.6

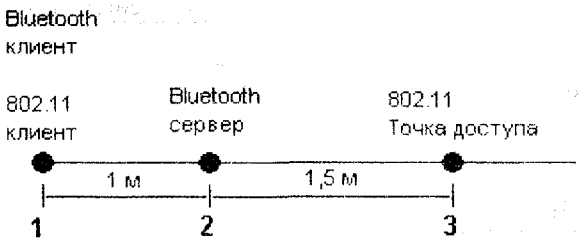


Рис. 6

Для анализа пропускной способности в сети Bluetooth использовалась специализированная программа Bandwidth Test.

Пропускная способность сети Bluetooth при передаче реального трафика с использованием протокола TCP без вмешательства 802.11 составила 331,4 *кбит/с*. После включения точки доступа 802.11 пропускная способность упала до 262,5 *кбит/с*. Уменьшение пропускной способности составило 68,9 *кбит/с*, что составляет 20,8 %. Теоретическое уменьшение пропускной способности для этого сценария составляет

$$P_{802.11} = \frac{T_P}{T_S}\frac{C_{802.11}}{C_B} = \frac{2866}{3125}\cdot\frac{16}{79} = 18{,}6\%.$$

Выводы

На основании экспериментальных и теоретических исследований показано, что в условиях всевозрастающей плотности использования офисного беспроводного оборудования локальных сетей появляется опасность возникновения их электромагнитной совместимости. Учитывая возможность адаптации беспроводных сетей к изменению сигнально-помеховой обстановки, снижение качества передаваемой информации проявляется в снижении пропускной способности, которая может падать на 20 и более процентов. Приведенный выше метод оценки пропускной способности получил подтверждение на практике, и может применяться для оценки пропускной способности Bluetooth-пикосети в условиях совместной работы с точкой доступа стандарта 802.11g.

Список литературы: 1. *Bluetooth* Special Interest Group. "Specification of the Bluetooth System, Core Version 1.0B," December 1999. 2. *IEEE Std.* 802-11. EEE Standard for Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specification. 2000. 3. *S. Selby, A. Amini, C. Cory Edelman.* Simulating Interference Issues between Bluetooth PANs and 802.11 b and 802.11g WLANs. 2002. 4. *IEEE Std* 802.11. Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band. September 1999. 5. *Fredman A.* Mechanisms of Interference Reduction for Bluetooth. 2003.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 13.02.2006

УДК 621.396.677

С.Л. БЕРДНИК, Н.Н. ГОРОБЕЦ, д-р физ.-мат. наук, В.А. КАТРИЧ, д-р. физ.-мат. наук, В.А. ЛЯЩЕНКО, канд. физ.-мат. наук

СОГЛАСОВАНИЕ ШИРОКОРАЗМЕРНЫХ ВОЛНОВОДНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ С ДИЭЛЕКТРИКОМ

Введение

В телекоммуникационных и других радиоэлектронных системах находят широкое применение волноводные и рупорные излучатели, работающие как в одномодовом, так и в многомодовом режимах возбуждения. При этом часто необходимо обеспечить близкое к полному их согласование со свободным пространством или с какой-либо материальной средой, а также достаточно точно знать характеристики направленности в широком диапазоне частот с учетом отражений.

Строгого аналитического решения задачи об излучении из открытого конца волновода прямоугольной или квадратной формы поперечного сечения, в отличие от случаев круглого и плоского волноводов [1], до настоящего времени не существует. Применение численных методов электродинамики для решения задачи об излучении из открытого конца прямоугольного волновода [2] приводит к сложным алгоритмам, не обеспечивающим простую физическую интерпретацию и универсальность полученных результатов. Экспериментальные исследования не могут охватить всех возможных для практики случаев. Таким образом, остается актуальной проблема разработки теории волноводных и рупорных антенн, которая, с одной стороны, была бы сравнительно простой и позволяла бы адекватно описывать волновые процессы излучения и отражения волн в излучателях, а с другой – обеспечивала бы достаточную точность расчетов их характеристик.

В [3] на основе компьютерного анализа и экспериментов показано, что решение задачи Л.Левиным [4] об излучении из открытого конца прямоугольного волновода с бесконечным идеально проводящим фланцем адекватно описывает процессы излучения и отражения электромагнитных волн из открытого конца прямоугольного волновода без фланца. В данной работе теория Л.Левина развита на широкоразмерные многомодовые волноводы и на случай возбуждения волновода волнами высших типов. Задача решена в общем виде, когда объем волновода заполнен диэлектриком с произвольной диэлектрической проницаемостью, а излучение происходит в среду с другой диэлектрической проницаемостью.

Постановка задачи и решение

Рассмотрим прямоугольный волновод с бесконечным фланцем (рис.1). Поскольку фланец считается бесконечным, излучение не попадает на внешнюю поверхность волновода и сосредоточено в области справа от отверстия, которую мы назовем областью 2. Областью 1 будем называть пространство внутри самого волновода.

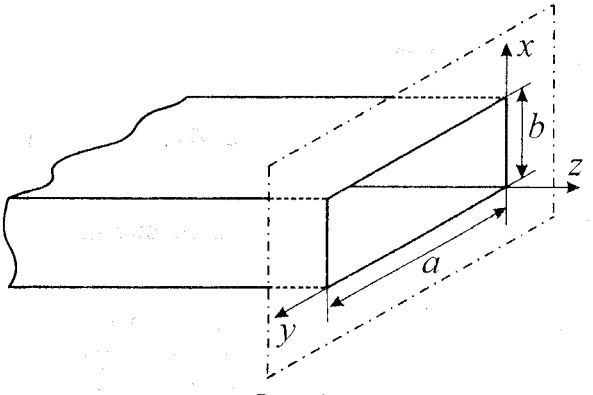


Рис. 1

Область 1 и область 2 заполнены идеальными диэлектриками с диэлектрическими проницаемостями ε_1 и ε_2 соответственно. Нашей задачей является представление поля в обеих областях в подходящей форме и приравнивание тангенциальных составляющих полей в плоскости отверстия.

Пусть в волноводе к раскрыву распространяется волна H_{p0}. В области 1 можно положить вектор Герца в виде

$$\Pi_1^M = \frac{j}{\omega\mu_0}\left[\frac{1}{jk'}\left(e^{-jk'z} - \Gamma_{pp}e^{jk'z}\right)\sin\frac{p\pi y}{a} + \sum_{m=1}^{\infty}{}'\sum_{n=0}^{\infty}{}' A_{mn}\sin\frac{m\pi y}{a}\cos\frac{n\pi x}{b}e^{\gamma_{mn}z}\right], \quad (1)$$

где $\gamma_{mn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - k_1^2}$, k' – постоянная распространения волны H_{p0} в волноводе, а Σ' означает, что член $m = p$, $n = 0$ опущен в сумме, так как он выделен в первом слагаемом.

В области 2 мы имеем поле, излученное из раскрыва волновода. Пусть (ξ, η) – координаты точки раскрыва, а r – расстояние от точки раскрыва до текущей точки наблюдения (x, y, z) в области 2:

$$r = \sqrt{(x-\xi)^2 + (y-\eta)^2 + z^2}\,. \quad (2)$$

Функция e^{-jk_2r}/r – есть решение волнового уравнения в области 2. Интеграл по плоскости раскрыва от этого решения, взятый с соответствующей амплитудой, также является решением волнового уравнения. Поэтому рассмотрим в качестве возможного представления поля в области 2 интеграл

$$\tilde{\Pi}_2^M = \frac{j}{\omega\mu_0}\frac{1}{2\pi}\int_0^a\int_0^b \tilde{E}(\xi,\eta)\frac{e^{-jk_2r}}{r}d\xi d\eta\,, \quad (3)$$

где множитель $1/2\pi$ поставлен для удобства дальнейших выкладок.

Так как $E_x = j\omega\mu_0\,\partial\Pi_y^M/\partial z$ и, следовательно, пропорционально $\partial r/\partial z$, так что, как и должно быть, $E_x = 0$ при $z = 0$ всюду, кроме точек, где подынтегральное выражение бесконечно. Последнее может иметь место лишь в том случае, когда x и y находятся в области интегрирования по ξ и η, т.е. для точек раскрыва. Для этих точек нельзя ожидать обращения поля в нуль, их следует исследовать более подробно. Рассмотрим интеграл

$$E_x(z=0) = -\frac{1}{2\pi}\lim_{z\to 0}\int_{x-\delta}^{x+\delta}\int_{y-\zeta}^{y+\zeta} E(\xi,\eta)\frac{\partial}{\partial z}\left(\frac{e^{-jk_2r}}{r}\right)d\xi d\eta\,,$$

где δ и ζ – малые величины, которые впоследствии будем считать стремящимися к нулю. Предположим, что $\zeta >> \delta >> z$. Для значений x и y вне области интегрирования интеграл равен нулю вследствие наличия множителя $\partial r/\partial z$ в подынтегральном выражении. Нас интересуют лишь значения ξ и η в непосредственной близости от x и y, когда r мало, так что $E(\xi,\eta)$ можно заменить на $E(x,y)$, а e^{-jkr}/r на $1/r$. Таким образом,

$$E_x(z=0) = \frac{1}{2\pi}E(x,y)\lim_{z\to 0}\int_{-\delta}^{\delta}\int_{-\zeta}^{\zeta} z\left(z^2+\xi^2+\eta^2\right)^{-3/2}d\xi d\eta =$$

$$= \frac{1}{2\pi}E(x,y)\lim_{z\to 0}\int_{-\delta}^{\delta}\frac{z}{z^2+\eta^2}\frac{\xi}{\sqrt{z^2+\xi^2+\eta^2}}\Bigg|_{-\zeta}^{\zeta}d\eta = \frac{1}{2\pi}E(x,y)\lim_{z\to 0}\int_{-\delta}^{\delta}\frac{2z}{z^2+\eta^2}d\eta =$$

$$= \frac{1}{2\pi}E(x,y)\lim_{z\to 0}\left[2\,\mathrm{arctg}\frac{\eta}{z}\right]_{-\delta}^{\delta} = E(x,y).$$

Следовательно, входящий в (3) амплитудный множитель равен значению поля в данной точке раскрыва.

Приравнивая значения $\partial\Pi^{M}/\partial z$ по обе стороны раскрыва, получим

$$E(x,y)=\left(1+\Gamma_{pp}\right)\sin\frac{p\pi y}{a}-\sum_{m=1}^{\infty}{}'\sum_{n=0}^{\infty}{}' A_{mn}\gamma_{mn}\sin\frac{m\pi y}{a}\cos\frac{n\pi x}{b}. \tag{4}$$

Коэффициенты ряда находятся по формулам гармонического анализа:

$$\begin{aligned}1+\Gamma_{pp}&=\frac{2}{ab}\int_0^a\int_0^b E(\xi,\eta)\sin\frac{p\pi y}{a}d\xi d\eta,\\ -\gamma_{mn}A_{mn}&=\frac{4}{ab}\varepsilon_{mn}\int_0^a\int_0^b E(\xi,\eta)\sin\frac{m\pi\eta}{a}\cos\frac{n\pi\xi}{b}d\xi d\eta.\end{aligned} \tag{5}$$

Здесь $\varepsilon_{mn}=1/2$ при $n=0$ и $\varepsilon_{mn}=1$ при $n\neq 0$.

Условие непрерывности выражения $\left(\partial^2/\partial y^2+k^2\right)\Pi^{M}$, обеспечивающее непрерывность остальных составляющих поля, принимает вид

$$\begin{aligned}&\frac{1}{2\pi}\int_0^a\int_0^b\vec{E}(\xi,\eta)\left(\frac{\partial^2}{\partial y^2}+k_2^2\right)\frac{e^{-jk_2r}}{r}d\xi d\eta=-jk'\left(1-\Gamma_{pp}\right)\sin\frac{p\pi y}{a}-\\ &-\frac{4}{ab}\sum_{m=1}^{\infty}{}'\sum_{n=0}^{\infty}{}'\left(\frac{\partial^2}{\partial y^2}+k_1^2\right)\frac{\varepsilon_{mn}}{\gamma_{mn}}\sin\frac{m\pi y}{a}\cos\frac{n\pi x}{b}\int_0^a\int_0^b\vec{E}(\xi,\eta)\sin\frac{m\pi\eta}{a}\cos\frac{n\pi\xi}{b}d\xi d\eta.\end{aligned} \tag{6}$$

Полученное равенство представляет собой интегральное уравнение для функции $E(\xi,\eta)$. В этом равенстве коэффициенты A_{mn} исключены с помощью (5), а через r обозначено выражение $r=\sqrt{(x-\xi)^2+(y-\eta)^2}$.

Здесь мы не будем искать точное решение интегрального уравнения, а вариационным методом получим проводимость открытого конца волновода. Представим уравнение (6) в стационарной форме, умножив обе части на $E(x,y)$ и проинтегрировав по раскрыву волновода. Используя выражение (5) для $1+\Gamma_{pp}$, получим:

$$\frac{1-\Gamma_{pp}}{1+\Gamma_{pp}}=\frac{jab}{2k'}\frac{\int_0^a\int_0^a\int_0^b\int_0^b E(\xi,\eta)E(x,y)G(x,y,\xi,\eta)dxdyd\xi d\eta}{D^2}, \tag{7}$$

где $D=\int_0^a\int_0^b E(\xi,\eta)\sin\frac{p\pi\eta}{a}d\xi d\eta$,

$$G=\frac{1}{2\pi}\left(\frac{\partial^2}{\partial y^2}+k_2^2\right)\frac{e^{-jk_2r}}{r}+\left(\frac{\partial^2}{\partial y^2}+k_1^2\right)\sum_{m=1}^{\infty}{}'\sum_{n=0}^{\infty}{}'\frac{4\varepsilon_{mn}}{ab\gamma_{mn}}\sin\frac{m\pi y}{a}\sin\frac{m\pi\eta}{a}\cos\frac{n\pi x}{b}\cos\frac{n\pi\xi}{b}.$$

С помощью G и D интегральное уравнение (6) после исключения Γ_{pp}, согласно (5), может быть записано следующим образом:

$$\int_0^a\int_0^b E(\xi,\eta)Gd\xi d\eta=\sin\frac{p\pi\eta}{a}(-2jk')\left(1+\frac{D}{ab}\right). \tag{8}$$

В качестве приближенного значения поля в раскрыве можно принять неискаженное падающее поле:

$$E(\xi,\eta)=\sin\frac{p\pi\eta}{a}. \tag{9}$$

При таком поле интегралы от всех членов двойного ряда в $G(x,y,\xi,\eta)$ равны нулю и

$$Y_{pp}=\frac{j}{\pi abk'}\int_0^a\int_0^a\int_0^b\int_0^b\sin\frac{p\pi y}{a}\sin\frac{p\pi\eta}{a}\left(\frac{\partial^2}{\partial y^2}+k_2^2\right)\frac{e^{-jk_2r}}{r}dxd\xi dyd\eta. \qquad (10)$$

Преобразуем последнее выражение к виду, пригодному для вычислений. Заменим в выражении (10) $\frac{\partial^2}{\partial y^2}$ на $-\frac{\partial^2}{\partial y\partial\eta}$, что допустимо, так как r зависит от разности $y-\eta$.

Часть интеграла в (10) можем проинтегрировать дважды по частям, тогда

$$Y_{pp}=\frac{j}{\pi abk'}\int_0^a\int_0^a\int_0^b\int_0^b\left[k_2^2\sin\frac{p\pi y}{a}\sin\frac{p\pi\eta}{a}-\frac{p^2\pi^2}{a^2}\cos\frac{p\pi y}{a}\cos\frac{p\pi\eta}{a}\right]\frac{e^{-jk_2r}}{r}dyd\eta dxd\xi. \qquad (11)$$

Мы можем теперь заменить четырехкратный интеграл двойным. Произведя замену переменных

$$y+\eta=a+\mu \qquad y-\eta=\tau$$
$$x+\xi=b+\nu \qquad x-\xi=\sigma$$

и замечая, что величина $r=\sqrt{\tau^2+\sigma^2}$ не содержит ни μ, ни ν, можно произвести интегрирование по этим двум переменным в элементарных функциях. Для приведенной проводимости открытого конца волновода для волны H_{p0} получим окончательное выражение

$$Y_{pp}=\frac{2j}{\pi abk'}\int_0^b\int_0^a(b-\sigma)\left[(a-\tau)\left(k_2^2-\frac{p^2\pi^2}{a^2}\right)\cos\frac{p\pi\tau}{a}+\frac{a}{p\pi}\sin\frac{p\pi\tau}{a}\left(k_2^2+\frac{p^2\pi^2}{a^2}\right)\right]\frac{e^{-jk_2r}}{r}d\tau d\sigma. \qquad (12)$$

Зная проводимость открытого конца волновода, легко определить коэффициент отражения по напряжению. Он связан с проводимостью соотношением

$$\Gamma_{pp}=\frac{1-Y_{pp}}{1+Y_{pp}}. \qquad (13)$$

Коэффициенты трансформации волн

Рассмотрим прямоугольный волновод с бесконечным фланцем (рис.1), в котором к раскрыву распространяется волна H_{p0}. Размеры волновода примем такими, чтобы в нем могла распространяться волна H_{q0}, где $q>p$. При этом в спектре отраженных распространяющихся от раскрыва волн будет присутствовать кроме волны H_{p0} волна H_{q0}.

Вектор Герца для внутреннего пространства волновода можно записать в виде

$$\Pi_1^M=\frac{j}{\omega\mu_0}\left[\frac{1}{jk'_p}\left(e^{-jk'_pz}-\Gamma_{pp}e^{jk'_pz}\right)\sin\frac{p\pi y}{a}+\frac{1}{jk'_q}\left(-A_qe^{jk'_qz}\right)\sin\frac{q\pi y}{a}+\right.$$
$$\left.+\sum_{m=1}^{\infty}{}'\sum_{n=0}^{\infty}{}'A_{mn}\sin\frac{m\pi y}{a}\cos\frac{n\pi x}{b}e^{\gamma_{mn}z}\right], \qquad (14)$$

где $\gamma_{mn}=\sqrt{\frac{m^2\pi^2}{a^2}+\frac{n^2\pi^2}{b^2}-k_1^2}$; k'_p – постоянная распространения волны H_{p0}, а k'_q – постоянная распространения волны H_{q0} в волноводе. В суммах Σ' отсутствуют слагаемые с индексами $m=p$, $n=0$ и $m=q$, $n=0$.

В качестве представления поля в свободном пространстве по-прежнему будем рассматривать интеграл

$$\Pi_2^M = \frac{j}{\omega\mu_0}\frac{1}{2\pi}\int_0^a\int_0^b E(\xi,\eta)\frac{e^{-jk_2 r}}{r}d\xi d\eta .$$

Приравнивая значения $\partial\Pi^M/\partial z$ по обе стороны раскрыва, получим

$$E(x,y) = (1+\Gamma_{pp})\sin\frac{p\pi y}{a} + A_q \sin\frac{q\pi y}{a} - \sum_{m=1}^{\infty}{}' \sum_{n=0}^{\infty}{}' A_{mn}\gamma_{mn}\sin\frac{m\pi y}{a}\cos\frac{n\pi x}{b}e^{\gamma_{mn}z} . \qquad (15)$$

Коэффициенты ряда находятся по формулам гармонического анализа:

$$1+\Gamma_{pp} = \frac{2}{ab}\int_0^a\int_0^b E(\xi,\eta)\sin\frac{p\pi\eta}{a}d\xi d\eta,\quad A_q = \frac{2}{ab}\int_0^a\int_0^b E(\xi,\eta)\sin\frac{q\pi\eta}{a}d\xi d\eta,$$
$$-\gamma_{mn}A_{mn} = \frac{4}{ab}\varepsilon_{mn}\int_0^a\int_0^b E(\xi,\eta)\sin\frac{m\pi\eta}{a}\cos\frac{n\pi\xi}{b}d\xi d\eta. \qquad (16)$$

Здесь $\varepsilon_{mn} = 1/2$ при $n = 0$ и $\varepsilon_{mn} = 1$ при $n \neq 0$.

Условие непрерывности выражения $\left(\partial^2/\partial y^2 + k^2\right)\Pi^M$ принимает вид

$$\int_0^a\int_0^b E(\xi,\eta)G(x,y,\xi,\eta)d\xi d\eta = -jk'_p(1-\Gamma_{pp})\sin\frac{p\pi y}{a} + jA_q k'_q \sin\frac{q\pi y}{a}, \qquad (17)$$

где G определяется так же, как и в выражении (7).

Представим уравнение (17) в стационарной форме, умножив обе части на $E'(x,y)$ и проинтегрировав по раскрыву:

$$\int_0^a\int_0^b\int_0^a\int_0^b E(\xi,\eta)E'(x,y)Gd\xi d\eta dxdy = -jk'_p(1-\Gamma_{pp})\int_0^a\int_0^b E'(x,y)\sin\frac{p\pi y}{a}dxdy +$$
$$+jA_q k'_q\int_0^a\int_0^b E'(x,y)\sin\frac{q\pi y}{a}dxdy. \qquad (18)$$

Введем нормированную взаимную проводимость волн в раскрыве, которую можно определить как отношение амплитуд напряженностей электрического поля отраженной и падающей волн в раскрыве, но со знаком «минус». Согласно данному определению и выражению (15) взаимная проводимость волн H_{p0} и H_{q0}

$$Y_{pq} = -\frac{A_q}{1+\Gamma_{pp}} . \qquad (19)$$

В качестве полей $E(\xi,\eta)$ и $E'(x,y)$ возьмем поля падающей и отраженной волн, т.е.

$$E(\xi,\eta) = \sin\frac{p\pi\eta}{a},\quad E'(x,y) = \sin\frac{q\pi y}{a} .$$

При этом интегралы от всех членов двойного ряда в $G(x,y,\xi,\eta)$ равны нулю, первый интеграл, стоящий справа в уравнении (18), также равен нулю. Используя выражения (19) и (16) для $1+\Gamma_{pp}$, получим:

$$Y_{pq}=\frac{j}{4\pi k'_q}\frac{\int_0^a\int_0^a\int_0^b\int_0^b\sin\frac{p\pi\eta}{a}\sin\frac{q\pi y}{a}\left(\frac{\partial^2}{\partial y^2}+k_2^2\right)\frac{e^{-jk_2r}}{r}dxd\xi dyd\eta}{\int_0^a\int_0^b\sin\frac{p\pi\eta}{a}\sin\frac{p\pi\eta}{a}d\xi d\eta\int_0^a\int_0^b\sin\frac{q\pi y}{a}\sin\frac{q\pi y}{a}dxdy}.$$

Каждый из интегралов, стоящих в знаменателе последнего выражения, равен $ab/2$, поэтому

$$Y_{pq}=\frac{j}{\pi abk'_q}\int_0^a\int_0^a\int_0^b\int_0^b\sin\frac{p\pi\eta}{a}\sin\frac{q\pi y}{a}\left(\frac{\partial^2}{\partial y^2}+k_2^2\right)\frac{e^{-jk_2r}}{r}dxd\xi dyd\eta. \qquad (20)$$

Часть интеграла в выражении (20), содержащая $\partial^2/\partial y^2$, может быть проинтегрирована по частям. После этого получим окончательное выражение для взаимной проводимости волн в раскрыве:

$$Y_{pq}=\frac{j}{\pi abk'_q}\left[\left(k_2^2-\frac{q^2\pi^2}{a^2}\right)\int_0^a\int_0^a\int_0^b\int_0^b\sin\frac{q\pi y}{a}\sin\frac{p\pi\eta}{a}\frac{e^{-jk_2r}}{r}dxd\xi dyd\eta-\right.$$
$$\left.-\frac{q\pi}{a}\int_0^a\int_0^b\int_0^b\sin\frac{p\pi\eta}{a}\left(\frac{e^{-jk_2r_1}}{r_1}(-1)^q-\frac{e^{-jk_2r_2}}{r_2}\right)dxd\xi d\eta\right]. \qquad (21)$$

В этом выражении введены обозначения: $r_1=\sqrt{(a-\eta)^2+(x-\xi)^2}$, $r_2=\sqrt{\eta^2+(x-\xi)^2}$.

Теперь нашей задачей является нахождение коэффициентов трансформации волн. Сделаем это матричным методом. Ведем матрицу преобразования в виде

$$\Gamma=(\mathrm{I}-Y)(\mathrm{I}+Y)^{-1}, \qquad (22)$$

где I – единичная матрица, Y – матрица проводимостей. Недиагональные элементы матрицы преобразования будут определяться как отношение амплитуды, отраженной от раскрыва волны одного типа, к амплитуде падающей на раскрыв волны другого типа. Т.е. это и есть коэффициенты трансформации волн.

Исходя из выражения (22) и учитывая симметричность матрицы проводимостей для коэффициента трансформации волны H_{p0} в волну H_{q0} получим выражение

$$\Gamma_{pq}\big|_{p\neq q}=\frac{-2Y_{pq}}{\left(1+Y_{pp}\right)\left(1+Y_{qq}\right)-Y_{pq}^2}, \qquad (23)$$

где проводимости Y_{pp} Y_{qq} вычисляются по формуле (12).

Результаты расчетов

На основе расчета проводимостей открытого конца волновода исследованы коэффициенты отражения и трансформации волн в зависимости от размеров излучателей, от величин диэлектрических проницаемостей диэлектриков ε_1 и ε_2, заполняющих волновод и свободное пространство при возбуждении разных модов в волноводе. Все расчеты проводились в широком диапазоне длин волн. Некоторые результаты расчетов приведены на рис. 2 – 12.

Зависимости модуля коэффициента отражения по напряжению волны H_{10} ($|\Gamma_{11}|$) и волны H_{20} ($|\Gamma_{22}|$) от отношения $\lambda/\lambda_{кр}$ для волноводов с различными поперечными сечениями ($a\times b=23\times5\,мм^2$; $a\times b=23\times10\,мм^2$ и $a\times b=23\times23\,мм^2$) при $\varepsilon_1=\varepsilon_2=1$ представлены на рис. 2*а* и 2*б* соответственно. С увеличением высоты волновода b согласование со свобод-

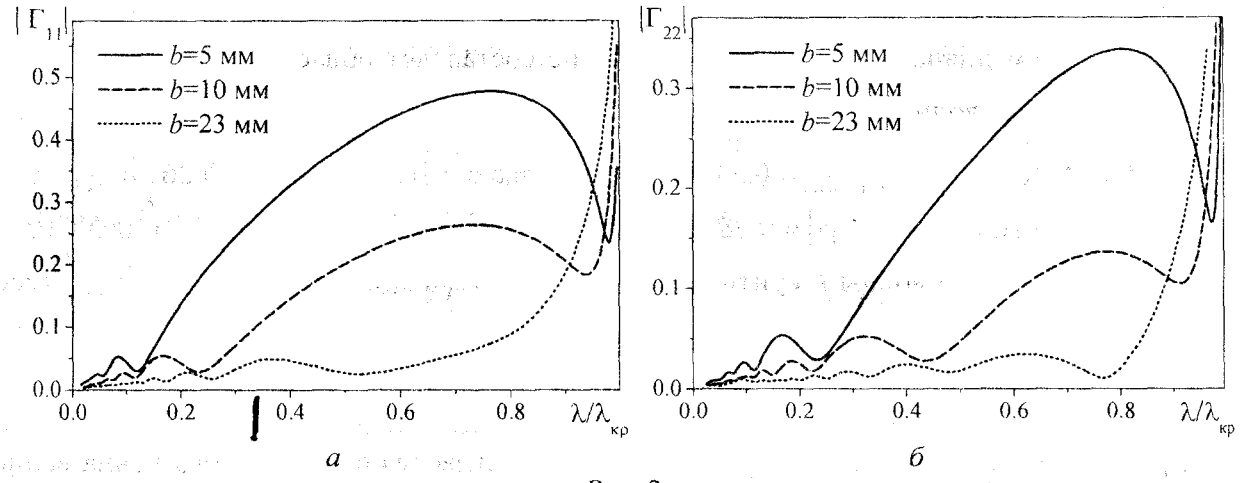
ным пространством улучшается, модули коэффициентов отражения $|\Gamma_{11}|$ и $|\Gamma_{22}|$ уменьшаются почти во всем диапазоне $\lambda/\lambda_{кр}$. Исключение составляет область длин волн, близкая к критической длине волны. Так, при $\lambda/\lambda_{кр0}=0.8$, для волновода с поперечным сечением $a\times b=23\times 5\,мм^2$ $|\Gamma_{11}|=0.47$, $|\Gamma_{22}|=0.34$, для волновода с $b=10\,мм$ $|\Gamma_{11}|=0.26$, $|\Gamma_{22}|=0.14$ и для квадратного волновода $|\Gamma_{11}|=0.08$, $|\Gamma_{22}|=0.02$. Для волноводов с $b=5\,мм$ и $b=10\,мм$ при приближении длины волны к критической модуль коэффициента отражения $|\Gamma_{11}|$ имеет минимум, а для квадратного волновода этого минимума нет, а имеется лишь плавное увеличение $|\Gamma_{11}|$ и при стремлении λ к $\lambda_{кр}$ $|\Gamma_{11}|$ стремится к единице.

При введении диэлектрика внутрь волновода можно добиться в некоторой узкой полосе частот при определенном значении ε_1 почти полного согласования открытого конца волновода со свободным пространством, но при этом в остальной полосе частот согласование ухудшается по сравнению со случаем волновода без заполнения. Соответствующие зависимости коэффициентов отражения волны H_{10} от $\lambda/\lambda_{кр}$ для волноводов с различными поперечными размерами при различных значениях ε_1 и $\varepsilon_2=1$ представлены на рис. 3 – 5 Так, для волновода стандартного поперечного сечения ($b/a=0.435$) минимальный модуль коэффициента отражения в одномодовом режиме можно получить при $\varepsilon_1=1.288$ и $\lambda/\lambda_{кр}=0.97$ (рис. 3), для волновода с $b/a=0.217$ при $\varepsilon_1=1.232$ и $\lambda/\lambda_{кр}=0.992$ (рис. 4), а для волновода с $b/a=1$ - при $\varepsilon_1=1.230$ и $\lambda/\lambda_{кр}=0.820$ (рис. 5). В этих точках модуль коэффициента отражения не превосходит значения 0,001. Указанные диэлектрические проницаемости сравнительно небольшие и волновые сопротивления в волноводе и свободном пространстве при этом не равны. При дальнейшем увеличении ε_1 коэффициент отражения увеличивается во всем диапазоне $\lambda/\lambda_{кр}$.

Нужно отметить, что при помещении в волновод диэлектриков с такими диэлектрическими проницаемостями, при которых фазовые скорости в волноводе и свободном пространстве равны, согласование открытого конца волновода не улучшается, коэффициент отражения увеличивается по сравнению со случаем волновода без диэлектрика. Соответствующие зависимости модуля коэффициента отражения $|\Gamma_{11}|$ от длины волны приведены на рис. 6. При этом ε_2 – фиксирована (ε_2=1), а ε_1 выбирается из условия равенства фазовых скоростей (или волновых сопротивлений) в волноводе и свободном пространстве, т.е.

$$\varepsilon_1=\varepsilon_2+\left(\lambda/\lambda_{кр}\right)^2.$$

Исследуем далее согласование открытого конца волновода со свободным пространством при заполнении свободного пространства диэлектриком. На рис.7 – 9 представлены зависимости модуля коэффициента отражения $|\Gamma_{11}|$ от $\lambda/\lambda_{кр}$ при различных ε_2 и $\varepsilon_1=1$ для волноводов с различными размерами поперечного сечения. Из графиков видно, что при заполнении свободного пространства диэлектриком, согласование открытых концов волноводов с $b/a=0.435$ (рис. 7) и $b/a=1$ (рис. 8) ухудшается. Для этих волноводов модуль коэффициента отражения увеличивается во всем диапазоне $\lambda/\lambda_{кр}$ с увеличением ε_2. В случае волновода с $b/a=0.217$ (рис. 9) в области $\lambda/\lambda_{кр}$=0.2÷0.95 коэффициент отражения с увеличением ε_2 от единицы сначала уменьшается, а лишь потом увеличивается.



а *б*

Рис. 2

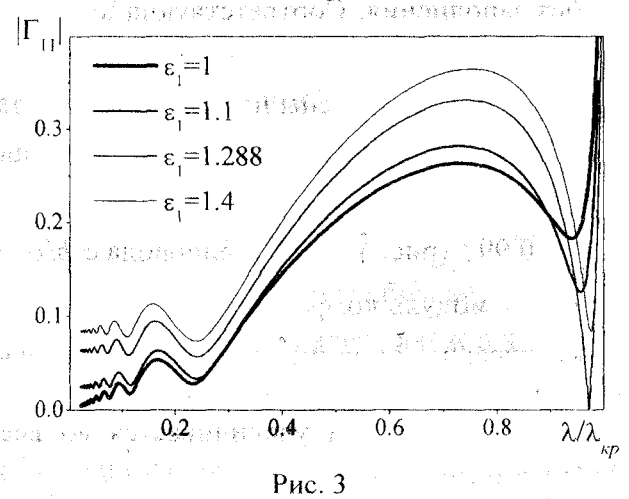


Рис. 3

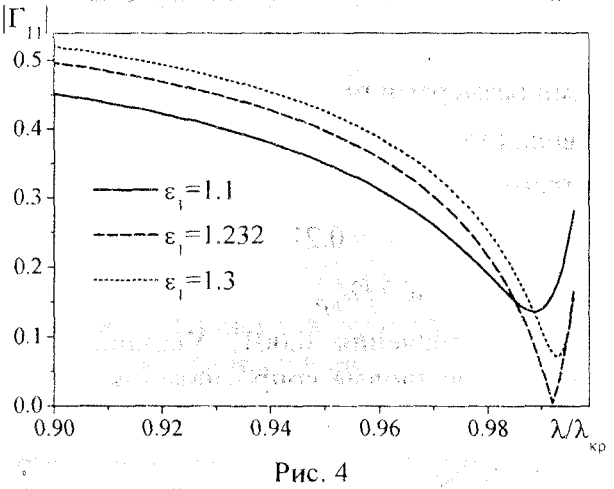


Рис. 4

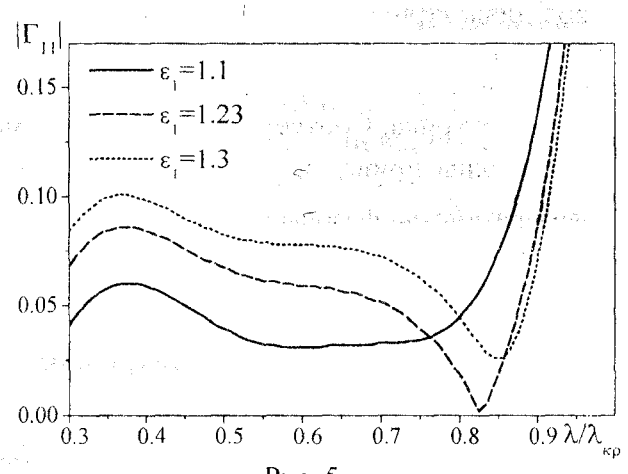


Рис. 5

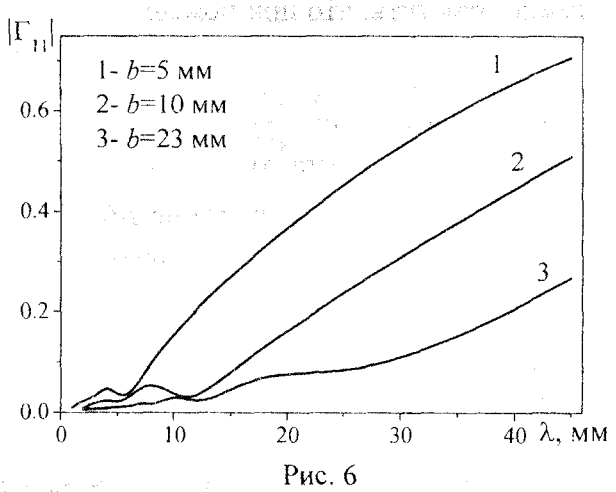


Рис. 6

Провал в зависимостях $|\Gamma_{11}|$ от отношения $\lambda/\lambda_{кр}$ в области одномодового режима для волноводов с $b/a = 0.435$ и $b/a = 0.217$ уменьшается при введении диэлектрика в свободное пространство, кривая сглаживается и можно получить постоянство коэффициента отражения в полосе частот, что в некоторых случаях является особенно важным.

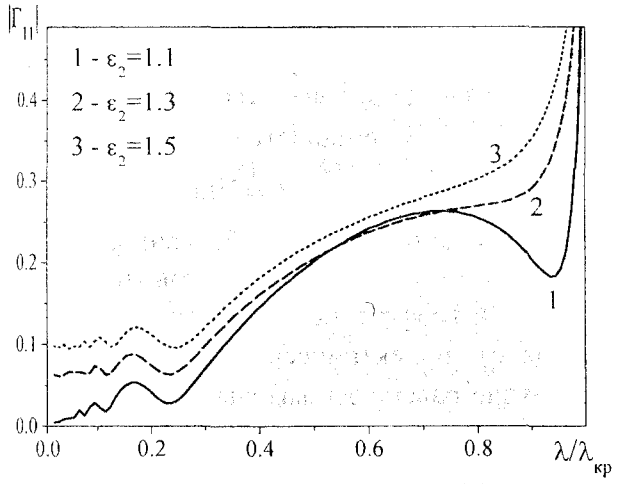


Рис. 7

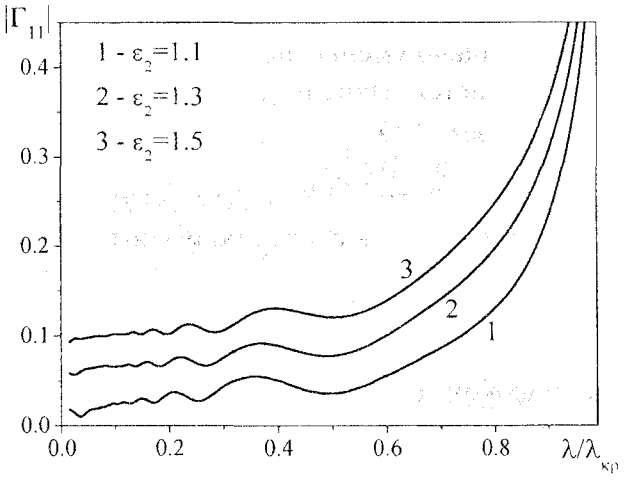


Рис. 8

Таким образом, заполнение свободного пространства диэлектриком не уменьшает коэффициент отражения, но возможна его стабилизация в диапазоне частот.

Исследованы также коэффициенты трансформации волны H_{10} в волну H_{q0} ($q = 2; 3; 4; 5$) для волноводов с различными поперечными сечениями и их зависимости от длины волны.

В случае, когда q – четное, коэффициенты трансформации равны нулю. Это также можно определить исходя из структуры полей волн в волноводе.

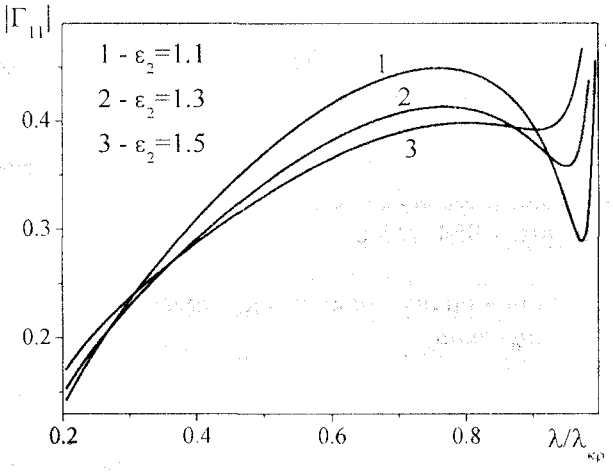


Рис. 9

Зависимости модулей коэффициентов трансформации волны H_{10} в волну H_{30} и H_{50} от отношения $\lambda/\lambda_{кр}$ представлены соответственно на рис. 10 и 11. Из рисунков видно, что значение $|\Gamma_{13}|$ больше, чем $|\Gamma_{15}|$ при одном и том же отношении $\lambda/\lambda_{кр}$. Так для волновода с поперечным сечением $a \times b = 23 \times 5\,мм^2$ при $\lambda/\lambda_{кр}$=0.95 $|\Gamma_{13}|$=0.0619, а $|\Gamma_{15}|$=0.0265.

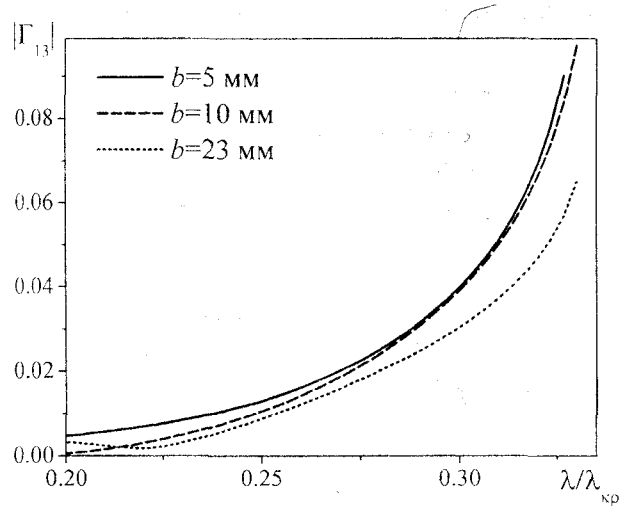


Рис. 10

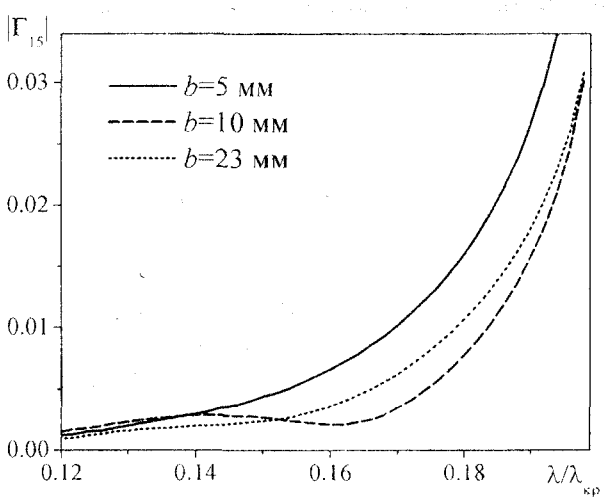


Рис. 11

С уменьшением длины волны от критической, модули коэффициентов трансформации экспоненциально уменьшаются для всех волноводов.

Что касается зависимости коэффициента трансформации от высоты волновода b, то $|\Gamma_{13}|$ в полосе $\lambda/\lambda_{кр} = 0.65 \div 1$ с увеличением размера b уменьшается, а $|\Gamma_{15}|$ в полосе $\lambda/\lambda_{кр}$ от 0,76 до единицы максимален при $b = 5$ мм и минимален при $b = 10$ *мм*.

Таким образом, в работе получены выражения для нормированных собственных и взаимных проводимостей волн в раскрыве волноводного излучателя, коэффициентов отражения и трансформации волн типа H_{m0}. Исследованы зависимости коэффициентов отражения и трансформации от размеров поперечного сечения волновода, от диэлектрических проницаемостей ε_1 и ε_2 в широком диапазоне частот. Показано, что в случае равенства фазовых скоростей волн, распространяющихся внутри и вне волновода, коэффициент отражения от раскрыва излучателя не равен нулю. Подбором диэлектрических проницаемостей диэлектриков внутри и вне волновода можно получить как уменьшение коэффициента отражения в некоторой достаточно узкой полосе частот, так и его стабилизацию в широкой полосе частот.

Список литературы: 1. *Вайнштейн Л.А.* Теория дифракции и метод факторизации. М.: Сов. радио, 1966. 431 с. 2. *Виниченко Ю.П., Леманский А.А., Митяшов М.Б.* К задаче об излучении электромагнитной волны из открытого конца прямоугольного волновода // Радиотехника и электроника. 1983. Т. 28, № 10. С. 2064. 3. *Булгаков А.А., Горобец Н.Н., Лященко В.А.* Анализ согласования и направленных характеристик волноводных и рупорных излучателей // Радиотехника и электроника. 2001. Т.46, № 8. С. 961-965. 4. *Левин Л.* Современная теория волноводов: Пер. с англ. Э.Л. Бурштейна. М.: Изд-во иностр. лит., 1954. 215 с.

Харьковский национальный университет им. В.Н. Каразина

Поступила в редколлегию 02.12.2005

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И ИХ ОБРАБОТКА

УДК 621.391.23

Э. А. СУКАЧЕВ, д-р техн. наук, Д. Ю. БУХАН

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ПАРНЫХ ЭХО ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМ С КОРРЕЛЯТИВНЫМ КОДИРОВАНИЕМ

Введение

В системах с корреляционным кодированием в каждый передаваемый импульс вводится так называемая управляемая межсимвольная интерференция (МСИ), вследствие чего длительность канального импульса увеличивается, и он занимает уже не один, а два или более тактовых интервалов. Отсчетные значения на входе решающего устройства приёмника, соответствующие различным моментам регистрации, оказываются при этом коррелированными, что и отражено в названии данных систем. Зная способ введения управляемой МСИ в передатчике, её можно тем или иным способом устранить в приёмнике.

С другой стороны, поскольку на одном интервале помещается только часть импульса, то говорят о системах с частичным (парциальным) откликом (partial-response signaling) [1, 2].

Такое кодирование или, точнее, формирование сигнала открывает широкие возможности для создания отдельных классов аналоговых переносчиков цифровой информации с компактным спектром, форму которого можно изменять, согласовывая её с характеристиками канала связи. При этом появляется возможность управлять распределением энергии между НЧ и ВЧ областями, размещать на заданных частотах нули спектральной функции и т.д.

Введение управляемой МСИ влечет за собой возрастание числа уровней передаваемого сигнала по сравнению с исходным двоичным потоком, что приводит к необходимости увеличивать отношение сигнал/шум, чтобы получить заданную вероятность ошибки. Это является недостатком данной технологии, тем не менее она применяется в системах с достаточно большим энергетическим запасом, например на линиях абонентского доступа, в цифровых радиорелейных системах и др.

В зависимости от способа, каким вводится управляемая МСИ, все сигналы типа парциального отклика разделены на классы. Наиболее полная классификация представлена, например, в [2]. Наибольшее практическое применение получили сигналы класса 1 и класса 4.

В теории и практике корреляционного кодирования наиболее актуальны вопросы анализа и аппаратного синтеза сигнальных функций. Мало исследованы, например, вопросы влияния характеристик тракта передачи на искажение формы передаваемых сигналов и, как следствие, на величину неуправляемой случайной МСИ. К немногим публикациям следует отнести [3], где была предложена методика для исследования изменения формы парциального сигнала класса 4 при ограничении его спектра.

Цель настоящей работы – разработать методику для исследования влияния неравномерности частотной характеристики тракта передачи на форму парциальных сигналов и оценить уровень возникающей при этом МСИ.

Постановка задачи и вывод исходных соотношений

Без ограничения общности остановимся на парциальном сигнале класса 4, аналитическая запись спектральной плотности которого имеет следующий вид [2, 3]:

$$G(j\omega) = j2UT\sin(T\omega), |\omega| \le \omega_c, \qquad (1)$$

где T – длительность тактового интервала; $\omega_c = \pi / T$ – граничная частота финитного спектра, равная полутактовой частоте цифрового потока; U – максимальное значение сигнала в точке отсчета.

Спектральной плотности (1) соответствует сигнальная функция

$$g_4(t) = \frac{2U}{\pi} \cdot \frac{\sin \omega_c t}{(t/T)^2 - 1}, \qquad -\infty < t < \infty. \qquad (2)$$

Коэффициент передачи тракта в основной полосе частот запишем в общепринятой форме

$$K(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}, \qquad |\omega| \le \omega_c .$$

Пусть ФЧХ тракта идеальна ($\varphi(\omega) = 0$), а для представления неравномерности АЧХ воспользуемся тригонометрической аппроксимацией

$$K(\omega) = \begin{cases} a_0 + a\cos c\omega, & |\omega| \le \omega_c, \\ 0, & |\omega| > \omega_c. \end{cases} \qquad (3)$$

Аппроксимация АЧХ вида (3) позволяет применить для расчета искажений сигнала так называемый метод парных эхо, изложенный, например, в [4, 5].

Полагая $a_0 = 1$, запишем выражение для коэффициента передачи в полосе пропускания:

$$K(\omega) = 1 + a\cos\left(\frac{2\pi}{\omega_c} p\omega\right),$$

где p – число периодов неравномерности АЧХ в полосе пропускания тракта.

Таким образом, если $p = 0{,}5$, то $c = T$, если $p = 1$, то $c = 2T$ и т.д.

Рис. 1, *а* иллюстрирует типичные искажения АЧХ при гармонической аппроксимации для трех различных значений параметра p. На рис. 1,*б* представлена спектральная плотность сигнала класса 4.

Для иллюстрации сущности метода парных эхо запишем выражение для сигнала на выходе канала с характеристикой (3):

$$g_{4\,вых}(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\omega_c}^{\omega_c} G_4(j\omega)\left[1 + a\cos(c\omega)\right]e^{j\omega t}\,d\omega =$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_{-\omega_c}^{\omega_c} G_4(j\omega)e^{j\omega t}\,d\omega + \frac{1}{2\pi}\int_{-\omega_c}^{\omega_c}\frac{a}{2}G_4(j\omega)e^{j\omega(t+c)}\,d\omega + \frac{1}{2\pi}\int_{-\omega_c}^{\omega_c}\frac{a}{2}G_4(j\omega)e^{j\omega(t-c)}\,d\omega =$$

$$= g_4(t) + \frac{a}{2}g_4(t+c) + \frac{a}{2}g_4(t-c). \qquad (4)$$

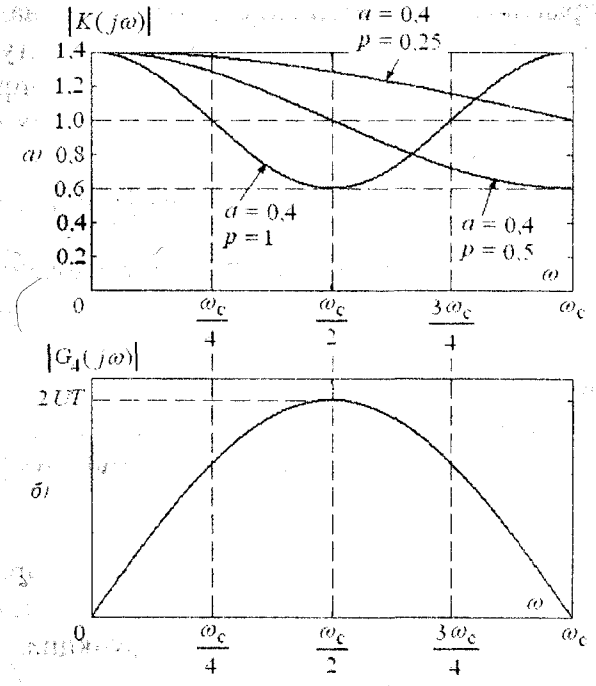


Рис. 1

Таким образом, при гармонической аппроксимации АЧХ тракта передачи сигнал представляет собой сумму трех слагаемых: неискаженного входного сигнала и двух его копий с

коэффициентами $a/2$, смещенных относительно первого слагаемого на величину $\Delta t = \pm c$. Ввиду симметричного расположения искажающих членов на оси времени они получили название эхо-импульсов или «парного эха». Изменяя c, можно приближать эхо-импульсы к основному отклику либо удалять от него.

Особенности формирования выходного сигнала при $c = 2T$ иллюстрирует рис. 2.

Результаты исследования влияния линейных искажений на уровень МСИ

Для оценки уровня МСИ обычно используют глаз-диаграмму, D-критерий или E-критерий [6]. Наиболее полное представление о степени искажения формы импульсов дает глаз-диаграмма, представляющая собой суперпозицию сдвинутых во времени входных последовательностей, приведенных к общему интервалу. Тем не менее, в приёмниках, использующих метод однократного отсчета, требуется знать только отклонение сигнала от нулевых значений в тактовых точках, т.е. уровень МСИ в моменты регистрации символов в цифровом потоке. В этом случае обычно используют так называемый D-критерий, представляющий собой нормированную сумму абсолютных значений отсчетов сигнала в моменты $t = kT$, $k = 0, \pm1, \pm2,\ldots$ Практически D-критерий представляет собой вертикальный разрез глаз-диаграммы, соответствующий определенному моменту времени, как правило, моменту регистрации импульса.

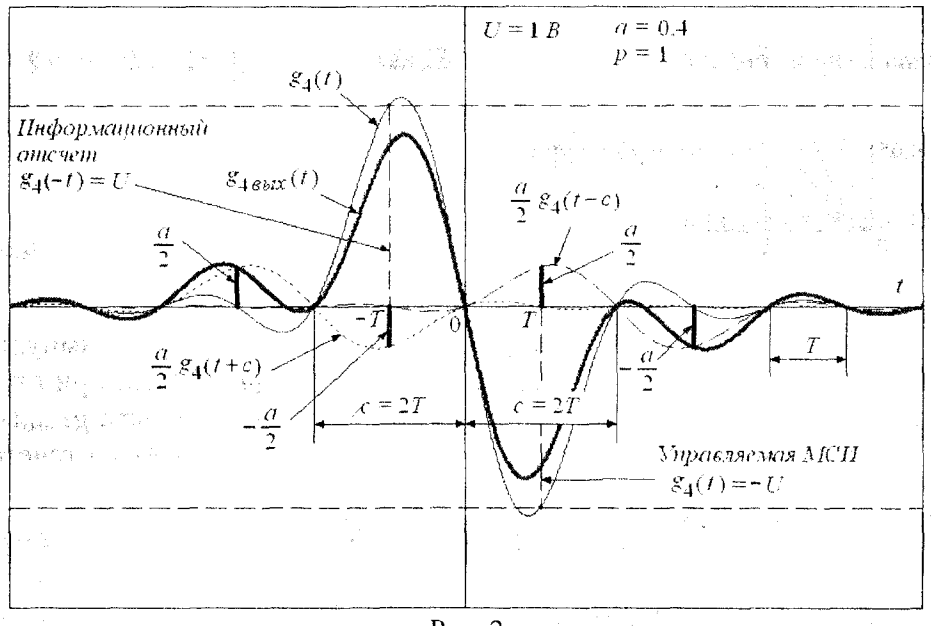


Рис. 2

Применительно к парциальным сигналам класса 4 оценка уровня МСИ согласно D-критерию может быть записана следующим образом:

$$D(N;a,c)=\frac{1}{g_{4\,вых}(-T)}\sum_{\substack{k=-N\\ k\neq-1,k\neq1}}^{N}\left|g_{4\,вых}(kT)\right|, \qquad (5)$$

где $g_{4\,вых}(-T)$ – информационный отсчет; $g_{4\,вых}(T)$ – отсчет, представляющий собой управляемую МСИ, которая является неотъемлемой частью парциального сигнала класса 4.

При расчете МСИ, обусловленной линейными искажениями в тракте, отсчет $g_{4\,вых}(T)$ не учитывается. При отсутствии искажений в тракте отсчетные значения выходного сигнала в эквидистантных точках под знаком суммы в (5) равны нулю и, следовательно, $D(N; a,c) = 0$.

Моделирование в среде Matlab 6.5 позволило установить ряд закономерностей, касающихся взаимосвязи параметров тригонометрической аппроксимации (3) и уровня МСИ искаженных сигналов (4).

Зависимость величины $D(N; a,c)$ от параметров a и c АЧХ канала связи представлена на рис. 3.

Согласно (4) при $c \to 0$ искажение импульса $g(t)$ сводится к изменению его масштаба в $(1 + a)$ раз, поэтому МСИ отсутствует и $D(N; a,0) = 0$.

Если $c = T$, то эхо-импульсы смещаются таким образом, что в момент $t = 0$ их отсчеты равны по величине и противоположны по знаку, т.е. компенсируются, поэтому в сумме (5) отличны от нуля только два слагаемых для $k = \pm 2$. Все эквидистантные нули опережающего и отстающего импульсов совпадают с эквидистантными нулями центрального отклика. Следовательно, $D(N; a,T) = |a / 2| + |-a / 2| = a$.

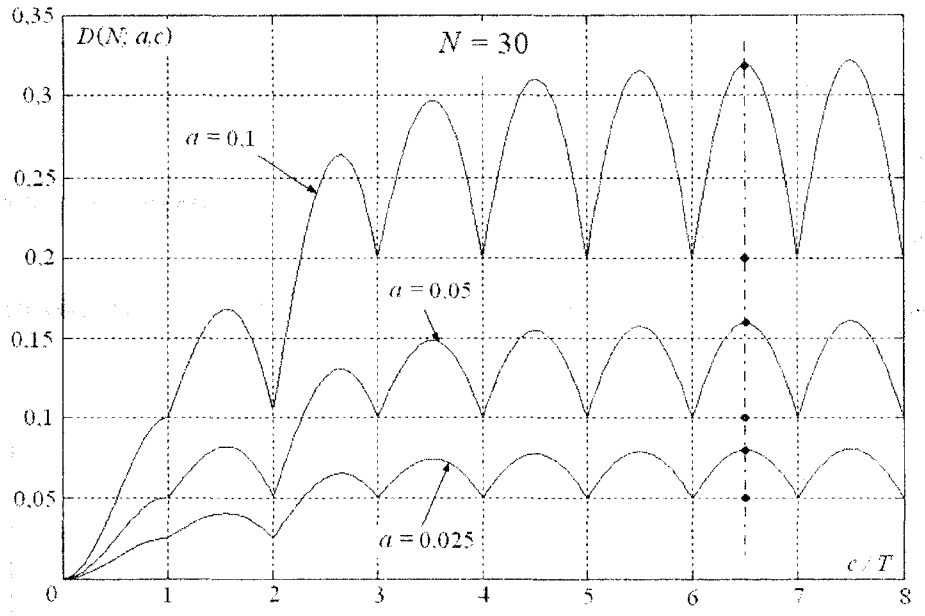


Рис. 3

Если $c = 2T$, то расположение четырех отсчетных значений двух эхо-импульсов совпадает с моментами регистрации сигнала в приемнике (рис. 2). Два отсчета при $t = \pm 2T$ создают МСИ, третий при $t = -T$ уменьшает величину информационного отсчета $g_{4\ вых}(-T) = 1 - a/2$; четвертый можно не принимать во внимание, поскольку он совпадает с отсчетом управляемой МСИ, не входящим по определению в (5). Таким образом, $D(N; a,2T) = \dfrac{2a}{2-a}$.

При $c \geq 3T$ эхо-импульсы выходят за пределы центральной части главного отклика, которая занимает четыре тактовых интервала, и перемещаются в область его затухающих осцилляций. Дальнейшее непрерывное увеличение параметра c обнаруживает периодическую структуру, которая хорошо просматривается на рис. 3. Минимальные и максимальные значения МСИ чередуются, занимая эквидистантные позиции. Минимумы соответствуют целочисленным значениям $k = c/T$, когда под знаком суммы в (5) только четыре слагаемых, равных по абсолютной величине $a/2$, отличаются от нуля, т.е. $D(N; a,kT) = 2a$, $k \geq 3$. Если c принимает значения, лежащие в интервале $kT < c < (k + 1)T$, $k > 1$, то число слагаемых в (5) теоретически бесконечно велико. Однако сравнительный анализ показывает, что достаточно остановиться на $N = 20$-30 для получения необходимой точности при расчетах МСИ.

Максимальные значения МСИ будут иметь место при $c = (k + 0{,}5)T$, $k \geq 1$. При этом величина D_{max} монотонно возрастает с увеличением k. Это объясняется эффектом компенсации отсчетных значений опережающих и отстающих эхо-импульсов при $t = 0$. По мере удаления эхо-импульсов от основного отклика величина отсчетов, компенсирующих друг друга, уменьшается, а величина отсчетов, участвующих в образовании МСИ, увеличивается.

Таким образом, метод парных эхо позволяет выполнить количественный и качественный анализ влияния параметров гармонической аппроксимации неравномерности АЧХ в полосе пропускания тракта на величину МСИ в системах с коррелятивным кодированием.

Выводы

Предложенная методика оценки МСИ парциального сигнала дает возможность разработать рекомендации относительно необходимой точности при коррекции АЧХ тракта передачи. В частности, согласно приведенным графикам, неравномерность АЧХ порядка 5% приводит к уменьшению вертикального раскрыва глаз-диаграммы на 10-15%, что в ряде случаев вполне допустимо. Установлено также, что степень уменьшения вертикального раскрыва зависит не только от величины неравномерности АЧХ, но и от числа периодов волн неравномерности в полосе пропускания тракта. Оказывается, что минимумы наступают при четном числе четвертей периода неравномерности АЧХ (целом числе полупериодов), а максимумы при нечетном числе четвертей периода.

Следует также отметить, что отношение максимального значения МСИ к минимальному не зависит от величины a и $D_{max} / D_{min} = 1{,}597$ (4 *дБ*), $k > 0$.

Список литературы: 1. *Андреев А.М. и др.* Состояние теории и практики использования сигналов с частичным откликом // Зарубежная радиоэлектроника. 1992. № 9. С. 57-83. 2. *Kabal P., Pasupathy S.* Partial-response signaling // IEEE Trans. on Commun. 1975. Vol. COM-23, № 9. P. 921-934. 3. *Сукачев Э.А., Ильин Д.Ю.* Влияние ограничения спектра на форму сигнала в системе с парциальным откликом класса 4 // Праці УНДІРТ. 2000. № 2 (22). С. 83-88. 4. *Кук Ч., Бернфельд М.* Радиолокационные сигналы: Пер. с англ. М.: Сов.радио, 1971. 568 с. 5. *Михайлов А.В.* Высокоэффективные оптимальные системы связи. М.: Связь, 1980. 344 с. 6. *Сукачев Э.А., Бухан Д.Ю.* Моделирование передачи парциальных сигналов по каналам связи с линейными искажениями // Тр. VIII Междунар. науч.-практ. конф. «Системы и средства передачи и обработки информации» (ССПОИ–2004, 7–12 сент. 2004 г.). Одесса. 2004. С. 92-93.

Одесская национальная академия связи им. А. С. Попова

Поступила в редколлегию 11.02.2006

УДК 681.324.50

В. М. ШОКАЛО, д-р техн. наук, В. Г. ЛИХОГРАЙ, канд. физ-мат. наук,
А. Е. СТРЕЛЬНИЦКИЙ, А. А. СТРЕЛЬНИЦКИЙ

МОДЕЛИРОВАНИЕ И ИЗМЕРЕНИЕ ОСЛАБЛЕНИЯ СИГНАЛА В РАДИОКАНАЛЕ ЛОКАЛЬНЫХ САРД. Ч2

Настоящая статья – продолжение работы [1]. В ней рассмотрены актуальные вопросы выяснения закономерностей распространения радиоволн локальных систем абонентского радиодоступа (САРД) в помещении.

Цель работы состоит в теоретическом определении и экспериментальной проверке выражения для коэффициента затухания мощности сигнала радиоволн в помещении с учетом отражений от стен пола и потолка для САРД протокола 802.11b.

Модель радиотрассы САРД с несколькими отражающими поверхностями в ближней зоне

Рассмотрим модель ослабления сигнала САРД в помещении. Будем считать, что помещение имеет прямоугольную форму (рис. 1). Линия 1 – 2 – это пол, 3 – 4 – потолок, 1 –3 и 2 – 4 - это передняя и задняя стены, а линии 5 – 6 и 7 – 8 являются боковыми стенами помещения. Все указанные поверхности выполнены из одного однородного материала и на рабочей частоте САРД выполняется критерий Релея. Предположим, что при таких условиях применима, как и в [1, п. 1] отражательная трактовка в приближении отсутствия отражений от задней и передней стенок комнаты, т.к. установленные в точках A и B антенны однонаправленные. Эта идеализация в достаточной мере выполняется в антеннах, установленных на крышках ноутбуков.

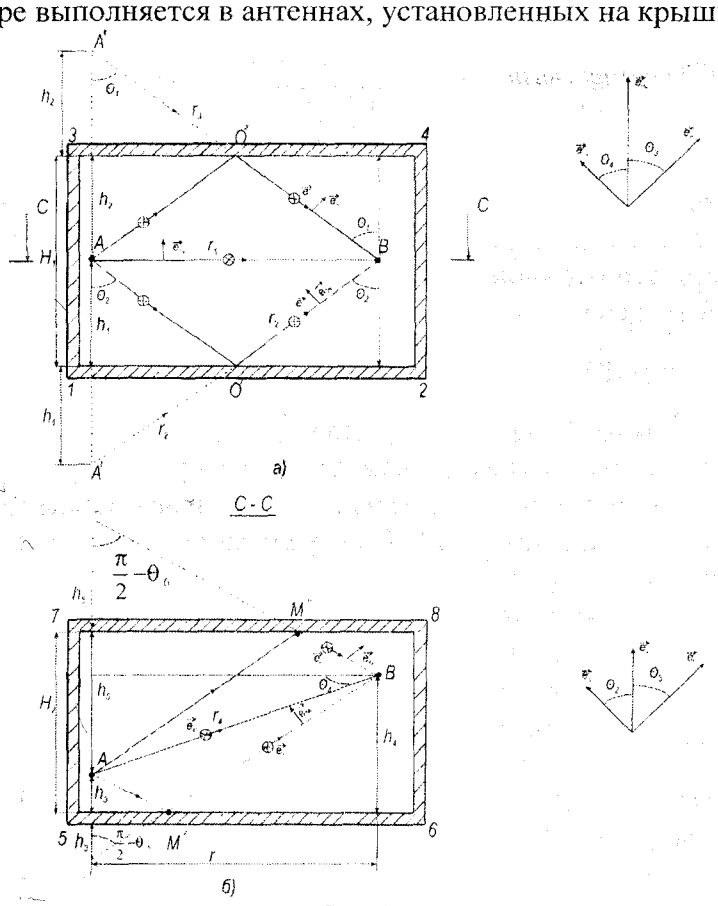


Рис.1

В силу указанной в [1, п. 1] особенности САРД будем также полагать, что точки передачи A и приема B находятся в ближней зоне системы излучателей, образованной точкой A и ее зеркальным изображением. Точки A и B имеют одну и ту же высоту h_1 относительно пола, но относительно боковых стен расположены произвольно $(h_3 \neq h_4)$,

Общее выражение для результирующей напряженности электрического поля в точке B имеет вид

$$\dot{\vec{E}}_p = \dot{\vec{E}}_{np} + \sum_{i=1}^{N} \dot{\vec{E}}_i, \quad N = 1...4, \tag{1}$$

где $\dot{\vec{E}}_p$ – результирующая напряженность поля прямого луча $\dot{\vec{E}}_{np}$ и отраженных лучей от пола, потолка и боковых стен $\dot{\vec{E}}_i$.

Если принять вначале, что излучается сигнал горизонтальной (относительно пола и потолка) поляризации, то отраженные от боковых стен лучи будут иметь вертикальную поляризацию. В этом случае выражение (1) запишется таким образом:

$$\dot{\vec{E}}_{pГ} = \dot{\vec{E}}_Г + \dot{\vec{E}}_B = \vec{e}_{pГ} \cdot \dot{E}_Г + \vec{e}_{pГ} \cdot \dot{E}_B,$$

$$\dot{\vec{E}}_Г = \sqrt{60P_\Sigma}\left(\frac{e^{-ikr_1}}{r_1} + \dot{R}_Г\left(\frac{e^{-ikr_2}}{r_2} + \frac{e^{-ikr_3}}{r_3}\right)\right)\vec{e}_{pГ} \approx$$

$$\approx \sqrt{60P_\Sigma}\left(\frac{e^{-ikr_1}}{r_1} - R_Г\left(\frac{e^{-ikr_2}}{r_2} + \frac{e^{-ikr_3}}{r_3}\right)\right)\vec{e}_{pГ}, \tag{2}$$

$$\dot{\vec{E}}_B = \sqrt{60P_\Sigma}\left(\frac{e^{-ikr_4}}{r_4}\cos\theta_4 + \dot{R}_B\left(\frac{e^{-ikr_5}}{r_5}\cos\theta_5 + \frac{e^{-ikr_6}}{r_6}\cos\theta_6\right)\right)\vec{e}_{pГ} \approx$$

$$\approx \sqrt{60P_\Sigma}\left(\frac{e^{-ikr_4}}{r_4}\cos\theta_4 + R_B\left(\frac{e^{-ikr_5}}{r_5}\cos\theta_5 + \frac{e^{-ikr_6}}{r_6}\cos\theta_6\right)\right)\vec{e}. \tag{3}$$

При записи (2) принято, что аргумент коэффициента отражения $\arg \dot{R}_Г$ для всех углов падения примерно равен π, а в (3) $\arg \dot{R}_Г \approx 0$, $\dot{E}_{pГ}$ – комплексная амплитуда напряженности электрического результирующего поля горизонтальной поляризации в точке B; $\vec{e}_{pГ}$ – орт горизонтальной поляризации в точке B, $\dot{E}_B$ – комплексная амплитуда напряженности электрического результирующего поля вертикально поляризованного в точке B.

В выражении (3) принято:

$$\cos\theta_4 = \frac{r}{\sqrt{r^2 + (h_4 - h_3)^2}}, \quad \vec{e}_{pГ} = \vec{e}_4 \cdot \cos\theta_4;$$

$$\cos\theta_5 = \frac{r}{\sqrt{r^2 + (h_4 + h_3)^2}}, \quad \vec{e}_{pГ} = \vec{e}_5 \cdot \cos\theta_5; \tag{4}$$

$$\cos\theta_6 = \frac{r}{\sqrt{r^2 + \left[(H_2 - h_4) + h_5\right]^2}}, \quad \vec{e}_{pГ} = \vec{e}_6 \cdot \cos\theta_6.$$

$П_{pГ}$ результирующего поля в точке B:

$$П_{pГ} = \frac{1}{2Z_{Co}}|E_{pГ}|^2 = \frac{60P_\Sigma}{Z_{Co}}\left\{\left[\frac{\cos kr}{r} - \frac{R_Г\cos kr_2}{r_2} - \frac{R_Г\cos kr_3}{r_3} + \frac{\cos kr_4}{r_4}\cos\theta_4 + \right.\right.$$

$$\left. + R_в\left(\frac{\cos kr_5}{r_5}\cos\theta_5 + \frac{\cos kr_6}{r_6}\cos\theta_6\right)\right]^2 + \tag{5}$$

$$\left.\left. + \left[-\frac{\sin kr}{r} + \frac{R_Г\sin kr_2}{r_2} + \frac{R_Г\sin kr_3}{r_3} + \frac{\sin kr_4}{r_4}\cos\theta_4 + R_в\left(\frac{\sin kr_5}{r_5}\cos\theta_5 + \frac{\sin kr_6}{r_6}\cos\theta_6\right)^2\right]\right]\right\},$$

где $r_2 = \sqrt{r^2 + (2h_1)^2}$, $r_3 = \sqrt{r^2 + (2h_2)^2}$,

$$r_4 = \sqrt{r^2 + (h_4 - h_3)^2}, \quad r_5 = \sqrt{r^2 + (h_4 + h_3)^2},$$

$$r_6 = \sqrt{r^2 + [(H_2 - h_4) + h_5]^2},$$

Z_{Co} – характеристическое сопротивление свободного пространства.

Выражение (5) является интерферренционной формулой, которая может быть представлена так:

$$П_{PГ} = \frac{60}{Z_{Co}} P_{\Sigma} \cdot I(r),$$

где $I(r)$ – интерферренционный множитель. Пример зависимости ненормированного интерферренционного множителя от расстояния r приведен на рис. 2.

Этот график получен для случая помещения со следующими размерами: $h_1 = 0,6м$, $h_2 = 4,5м$, $h_3 = 5,1м$, $h_4 = 5,1м$, $h_5 = 4,5м$ и $R_{\Gamma} = 0,8$ (см. рис. 1).

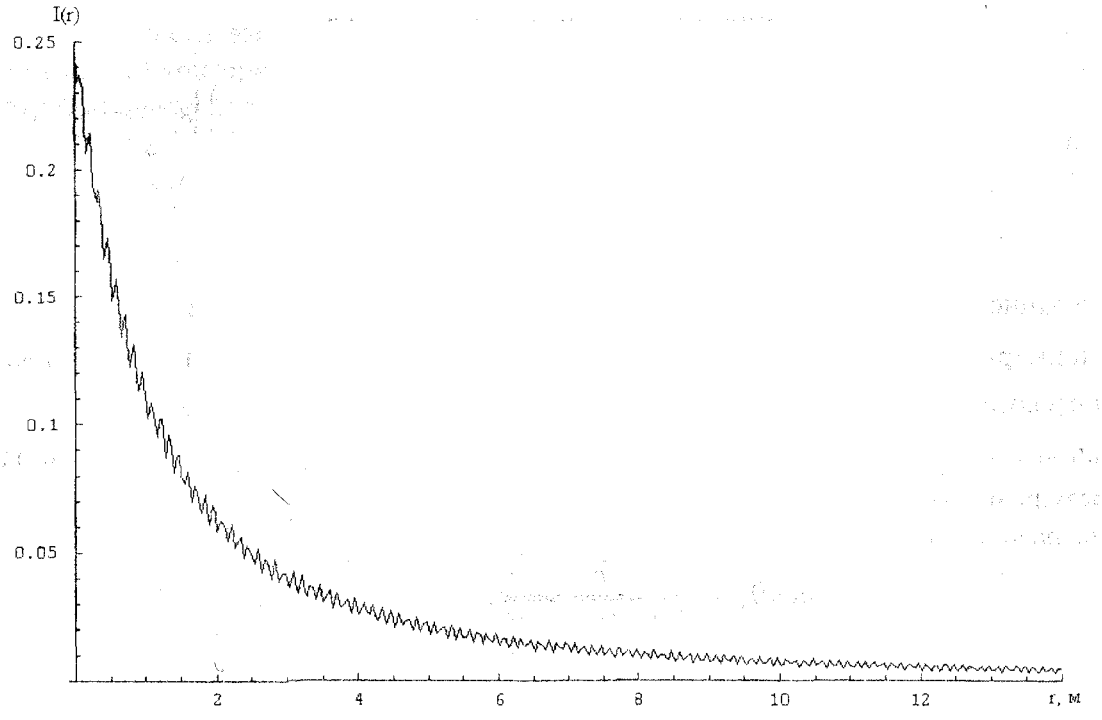


Рис. 2

Для выяснения справедливости развитой теории необходимо сопоставить экспериментальные и теоретические результаты исследований затухания в помещении от расстояния. Зависимость затухания $\alpha_{\Gamma}(r)$ является огибающей функцией $I(r)$, которая может быть получена программным способом из выражения (7).

Анализ результатов численных и натурных экспериментов затуханий сигнала в радиоканале локальной САРД в помещении

Ниже приведено сопоставление данных об ослаблении мощности сигнала в радиоканале локальной САРД, расположенной в помещении, полученных при проведении расчетов по предложенной модели и серии экспериментов.

Схема измерений представлена на рис. 1, а методика описана в [1, п. 2].

В ряде помещений, где проводился эксперимент, уровень сигнала на эталонном расстоянии r_0 был весьма большой. Поскольку внутренние аттенюаторы в клиентских адаптерах (КА) отсутствуют, то удобный для опытов уровень сигнала в радиолинии достигался за счет того,

что один из КА помещался в камеру, выполненную из поглощающего материала. Экспериментальные исследования закономерности изменения ослабления сигнала от расстояния проводились в помещениях различных размеров. Одна из серий опытов была проведена в значительной по размерам антенной лаборатории с габаритными размерами 18x12x5,5 м. Объем этой лаборатории существенно заполнен учебным оборудованием СВЧ диапазона. Эскиз размещения оборудования и измерительной установки в лаборатории показан на рис. 3.

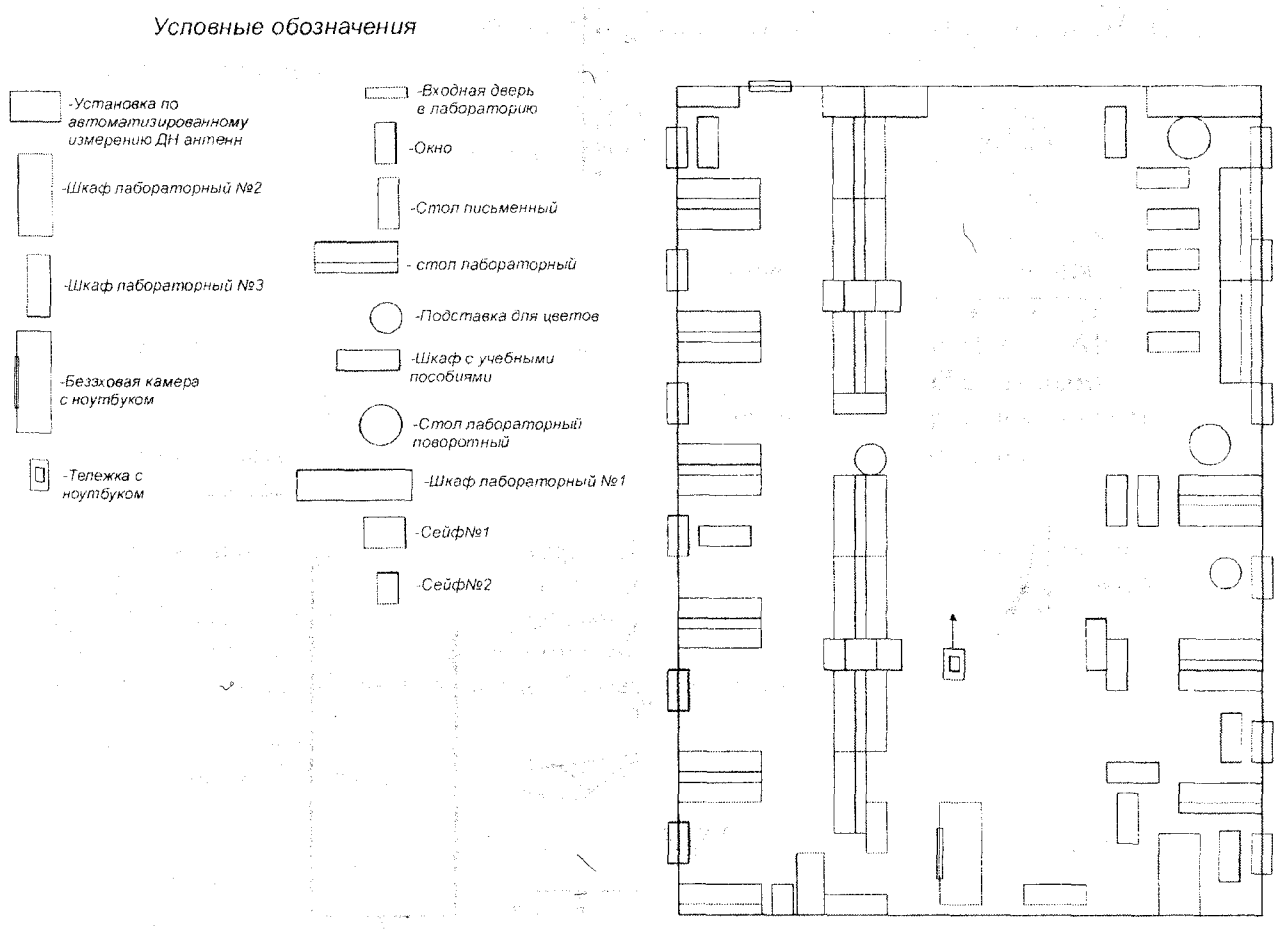


Рис. 3

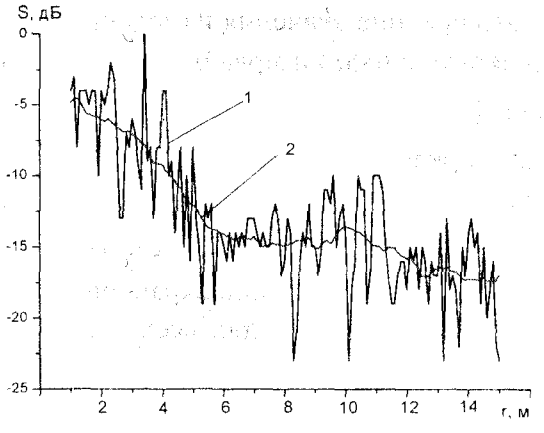


Рис. 4

На рис. 4–6 представлены графики зависимости сигнала S от расстояния r. Наличие многолучевости в лаборатории иллюстрируется графиками, приведенными на рис. 3. Кривая 1 – это (по терминологии [3]) суперпозиция мелкомасштабных и крупномасштабных замираний,

кривая 2 – локально средние замирания. Обработка выборки из десяти измерений проводилась также, как и в [1, п.2.2] с помощью распределения Стьюдента [4]. На рис. 5 и 6 показаны зависимости $S(r)$ для высот поднятия антенн КА равных 0,6 *м* и 1,09*м*.

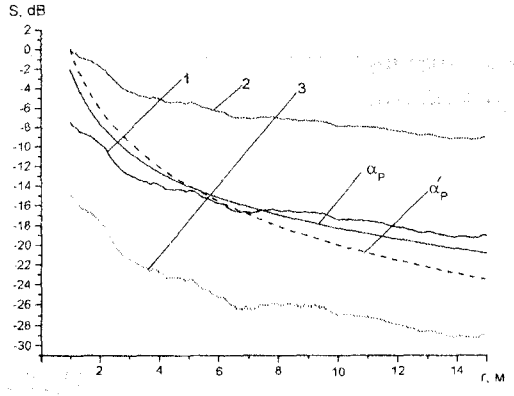


Рис. 5

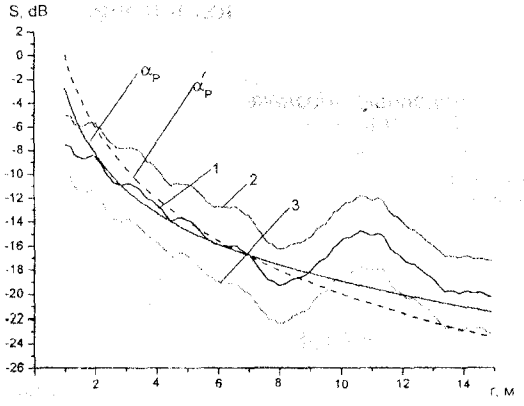


Рис. 6

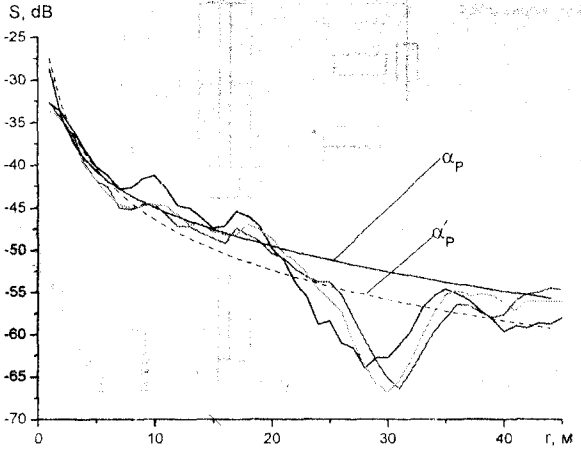


Рис. 7

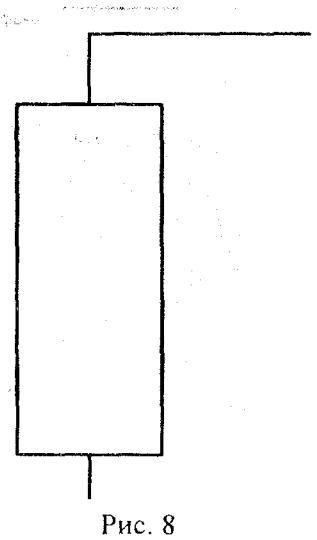


Рис. 8

Кривые 1 на рисунках – это средние значения измеренной величины, кривые 2,3 ограничивают верхний и нижний доверительный интервалы, α_p – расчетная кривая по формуле (7), а расчеты α'_p по формуле (7) [1].

Расчеты проводились при горизонтальной поляризации для следующих геометрических параметров $h_1 = 0,6м$, $h_2 = 4,5м$, $h_3 = 5,1м$, $h_4 = 5,1м$, $h_5 = 4,5м$ (см. рис. 1).

Для этого случая расстояние ближней зоны $r_б \approx 12м$ Из анализа структуры стен, пола и потолка, имеющих в своем составе металлические вкрапления и конструкции, было принято, что модуль коэффициента отражения $R = 0.8$ для всех углов падения. Такое приближение можно принять, опираясь на материалы [2].

Из анализа представленных данных следует, что разработанная модель дает хорошее совпадение с результатом эксперимента и может быть применена на практике при расчете радиолиний локальных САРД в помещении. Сравнивая кривые α_p и α'_p, можно также сделать вывод о том, что учет влияния стен и потолка на процесс распространения радиоволн существенно улучшает достоверность анализа закономерности ослабления сигнала на трассе.

Описанные выше исследования проводились в помещении, отражающие поверхности которого мало отличаются друг от друга по электродинамическим параметрам, что собст-

венно и дает право применять отражательную трактовку. При наличии на трассе протяженных неоднородностей с сильно отличающимися коэффициентами отражения применение разработанной модели становится невозможным. Доказательством этого положения служат графики, приведенные на рис. 6. Здесь кривые 1,2,3 – результаты усредненных однократных измерений, а α_p – это расчетная кривая. Упомянутые данные получены для протяженного помещения (коридора) при параметрах $R_{\Gamma} = 0,8$; $h = 0,6$ *м*.

Эскиз коридора приведен на рис. 8. Сопоставляя этот эскиз с данными рис. 7, нетрудно сделать вывод, что в месте ответвления коридора на лестничный марш результаты расчета и эксперимента явно не совпадают. По известным причинам именно в этом месте происходит резкий скачок электродинамических характеристик отражающей поверхности.

Выводы

1. *Полученные в [1] теоретические результаты, дополнены расчетными соотношениями* для затухания сигналов САРД в помещениях, которые выведены в приближении отражательной трактовки.

2. Проведены экспериментальные исследования затуханий сигналов САРД протокола 802.11b в помещении; путем сравнительного анализа их результатов с данными вычислений доказана возможность практического применения разработанной приближенной модели при анализе характеристик локальных САРД, функционирующих в помещении при наличии многолучевости.

Список литературы: 1. *Шокало В.М., Лихограй В.Г., Стрельницкий А.Е., Стрельницкий А.А., Роздоловский Ю.М., Бабанская Е.В.* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. №143. С. 143 – 150. 2. *Грудинская Г.П.* Распространение радиоволн. М. Высш. шк., 1975. 280с. 3. *Бернард Скляр.* Цифровая связь. Москва; СПб; Киев: Изд. дом «Вильямс», 2003. 1104 с. с ил. 4. *Румшиский Л.З.* Математическая обработка результатов эксперимента. М.: Наука, 1971. 192 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.02.2006

УДК 621.396.677.49

Ю. Ю. КОЛЯДЕНКО, канд. техн. наук,

АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК В ЛИНИЯХ СОТОВОЙ СВЯЗИ

Постановка задачи

Системы сотовой связи (ССС) приобретают все большее развитие, как по масштабу, так и по количеству услуг связи. Электромагнитная обстановка (ЭМО) в ССС обладает существенной спецификой и характеризуется большой динамикой, нестационарностью и неравномерностью параметров. Одним из перспективных методов помехозащиты является пространственно-временная обработка сигналов (ПВОС), под которой в общем случае понимают некоторую совокупность действий над сигналами, принимаемыми в разных точках пространства, позволяющую с максимальным качеством извлечь содержащуюся в них полезную информацию.

ПВОС можно реализовать как многомерную оптимизационную задачу [1,2] или в более узком плане она реализуется с помощью соответствующих изменений алгоритма функционирования, обеспечивающего наилучшие качественные показатели при приеме полезных сигналов в системах с адаптивными антенными решетками (ААР) [3–5]. Как те, так и другие задачи остаются предметом интенсивных исследований, так как позволяют на десятки децибел [1–5] повысить эффективность приема полезных сигналов при наличии помех.

Основная причина пристального внимания к адаптивным антенным решеткам [3–5] заключается в способности таких систем без априорной информации о помеховой обстановке автоматически обнаружить присутствие источников помех и подавлять их на выходе, улучшая тем самым прием полезного сигнала.

Однако алгоритмы ААР в основном разрабатывались для стационарной сигнально-помеховой обстановки (СПО) [3–5]. Применение ААР для ССС может снижать эффективность данных алгоритмов. С целью установления эффективности алгоритмов ААР проведен анализ эффективности алгоритмов ААР при движущихся источниках сигналов, что характерно для ССС. Также проведен анализ эффективности алгоритма, синтезированного на основе калмановской фильтрации для нестационарной СПО.

Основная часть

Расчетные данные по динамике сигнально-помеховой обстановке

Очевидно, что приближение или удаление мобильной станции (МС) от базовой станции (БС) не повлечет за собой снижение эффективности, т.к. мощность сигнала регулируется автоматически, таким образом, что БС принимает сигнал постоянной мощности. Снижение эффективности алгоритмов ААР может происходить при изменении угла прихода сигнала. Рассмотрим, какое максимальное изменение угла прихода сигнала может произойти при выполнении алгоритмом одного шага рекурсии.

Время на выполнение одного шага рекурсии t_p можно определить из соотношения

$$t_p = K_{ком}(N-1)^2 t_{кц}, \qquad (1)$$

где $K_{ком}$ – количество командных циклов, выполняемых на одном шаге ($K_{ком} \approx 25$); N – количество антенных элементов; $t_{кц}$ – время выполнения командного цикла.

Например, время выполнения команд процессором ADSP-2181: 25...30 *нс*, (до 40 MIPS). Все команды выполняются за один командный цикл.

Изменение положения МС за один шаг рекурсии Δx определяется выражением

$$\Delta x = v t_p, \qquad (2)$$

где v – скорость движения абонента, примем $v = 60$ *км/час*$=1{,}7 \cdot 10^{-8}$ *м/нс*.

Произведем расчет изменения угла прихода сигнала от МС $\Delta\Theta$ за один шаг рекурсии. На рис.1 показано изменение положения МС за один шаг рекурсии Δx, высота мачты БС

H, расстояние между основанием БС и МС r_o, расстояние между БС и МС r и h – высота равнобедренного треугольника МБМ'. Примем $H = 30$ *м*, $r_o = 50$ *м*. Тогда расстояние между БС и МС будет составлять $r = \sqrt{H^2 + r_o^2}$ =58 *м*. Высоту треугольника МБМ' h определим из соотношения $h = \sqrt{r^2 - 0{,}5\Delta x} \approx 58$ *м*.

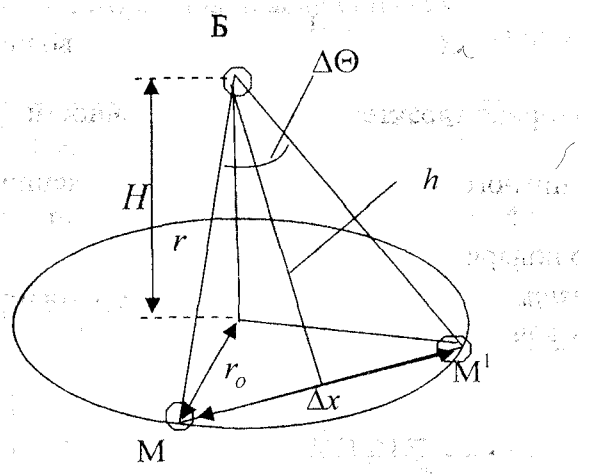


Рис. 1

Изменение угла прихода сигнала от МС можно определить из соотношения

$$\Delta\Theta = 2 \cdot arctg\left(\frac{0{,}5\Delta x}{h}\right) \cdot 180/\pi . \qquad (3)$$

Результаты расчета занесены в табл.1.

Таблица 1

Результаты расчета изменения угла прихода сигнала от МС за один шаг рекурсии

Количество антенных элементов N	Время на выполнение одного шага рекурсии t_p, *нс*	Изменение положения МС за один шаг рекурсии Δx, *м*	Изменение угла прихода сигнала от МС за один шаг рекурсии $\Delta\Theta$, *град*
4	6750	$1.125 \cdot 10^{-4}$	$1.11 \cdot 10^{-4}$
8	36750	$6.125 \cdot 10^{-4}$	$6.05 \cdot 10^{-4}$
16	168750	0.0028	0.0028

Алгоритм ААР, синтезированный по критерию минимума среднеквадратического отклонения (МСКО).

Вектор весовых коэффициентов (ВВК) по критерию МСКО определяется из рекуррентной формулы [4]:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) + 2\mu[d(k) - \vec{W}(k)^T \vec{X}(k)]\vec{X}(k), \qquad (4)$$

где k – дискретное время; μ – шаговый коэффициент; $d(k)$ – опорный сигнал в момент времени k; $\vec{X}(k)$ – вектор входных воздействий в момент времени k.

При этом сигнал на выходе ААР определяется выражением

$$y(k) = \vec{W}(k)^T \vec{X}(k). \qquad (5)$$

Алгоритм ААР, синтезированный по критерию максимума отношения сигнал/помеха.

Алгоритмы, использующие априорную информацию о направлении прихода полезного сигнала, синтезируются по критерию максимума выходного отношения мощности полезного сигнала к сумме мощностей помех и шума (МОСП) [4]:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\mu[\vec{X}_n^T(k)\vec{W}(k)\vec{X}_n(k) - \vec{V}_c], \quad (6)$$

где $\vec{V}_C^T = \left[A_{1C}e^{(-j\varphi_1)}, A_{2C}e^{(-j\varphi_2)}, ..., A_{NC}e^{(-j\varphi_N)}\right]$ – вектор волнового фронта сигнала. $A_{iC} = \vec{E}_i(\Theta_C, \Phi_C)\vec{\varepsilon}_C$ – векторная характеристика направленности i-го антенного элемента по напряженности электромагнитного поля, $\vec{E}_i(\Theta_C, \Phi_C)$ – напряженность электромагнитного поля; $\vec{\varepsilon}_i$ – единичный вектор поляризации приходящей волны.

Алгоритм ААР, синтезированный по критерию минимум выходной мощности (МВМ).

Для данного случая в качестве целевой функции используется значение мощности выходного сигнала ААР

$$E\left\{y^2(t)\right\} = \vec{W}^T R_{xx}\vec{W}, \quad (7)$$

где R_{xx} – матрица пространственной корреляции входной смеси сигналов и помех.

Непосредственная минимизация (7) может быть выполнена различными методами безусловной оптимизации [4].

При этом ВВК определяется выражением

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\mu[\vec{W}^T(k)\vec{X}(k)][\vec{X}(k) - \vec{W}(k)(\vec{W}^T(k)\vec{X}(k))]. \quad (8)$$

При наличии точной информации о сигнале и при условии стационарности СПО алгоритмы, синтезированные по критериям МСКО, МОСП и МВМ, обеспечивают примерно одинаковую скорость сходимости и эффективность подавления помех [4].

Анализ эффективности алгоритмов ААР, синтезированных для стационарной СПО в условиях ее динамики

С помощью имитационного моделирования нами были проведены исследования по скорости сходимости и эффективности подавления помех данных алгоритмов при нестационарной СПО. В качестве исходных данных были взяты следующие значения: начальные углы прихода сигнала $\Theta_c = 0$ градусов, помехи $\Theta_n = 30$ *град.*, при изменении угла прихода сигнала и помехи на каждом шаге на $\Delta\Theta$ (табл.1). Энергетические соотношения были выбраны из следующих соображений. Известно, например, что для GSM требуемое для качественной работы системы отношение сигнал/шум на приеме базовой станции должно составлять не менее 9 *дБ*. Поэтому, были приняты отношение сигнал/шум $\frac{P_c}{P_ш} = 13\,дБ$, отношение сигнал/помеха $\frac{P_c}{P_n} = 0\,дБ$, ОСПШ на входе ААР составляет $\frac{P_c}{P_n + P_ш} = -0.2\,дБ$.

В данном эксперименте предполагается, что априорная информация о углах прихода сигнала поступает с устройства оценки пространственного спектра (рис.2). В работе [5] была предложена рекурсивная процедура формирования пространственного спектра. Данная процедура состоит из трех основных рекурсивных составляющих:

1) выделение пространственного окна;
2) подавление сигналов, приходящих со всех невыделенных направлений;
3) рекурсивное определение отметки соответствия амплитуды и пространственной фазы в выделенном окне.

Как показали исследования, при нестационарной СПО данные алгоритмы имеют приблизительно одинаковую скорость сходимости и эффективность подавления помех. На рис.3 представлены графики зависимостей отношения сигнал/(помеха+шум) (ОСПШ) на выходе ААР от времени для алгоритма МОСП. при количестве антенных элементов $N=4$, $N=8$ и $N=16$. Из графиков видно, что скорость сходимости составляет около 10 шагов, что говорит о достаточно хороших показателях переходных процессов. Однако после 100 шагов рекурсии эффективности данных алгоритмов плавно снижается.

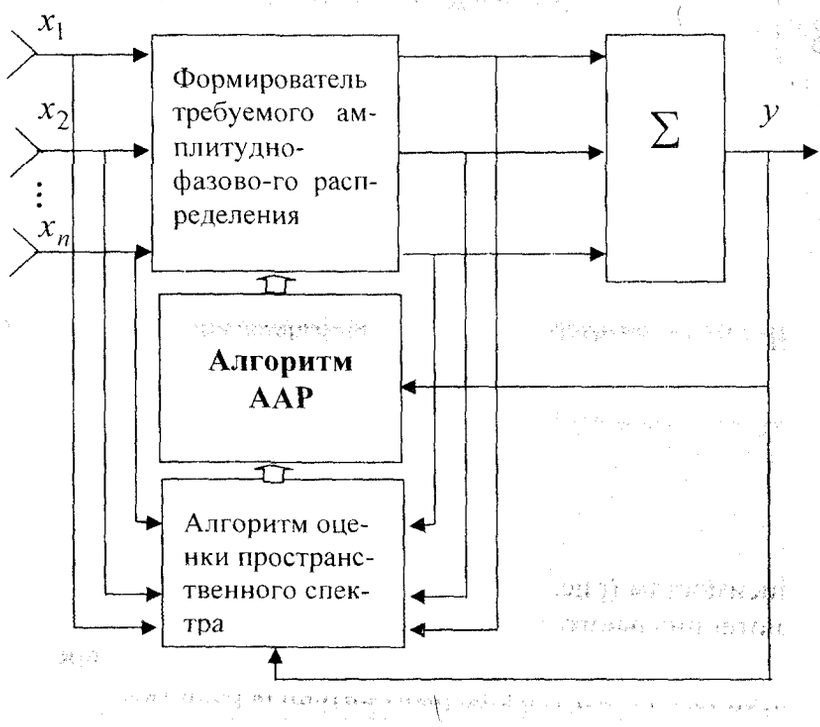


Рис. 2

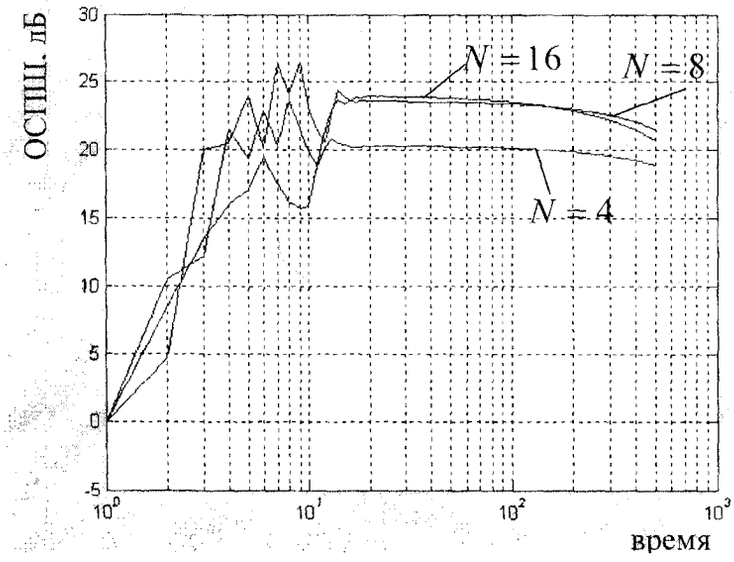


Рис. 3

Поэтому были проведены исследования при более длительной работе алгоритмов. На рис.4 представлен график зависимости ОСПШ от времени при количестве антенных элементов $N = 4$ при 3000 шагах рекурсии, что соответствует 0,02 реального времени. Как видно из данного графика за незначительное время эффективность алгоритма снижается более, чем на 10 *дБ*.

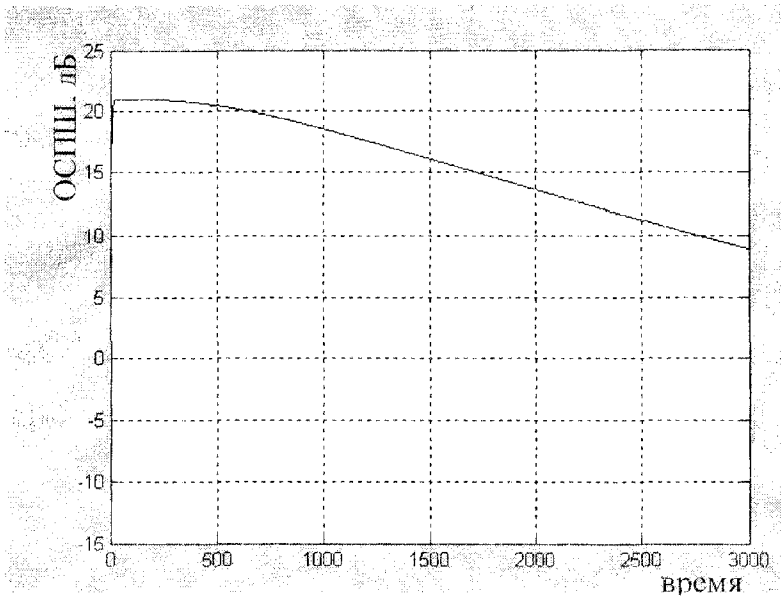


Рис. 4

Так же судя по зависимостям (рис. 3) можно сказать, что если при $N = 4$ ОСПШ успевает достигнуть своего потенциального значения, то при $N = 8$ и тем более $N = 16$ ОСПШ не успевая достичь потенциального значения снижается с течением времени тем стремительнее, чем больше антенных элементов содержит антенная решетка.

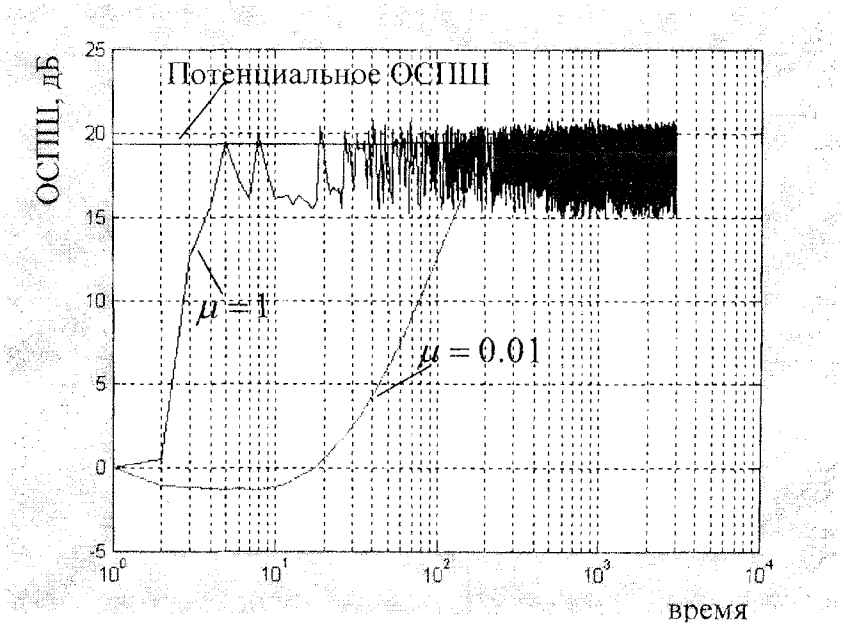


Рис. 5

Кроме того, скорость сходимости и стабильность положения в установившемся режиме данных алгоритмов в основном определяются шаговым коэффициентом μ.

При больших и постоянных значениях данного коэффициента $\mu = 1$ происходит быстрая сходимость алгоритма к потенциальному значению критерия оценки эффективности. Вместе с тем, в установившемся режиме наблюдается нестабильность (рис. 5).

При малых и так же постоянных значениях коэффициента $\mu = 0{,}01$ наблюдается медленная сходимость и стабильность в установившемся режиме (рис. 5).

Поэтому для повышения скорости сходимости и в то же время для стабилизации в установившемся режиме применяют коэффициент μ не постоянный, а зависящий от времени, где с каждым шагом рекурсии коэффициент μ уменьшается.

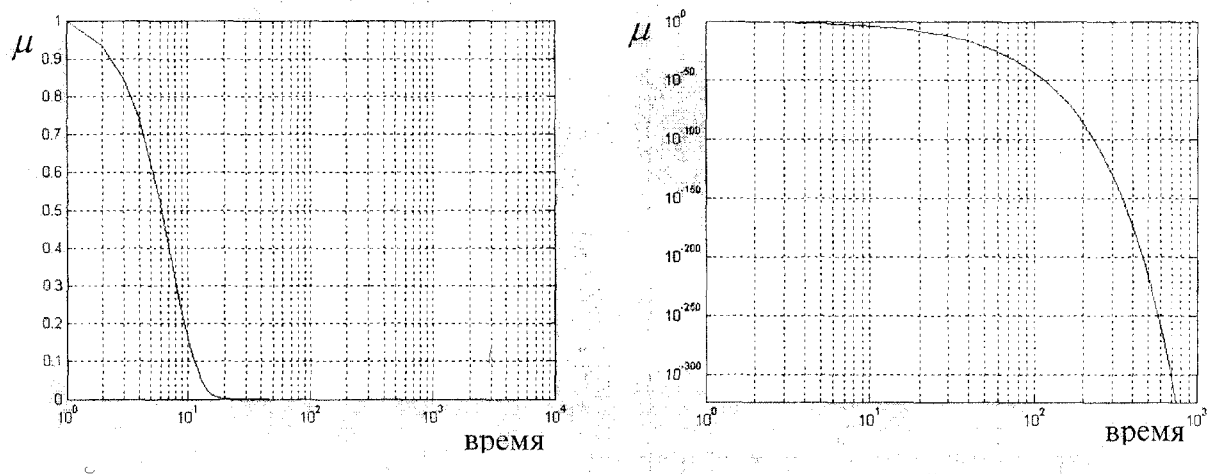
Так, для проведения эксперимента и получения результатов, представленных на рис. 3 и рис. 4 был использован рекурсивный метод определения коэффициента μ :

$$g(0) = 0\,; \quad g(k) = g(k-1) - k/30\,; \; k = \overline{1, K}\,,$$

где K – конечное время работы алгоритма;

$$\mu(k) = \exp\big(g(k)\big)\,; \; k = \overline{0, K}\,.$$

График зависимости шагового коэффициента μ от времени показан на рис.6 (*а* – при логарифмическом масштабе времени, *б* – при логарифмическом масштабе времени и μ)



а *б*

Рис. 6

В связи с тем, что шаговый коэффициент μ с течением времени стремительно уменьшается, поступающая обновляющая информация с каждым шагом имеет все меньший вес. Поэтому, при динамической СПО шаговый коэффициент должен рассчитываться в зависимости от скорости изменения этой динамики.

Рассмотрим алгоритм, синтезированный для динамической СПО и проведем его анализ.

Алгоритм ААР, синтезированный для динамической СПО, и анализ его эффективности.

При нестационарной СПО происходят пространственно-временные изменения параметров сигнала и помехи. Эти изменения могут происходить из-за влияний среды распространения радиоволн, перемещения приемника или передатчика помехи и других причин. Для такой СПО уравнение состояния ВВК будет иметь вид [6]

$$dw(t)/dt = F(t)w(t) + G(t)u(t), \qquad (9)$$

где $F(t)$ и $G(t)$ являются соответственно матрицами состояния и интенсивностей изменений параметров сигналов и помех. Элементы f_{ij} , $i, j = \dim w(t)$, являются величинами, обратными

коэффициентам взаимной корреляции между i и j компонентами. $u(t)$ – порождающий белый гауссов шум модели (9), со спектральной плотностью мощности N_u.

Для нестационарной СПО были разработаны процедуры Калмана – Бьюси [6,7], определяющие состояние ВВК в динамике:

$$\frac{d\hat{w}(t)}{dt} = F(t)\hat{w}(t) + P(t)H(t)N_v^{-1}\left[H(t)\hat{w}(t) - y(t)_э\right], \qquad (10)$$

где $y(t)_э$ – эталонное значение полезного сигнала, $H(t)$ – матрица значений входных сигналов $P(t)$ – матрица значений апостериорной дисперсии оценки $\hat{w}(t)$, определяемая из уравнения Риккати:

$$\frac{dP(t)}{dt} = F(t)P(t) + P(t)F^T(t) - P(t)H(t)N_v^{-1}H(t)P(t) + G^T(t)N_uG. \qquad (11)$$

Несмотря на внешнее сходство с алгоритмами Калмана, процедура (10), (11) принципиально отличается тем, что значения апостериорной дисперсии $P(t)$ оказались зависимыми от результатов наблюдения [7].

С помощью имитационного моделирования проведен анализ скорости сходимости и эффективности подавления помех данным алгоритмом. В качестве исходных данных взяты те же значения, что и в предыдущем примере.

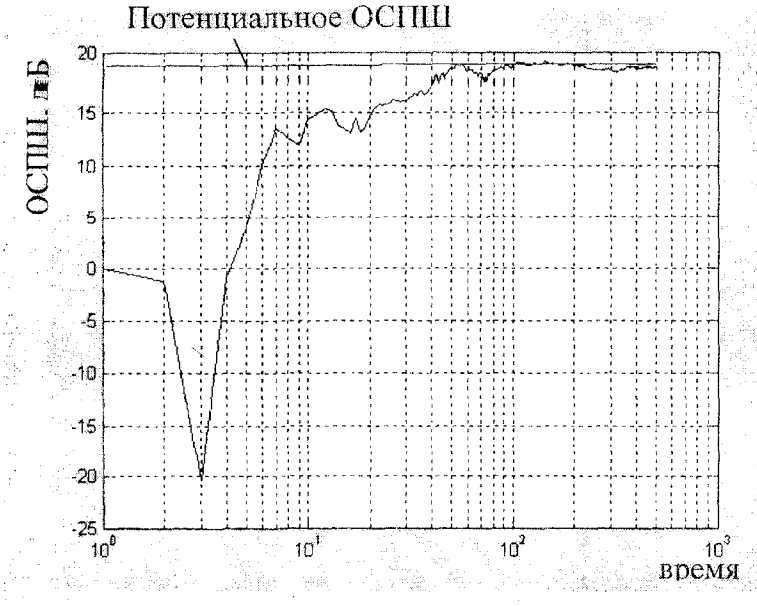


Рис. 7

На рис.7 – 9 представлена зависимость от времени ОСПШ на выходе 4-х-, 8-ми- и 16-элементной ААР соответственно для алгоритма Калмана. Как видно из приведенных графиков, время адаптации несколько больше по сравнению с алгоритмами, синтезированными для стационарной СПО, и составляет от 10 до 40 шагов. Однако при достижении своего потенциального значения ОСПШ находится в пределах расстройки ВВК, что является управляющим параметром в процессе адаптации и удержания требуемого оптимального значения в смысле минимума среднего квадрата отклонения принятого сигнала от заданного (эталонного).

Также был проведен анализ эффективности данного алгоритма при длительной его работе. На рис.10 представлен график зависимости ОСПШ от времени при количестве антенных элементов $N = 4$ при 3000 шагах рекурсии. Судя по данному графику можно сказать, что с течением времени при достаточно большой динамики изменения СПО эффективность калмановского алгоритма остается стабильной и близкой к потенциальной.

Из рис.7–.9 видно, что с количеством антенных элементов эффективность алгоритма повышается, что справедливо и для алгоритмов, синтезированных для стационарной СПО в условиях ее стационарности. Поэтому нами были проведены исследования по зависимости эффективности алгоритма Калмана от количества антенных элементов

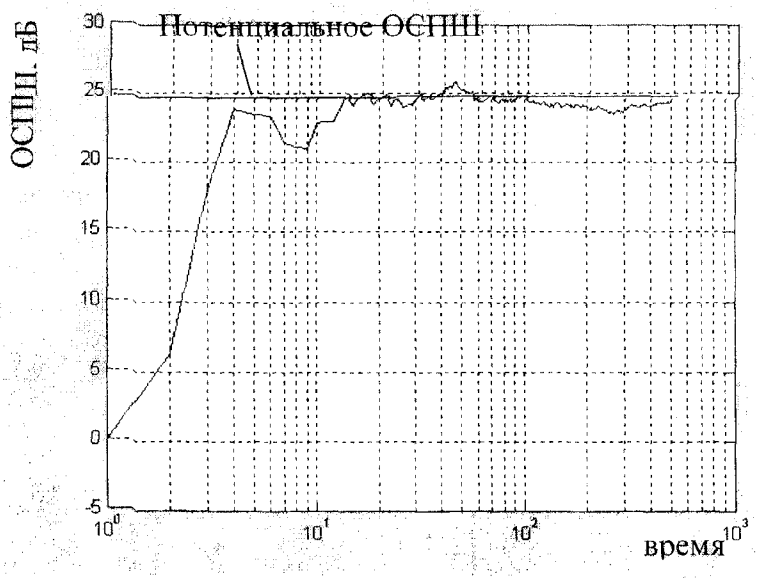


Рис.8

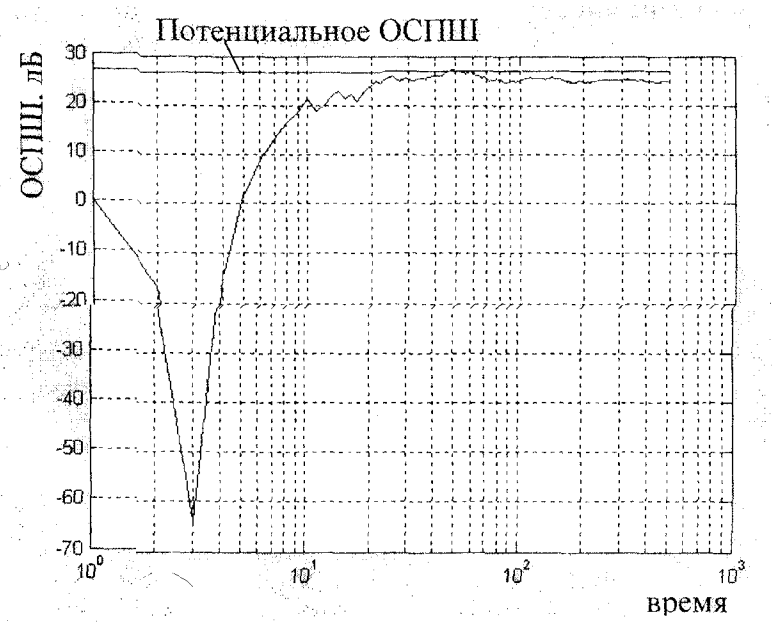


Рис. 9

На рис. 11 представлены графики зависимости ОСПШ от количества антенных элементов N при значении сигнал/помеха $\frac{P_c}{P_n} = 0$ *дБ*, при различных отношениях сигнал/шум $\frac{P_c}{P_ш}$. Кривая 1 (рис.11) соответствует значению $\frac{P_c}{P_ш} = 10$ *дБ*, кривая 2 соответствует $\frac{P_c}{P_ш} = 20$ *дБ* и, кривая

3 соответствует $\frac{P_c}{P_ш} = 30$ *дБ*. Анализ ААР малой и большой размерности показывает, что с ростом числа антенных элементов, эффективность подавления помех сначала резко возрастает, потом этот рост снижается и становится пропорциональным числу элементов N. Также анализ показал, что ОСПШ на выходе ААР существенно зависит от отношения сигнал/шум на ее входе.

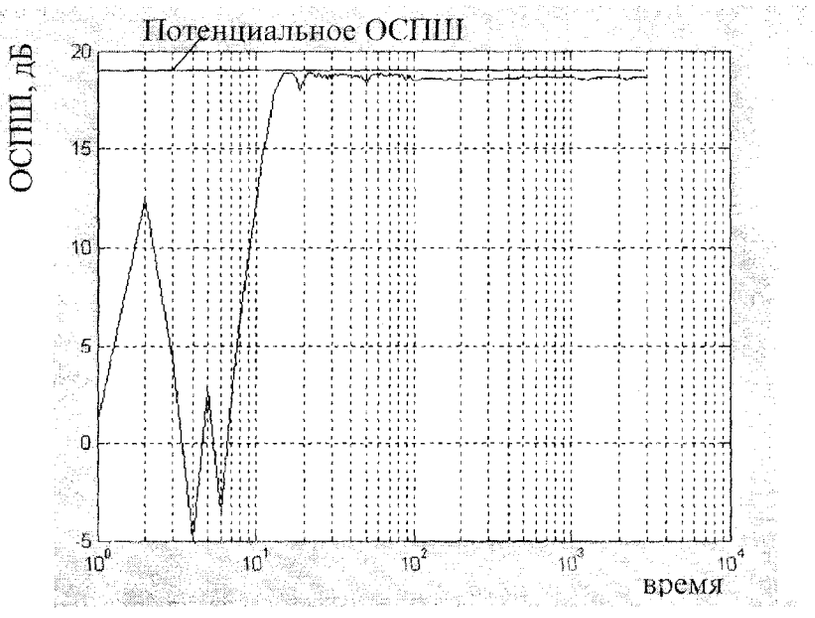


Рис.10

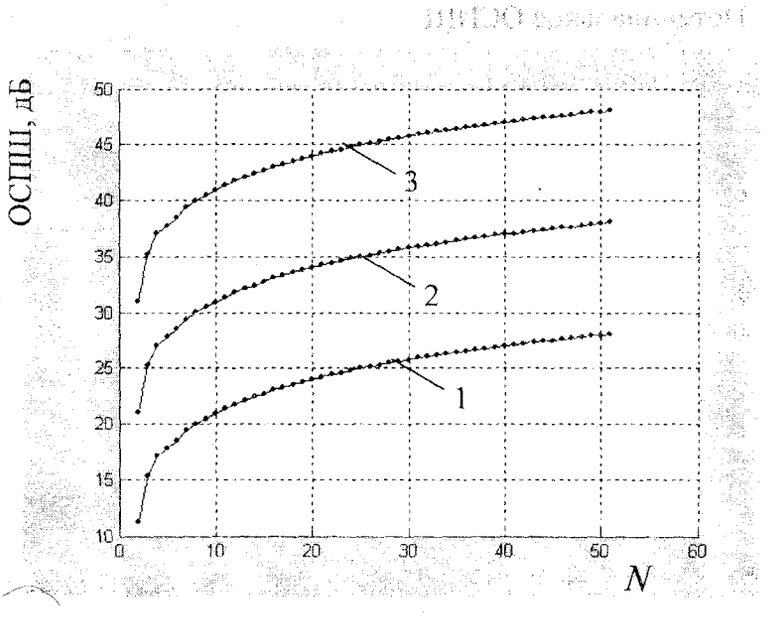


Рис.11

Таким образом, для систем сотовой связи можно рекомендовать алгоритмы ААР, синтезированные на основе методов калмановской фильтрации формирования ВВК с количеством антенных элементов равным 4...16.

Заключение

1. Алгоритмы ААР в основном разрабатывались для стационарных источников сигналов. Применение ААР для ССС может снижать эффективность данных алгоритмов. С целью установления эффективности алгоритмов ААР проведен анализ эффективности алгоритмов ААР при движущихся источниках сигналов.

2. Рассмотрены алгоритмы ААР, синтезированные по критерию максимума отношения сигнал/помеха, по критерию минимума среднеквадратического отклонения и по критерию минимум выходной мощности.

3. Как показали исследования, при нестационарной СПО данные алгоритмы имеют приблизительно одинаковую скорость сходимости и эффективность подавления помех. Скорость сходимости данных алгоритмов составляет около 10 шагов, что говорит о достаточно хороших показателях переходных процессов. Однако после 100 шагов рекурсии эффективности данных алгоритмов плавно снижается.

4. Также проведен анализ эффективности алгоритма, синтезированного на основе калмановской фильтрации для нестационарной СПО. Анализ показал, что время адаптации данного алгоритма несколько больше по сравнению с алгоритмами, синтезированными для стационарной СПО, и составляет от 10 до 40 шагов. Однако при достижении своего потенциального значения ОСПШ находится в пределах расстройки ВВК, что является управляющим параметром в процессе адаптации и удержания требуемого оптимального значения в смысле минимума среднего квадрата отклонения принятого сигнала от заданного (эталонного).

5. Проведен анализ эффективности данного алгоритма от количества антенных элементов. Анализ ААР малой и большой размерности показывает, что с ростом числа антенных элементов, эффективность подавления помех сначала резко возрастает, потом этот рост снижается и становится пропорциональным числу элементов N. Также анализ показал, что ОСПШ на выходе ААР существенно зависит от отношения сигнал/шум на ее входе.

6. Таким образом, для систем сотовой связи можно рекомендовать алгоритмы ААР, синтезированные на основе методов калмановской фильтрации формирования ВВК с количеством антенных элементов равным 4...16.

Список литературы: 1. *Уидроу Б., Стирнз С.* Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с. 2. *Пистолькорс А.А., Литвинов О.С.* Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с. 3. *Монзинго Р.А., Миллер Т.У.* Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 486 с. 4. *Марчук Л.А.* Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи ВАС. 1991. 136 с. 5. *Коляденко Ю.Ю.* Рекурсивная процедура оценки пространственного спектра сигналов в задачах управления базисом наблюдения для сотовых систем связи. / Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 20 - 24. 6. *Родимов А.П., Поповский В.В.* Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь, 1984. 272 с. 7. *Поповский В.В., Коляденко Ю.Ю.* Методы адаптивной компенсации сосредоточенных помех в задачах приема полезных сигналов в спутниковых системах связи. / Вісник Укр. будинку екон. та наук.-техн. знань. 2002. № 1. С.97 - 102.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.02.2006

УДК 621.3.006.357

Т. В. ДОРОШЕНКО, К. А. СЕЛИВАНОВ

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ПРИЁМНИКА СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ РЯДОВ ВОЛЬТЕРРА

Постановка задачи

Различные системы радиосвязи приобрели небывалый масштаб развития. Особенно это стало заметно за последние годы, когда получили мощное внедрение системы мобильной связи. Многие достижения, которые будут применены в системах мобильной связи третьего и четвертого поколений, являются логическим продолжением технологии CDMA (Code Division Multiple Access – множественного доступа с кодовым разделением. В отличие от других методов доступа абонентов к сети, где энергия сигнала концентрируется на выбранных частотах или временных интервалах, сигналы CDMA распределены в непрерывном частотно-временном пространстве. CDMA обладают высокой помехоустойчивостью, причем как от пассивных, так и от активных помех. Однако до того, как помехи будут подавлены методами цифровой обработки сигналов, они должны пройти через высокочастотный тракт приемника и не вызвать насыщения малошумящего широкополосного усилителя (МШУ) и смесителя. Поэтому одним из недостатков широкополосных систем является чувствительность этих систем к нелинейным искажениям.

Таким образом, возникает задача анализа таких систем на воздействие нескольких входных широкополосных сигналов для дальнейшей оценки возможности приема и обработки информации.

Основная часть

В последнее десятилетие с целью исследования нелинейных структур используются методы, базирующиеся на свойствах нелинейных функционалов и их аппроксимаций в виде функциональных рядов (полиномов) Вольтерра. Известные достоинства этих методов – естественность описания операторов для многих случаев практики, одновременный учет нелинейных и инерционных свойств цепей и др. привлекли к этим методам ряд исследователей, как в стране, так и за рубежом.

В общем виде математическую модель нелинейной динамической системы можно представить в виде

$$y(t)=F[x(t)], \tag{1}$$

где $x(t)$ – входной сигнал (воздействие), $y(t)$ – выходной сигнал (реакция системы).

Рассмотрим случай, когда входное воздействие системы $x(t)$ выражается аддитивной смесью гармоник

$$x(t) = \exp(j\omega_{вх1}t) + \exp(j\omega_{вх2}t) + \ldots + \exp(j\omega_{вхn}t), \tag{2}$$

где $\omega_{вхi} = 2\pi f_{вхi}$, $i = 1,2,3,\ldots n$, причём $\omega_{вхi} \neq \omega_{вхj}$ при $i \neq j$.

Введем ограничение: уровень входного сигнала $x(t)$ должен быть таким, чтобы анализируемая совокупность элементов системы имела слабую нелинейность.

Данные допущения дают основания нелинейную динамическую систему представить в виде рядов Вольтерра [1]:

$$y(t)=F[x(t)]=\int_{-\infty}^{\infty}h(\tau)x(t-\tau)d\tau+\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}h_2(\tau_1,\tau_2)x(t-\tau_1)x(t-\tau_2)d\tau_1d\tau_2+$$

$$+\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}h_3(\tau_1,\tau_2,\tau_3)x(t-\tau_1)x(t-\tau_2)x(t-\tau_3)d\tau_1d\tau_2d\tau_3+\ldots$$

$$\ldots+=\sum_{n=1}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\ldots\int_{-\infty}^{\infty}h_n(\tau_1,\ldots,\tau_n)\prod_{i=1}^{n}x(t-\tau_i)d\tau_1\ldots d\tau_n \tag{3}$$

В данном выражении $h_n(\tau_1,\ldots,\tau_n)$ – ядро Вольтера n-го порядка. Следует отметить, что ядро первого порядка $h_1(\tau_1)$ – это импульсная характеристика линейной цепи. Отсюда, ядра более высокого порядка можно рассматривать как импульсные характеристики выходного порядка, которые служат для описания различных порядков нелинейности. Другими словами, ядро n-го порядка $h_n(\tau_1,\ldots,\tau_n)$ можно назвать нелинейной импульсной характеристикой порядка n.

Введем еще одно ограничение, положив, что ядра являются сепарабельными. Это дает основание применить к ним оператор преобразования Фурье, в результате чего получим нелинейную передаточную функцию порядка n:

$$H_n(f_1,f_2,\ldots f_n)=\int_{-\infty}^{\infty}\ldots\int_{-\infty}^{\infty}h(\tau_1,\tau_2\ldots\tau_n)\exp[j2\pi(f_1\tau_1+f_2\tau_2+\ldots+f_n\tau_n)]d\tau_1 d\tau_2 d\tau_n\,. \quad (4)$$

Для упрощения дальнейших расчётов полагаем, что нелинейные передаточные функции являются симметричными функциями своих аргументов, т.е. имеется возможность изменять порядок аргументов $H_n(f_1,f_2,\ldots f_n)$.

Выполним обратное преобразование Фурье передаточной функции порядка n (4). В результате получим выражение нелинейной импульсной характеристики порядка n:

$$h_n(\tau_1,\tau_2\ldots\tau_n)=\int_{-\infty}^{\infty}\ldots\int_{-\infty}^{\infty}H_n(f_1,f_2,\ldots f_n)\exp[j2\pi(f_1\tau_1+f_2\tau_2+\ldots+f_n\tau_n)]df_1 df_2 df_n\,. \quad (5)$$

После этого обратимся к соотношению вход – выход (3) и запишем его в виде

$$y(t)=\sum_{n=1}^{\infty}y_n(t)\,, \quad (6)$$

где

$$y_n(t)=\int_{-\infty}^{\infty}\ldots\int_{-\infty}^{\infty}h(\tau_1,\tau_2\ldots\tau_n)x(t-\tau_1)\ldots x(t-\tau_n)d\tau_1\ldots d\tau_n\,. \quad (7)$$

Подставляя (5) в (7) и выполняя многократное интегрирование по $\tau_1,\tau_2\ldots\tau_n$ получим

$$y_n(t)=\int_{-\infty}^{\infty}\ldots\int_{-\infty}^{\infty}H_n(f_1,f_2,\ldots f_n)\prod_{i=1}^{n}X(f_i)\exp(j2\pi f_i t)df_i\,, \quad (8)$$

где $X(f_i)$ – амплитудно-частотный спектр входного воздействия

Эта формула в удобной форме выражает члены n-го порядка разложения входного сигнала как функцию спектра на входе $X(f_i)$:

$$X(f)=\delta(f-f_{вх1})+\delta(f-f_{вх2})+\ldots+\delta(f-f_{вхn})\,. \quad (9)$$

При таком входном сигнале представление выходного сигнала (3) и (8) принимает следующую форму:

$$y(t)=\sum_{n=1}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\ldots\int_{-\infty}^{\infty}H_n(f_1,f_2,\ldots f_n)\prod_{i=1}^{n}[\delta(f-f_{вх1})+\delta(f-f_{вх2})+\ldots+\delta(f-f_{вхn})]\exp(j2\pi f_i t)df_i\,. \quad (10)$$

Произведение суммы дельта функций даёт сумму всех различных членов вида

$$\delta(f-f_{k1})+\delta(f-f_{k2})+\ldots+\delta(f-f_{kn})\,. \quad (11)$$

причём каждый индекс κ_i принимает значения от 1 до n. Если каждые f_{ki} фигурируют в произведении (11) m_i раз, то имеется

$$\frac{n!}{m_1!m_2!\ldots m_n!}=(n;m_1,m_2,\ldots,m_n) \quad (12)$$

членов, которые, если не считать перестановок, идентичны друг другу. В соотношении (12) мультипликативный коэффициент обозначен как $(n; m_1, m_2 \ldots m_n)$. Произведем действия в соответствии с (10) и объединим полученные члены. Тогда результат можно представить так:

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m} \frac{n!}{m_1! m_2! \ldots m_n!} H_n(f_{k1}, \ldots, f_{kn}) \exp[j2\pi(f_{k1} + \ldots + f_{kn})]t, \qquad (13)$$

где m под знаком суммы показывает, что сумму входят все различные множества $\{m_i\}$, так, что

$$m_i \prec m_{i+1} \text{ и } \sum_{i=1}^{n} m_i = n. \qquad (14)$$

Неравенство $m_i \prec m_{i+1}$ упорядочивает частоты в $\{f_{mi}\}$ по индексу таким образом, чтобы наборы частот, отличающиеся только перестановкой, не повторялись.

Таким образом, мы получили, что в (13) коэффициент при $\exp[i2\pi(f_{вх1} + \ldots f_{вхn})t]$ равен $n! H_n(f_{вх1}, \ldots, f_{вхn})$. Отсюда можно заключить, что существует рекуррентный метод определения всех нелинейных передаточных функций по уравнению, описывающему систему.

Данный метод состоит в следующем:

1. Система вначале «зондируется» одним экспоненциальным входным воздействием, в результате чего находится $H_1(f)$.

2. Затем подаётся сумма двух экспонент и определяется $H_2(f_{вх1}, f_{вх2})$, выражается через $H_1(f)$.

3. При продолжении этой процедуры на каждом шаге добавляется по одной дополнительной экспоненте, вплоть до n-го порядка, на котором входной сигнал представляет собой сумму n экспонент с частотами $(f_{вх1}, \ldots, f_{вхn})$.

Отсюда вытекает, что нелинейная передаточная функция порядка n строится из всех нелинейных передаточных функций низших порядков (рис. 1).

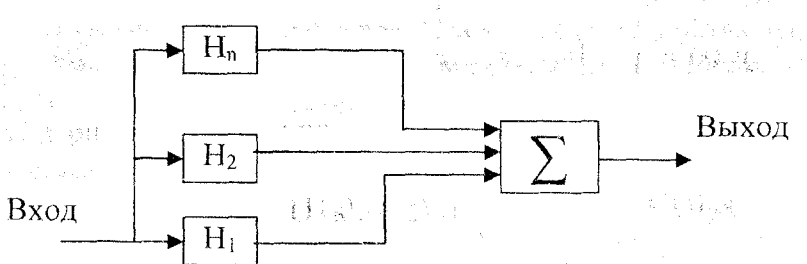


Рис.1

Следовательно, зная параметры входного сигнала $x(t)$ и передаточную функцию n-го порядка H_n мы можем проанализировать интересующие нас параметры выходной реакции системы $y(t)$ и тем самым решить поставленную задачу.

Для иллюстрации рассмотрим конкретный случай применения этого метода. В этих целях систему необходимо разбить на типовые элементы (для упрощения анализа функционирования системы). После определения передаточных функций для каждого элемента, будет определена суммарная передаточная функция системы, вид которой зависит от последовательности соединения элементов (последовательного, параллельного или с обратной связью).

Итак, возьмем нелинейную цепь (рис. 2), которая состоит из концентратора, линейного и нелинейного резистора, соединённых параллельно с источником тока $i(t)$.

Ток $i(t)$ и напряжение на конденсаторе $u(t)$ связаны дифференциальным уравнением

$$i(t) = C\frac{d}{dt}u(t) + K_1 u(t) + K_2 u^2(t), \qquad (15)$$

в котором $K_1 = \frac{1}{R}$.

Ток $i(t)$ отождествим с $x(t)$, а напряжение $u(t)$ с $y(t)$. После подстановки в качестве $u(t)$ величины, определяемой (13), можно, воспользовавшись последовательностью входных сигналов, вычислить последовательные нелинейные передаточные функции этой цепи.

В качестве исходного входного сигнала возьмем

$$i(t) = \exp(j2\pi f_{вх} t). \tag{16}$$

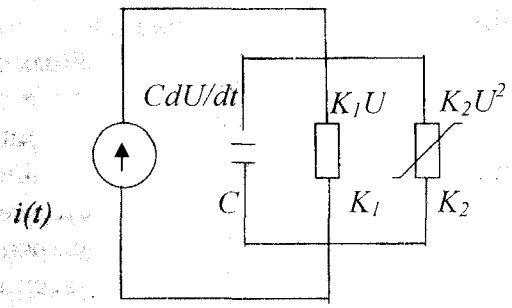


Рис. 2

Приравнивая коэффициенты $\exp(j2\pi f_{вх} t)$ в обеих частях (14) получаем

$$1 = (j2\pi f_{вх} C + K_1) H_1(f_{вх}). \tag{17}$$

Таким образом, ядро Вольтерра первого порядка для этой цепи оказывается просто решением (14) в предположении, что K_2=0, а нелинейность разомкнута:

$$H_1(f_{вх}) = \frac{1}{j2\pi f_{вх} C + K_1}. \tag{18}$$

Поступая таким же образом с суммой двух экспонент

$$i(t) = \exp(j2\pi f_{вх1} t) + \exp(j2\pi f_{вх2} t) \tag{19}$$

и приравнивая коэффициенты $2!\exp[j2\pi(f_{вх1} + f_{вх2})t]$ в обеих частях (14) после подстановки величин $u(t)$ из (13), получаем

$$0 = [j2\pi(f_{вх1} + f_{вх2})C + K_1] H_2(f_{вх1}, f_{вх2}) + K_2 H_1(f_{вх1}) H_1(f_{вх2}). \tag{20}$$

Решая (19) относительно $H_2(f_{вх1}, f_{вх2})$ и учитывая (16) находим

$$H_2(f_{вх1}, f_{вх2}) = -K_2 H_1(f_{вх1}) H_1(f_{вх2}) H_1(f_{вх1} + f_{вх2}). \tag{21}$$

Затем берётся сумма трёх экспонент

$$i(t) = \exp(j2\pi f_{вх1} t) + \exp(j2\pi f_{вх2} t) + \exp(j2\pi f_{вх3} t). \tag{22}$$

Приравнивая коэффициенты при $3!\exp[j2\pi(f_{вх1} + f_{вх2} + f_{вх3})t]$ в обеих частях (14), приходим к выражению

$$H_3(f_{вх1}, f_{вх2}, f_{вх3}) = -\frac{1}{3} K_2 [H_1(f_{вх1}) H_2(f_{вх2}, f_{вх3}) + H_1(f_{вх2}) H_2(f_{вх1}, f_{вх3}) + H_1(f_{вх3}) H_2(f_{вх1}, f_{вх2})] H_1(f_{вх1} + f_{вх2} + f_{вх3}) \tag{23}$$

Подставляя выражение для ядра второго порядка (20) получим

$$H_3(f_{вх1}, f_{вх2}, f_{вх3}) = -\frac{1}{3} K_2^2 H_1(f_{вх1}) H_1(f_{вх2}) H_1(f_{вх3}) [H_1(f_{вх1} + f_{вх2}) + H_1(f_{вх2} + f_{вх3}) + H_1(f_{вх1} + f_{вх3})] H_1(f_{вх1} + f_{вх2} + f_{вх3}). \tag{24}$$

Дальнейшие вычисления производятся аналогично.

Достоинство рассмотренного метода анализа нелинейной системы состоит в том, что он допускает рекурсивный подход для получения передаточных функций системы.

Выводы

1. Технические решения, которые будут применены в системах мобильной связи третьего и четвертого поколений, направлены на использование технологии CDMA. Одним из недостатков широкополосных систем является чувствительность этих систем к нелинейным искажениям. Поэтому возникает задача анализа таких систем на воздействие нескольких входных широкополосных сигналов для дальнейшей оценки возможности приема и обработки информации.

2. В последнее десятилетие с целью исследования нелинейных структур используются методы, базирующиеся на свойствах нелинейных функционалов и их аппроксимаций в виде функциональных рядов (полиномов) Вольтерра. Известные достоинства этих методов – естественность описания операторов для многих случаев практики, одновременный учет нелинейных и инерционных свойств цепей и др. привлекли к этим методам ряд исследователей как в стране, так и за рубежом. Однако данный метод ограничивает сложность в получении ядер.

3. В работе предложен рекуррентный метод определения всех нелинейных передаточных функций, который состоит в следующем: Система вначале «зондируется» одним экспоненциальным входным воздействием, в результате чего находится $H_1(f)$. Затем подаётся сумма двух экспонент и определяется $H_2(f_{вх1}, f_{вх2})$ выражается через $H_1(f)$. При продолжении этой процедуры на каждом шаге добавляется по одной дополнительной экспоненте, вплоть до n-го порядка, на котором входной сигнал представляет собой сумму n экспонент с частотами $(f_{вх1}, \ldots, f_{вхn})$.

Список литературы: 1. *Колхеп Р.* Беспроводные сети. М.: Эко-Трэндс, 2004. 159 с. 2. *Свойства* выходного сигнала систем, описываемых рядами Вольтерра (нелинейных систем с памятью), при подаче на вход гармонических колебаний и гауссова шума // ТИИЭР. 1970. Т 63, №12. 3. *Бедросян, Райс.* Искажение и перекрёстные помехи при линейной фильтрации сигналов с угловой модуляцией // ТИИЭР. Т.56, №1; 4. *S.Narayanan,* Application of Volterra series to intermodulation distortion analysis of transistor feedback amplifier // IEEE Trans.Circuit Theory, vol.CT-17,Nov.1970. 5. *Пупков К.А., Капалин В.И., Ющенко А.С.* Функциональные ряды в теории нелинейных систем. М.: Радио и связь. 1976. 448 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 10.01.2006

УДК 621.317.39

Ф. Ф. КОЛПАКОВ, д-р техн. наук, В. В. МІШАН

СИНТЕЗ ЧАСТОТНО-КОМПЕНСОВАНИХ П'ЄЗОРЕЗОНАНСНИХ КОЛИВАЛЬНИХ СИСТЕМ З НИЗЬКОДОБРОТНИМ RC-КОЛОМ НАВАНТАЖЕННЯМ

П'єзорезонансні коливальні системи знайшли широке використання в телекомунікаційних і інформаційно-вимірювальних системах, де вони традиційно використовуються для формування високостабільних сигналів, вузькосмугової фільтрації та в якості первинних вимірювальних перетворювачів з частотним виходом. В багатьох використаннях високодобротних коливальних систем кварцовий резонатор (КР) включається послідовно з низькодобротними RC-колами, для яких тангенс діелектричних втрат $tg\delta$ досягає величини 0.1 ... 0.5, що створює суттєві керуючі впливи на п'єзорезонансну систему в цілому. Це має місце, наприклад, в керованих автогенераторах, як фільтрового, так і осциляторного типів, в схемах вимірювання вольтфарадних характеристик і дифузійних ємностей за умов роботи варикапів на високих частотах, в інших вимірювальних системах.

Враховуючи те, що низькодобротні кола значно впливають на характеристики ПКС, особливої уваги потребує забезпечення оптимального зв'язку між цими елементами з метою мінімізації (компенсації) наслідків негативних впливів на кварцовий резонатор.

Мета роботи – визначення параметрів ПКС з ємнісним компенсуючим керованим елементом, лінеаризація характеристики його керування при компенсації зміни частоти послідовного резонансу, яка обумовлена варіацією еквівалентних параметрів низькодобротного кола навантаження, і застосування синтезованої системи для побудови діелькометричного перетворювача вологості компенсаційного типу.

Математична модель п'єзорезонансного кола з низькодобротним навантаженням.

Представимо еквівалентну схему ПКС у вигляді послідовно з'єднаних КР, низькодобротного кола навантаження R_xC_x та ланки зв'язку $R_{зв}C_{зв}$ (рис.1). Після ряду перетворень еквівалентний опір такої ПКС приводиться до вигляду [1,2]

$$z_e = \frac{A + jB}{C + jD}, [0,1] \qquad (1)$$

де $A = (R_x + R_{зв}) \cdot (M - \delta^2) + {}^1\!/_{C_0}\left(T - \delta^2 (T_{зв} + T_x)\right) - w^2 \, {}^1\!/_{C} \, \eta_q T_x T_{зв}$;

$$B = w \cdot \left(T_{зв} T_x \left({}^1\!/_{C} \left(1 - \delta^2\right) + \eta_q \left({}^1\!/_{T_{зв} C_1} + {}^1\!/_{T_x C_2} \right) + {}^m\!/_{C_3} \right) + {}^1\!/_{C_q W_q^2} \right);$$

$$C = M - \delta^2 + w^2 \cdot \left(T_{зв} T_x \left(\delta^2 - M \right) - \eta_q \left(T_{зв} + T_x \right) \right); \; D = w \cdot \left(\left(T_x + T_{зв} \right) \cdot \left(M - \delta^2 \right) + \eta_q \right) - w^3 \eta_q T_{зв} T_x .$$

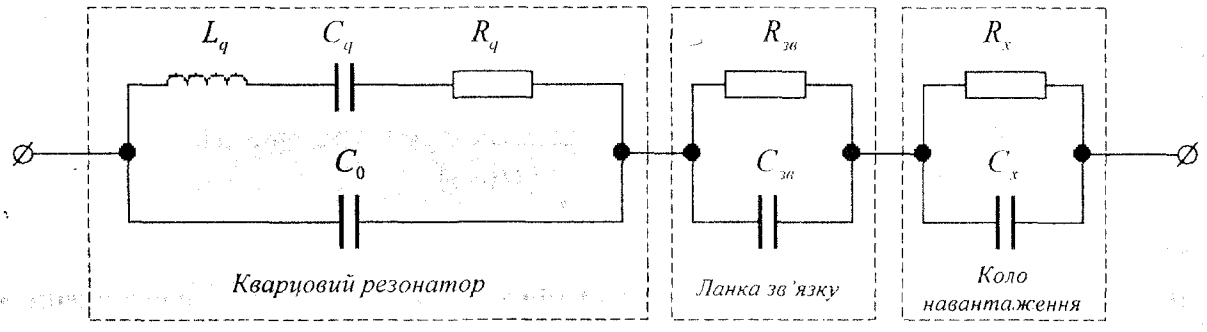


Рис. 1

Тут прийняті наступні позначення:

$\delta = w/W_q$ – міра розлагодження частоти w ПКС відносно власної резонансної частоти кварцового резонатора $W_q = 2\pi f_q = (L_q C_q)^{-0.5}$; $T = \eta_q + T_{зв} + T_x$, де $\eta_q = R_q C_q$, $T_{зв} = R_{зв} C_{зв}$, $T_x = R_x C_x$ – постійні часу; $M = m + 1$, де $m = C_q / C_0$ – ємнісне відношення;

$$1/C = 1/C_{зв} + 1/C_x + 1/C_0,\quad 1/C_1 = 1/C_x + 1/C_0,\quad 1/C_2 = 1/C_{зв} + 1/C_0,\quad 1/C_3 = 1/C_{зв} + 1/C_x,$$

де C, C_1, C_2, C_3 – еквівалентні ємності послідовно з'єднаних конденсаторів $C_{зв}$, C_x, C_0, C_x і C_0, $C_{зв}$ і C_0 та $C_{зв}$ і C_x відповідно.

Прирівнявши уявну частину (1) до нуля $(BC - AD = 0)$, отримаємо рівняння відносно частоти w, яке дозволяє визначити резонансну частоту ПКС $\hat{W}_q = 2\pi \hat{f}_q = w^r$:

$$a_6 \cdot w^6 + a_4 \cdot w^4 + a_2 \cdot w^2 + a_0 = 0, \qquad (2)$$

де $a_0 = M^2 / C_0 T_{зв}^2 T_x^2 W_q^2 - \left(1/T_{зв}^2 \left(1/C_0 + M/C_x \right) + 1/T_x^2 \left(1/C_0 + M/C_{зв} \right) + 1/C_0 T_{зв} T_x \right)$;

$$a_2 = -1/C_0 T_{зв}^2 T_x^2 W_q^4 + 2\left(1/W_q^2 \left(1/T_{зв}^2 \left(M/C_x + (1+m/2)/C_0 \right) + 1/T_x^2 \left(M/C_{зв} + (1+m/2)/C_0 \right) + \right.\right.$$

$$\left.\left. + 1/2C_0 T_{зв} T_x \right) - \eta_q^2/2 \left(1/C_1 T_{зв}^2 + 1/C_2 T_x^2 \right) - 1/2\left(M^2/C_3 + M/C_0 \right) \right);$$

$$a_4 = -\left(1/W_q^4 \left(1/C_1 T_{зв}^2 + 1/C_2 T_x^2 \right) - 2/W_q^2 \left(M/C_3 + (1+m/2)/C_0 \right) + \eta_q^2/C \right);\quad a_6 = -1/C W_q^4;$$

w^r – частота послідовного резонансу.

Отримані вирази дозволяють визначити також основні характеристики ПКС: еквівалентний послідовний опір

$$\hat{R}_q = ESR = \Phi(w)\big|_{w = w^r}, \qquad (3$$

де $\Phi(w) = \dfrac{A(w) \cdot C(w) + B(w) \cdot D(w)}{(C(w))^2 + (D(w))^2}$, еквівалентну добротність

$$\hat{Q}_q = \frac{w}{2} \cdot \left| \frac{d\varphi(w)}{dw} \right|_{w = w^r}, \qquad (4)$$

де

$$\left| \frac{d\varphi(w)}{dw} \right| = \left| \frac{A(w) \cdot \dfrac{dB(w)}{dw} - B(w) \cdot \dfrac{dA(w)}{dw}}{(A(w))^2 + (B(w))^2} - \frac{C(w) \cdot \dfrac{dD(w)}{dw} - D(w) \cdot \dfrac{dC(w)}{dw}}{(C(w))^2 + (D(w))^2} \right|$$ – крутизна фазо-частотної характеристики ПКС для частоти w.

Визначення параметрів п'єзорезонансних кіл з низькодобротним навантаженням

У відповідності до (1-4) для типових значень параметрів КР ($L_q = 11.5 \cdot 10^{-3}$ *Гн*, $C_q = 2.2 \cdot 10^{-14}$ *Ф*, $R_q = 15$ *Ом*, $C_q = 5.4 \cdot 10^{-12}$ *Ф*) та кола зв'язку ($C_{зв} = 1 \cdot 10^{-11}$ *Ф*,

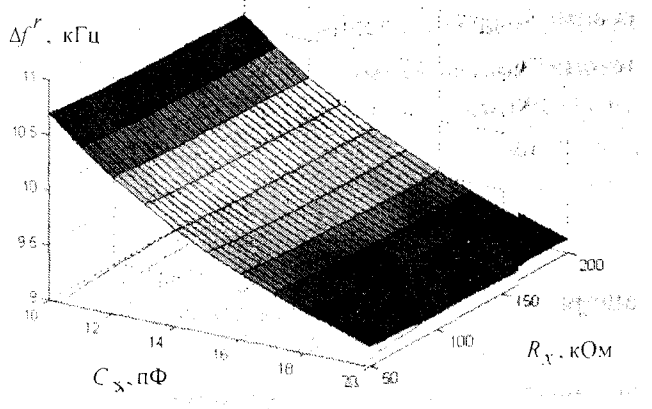
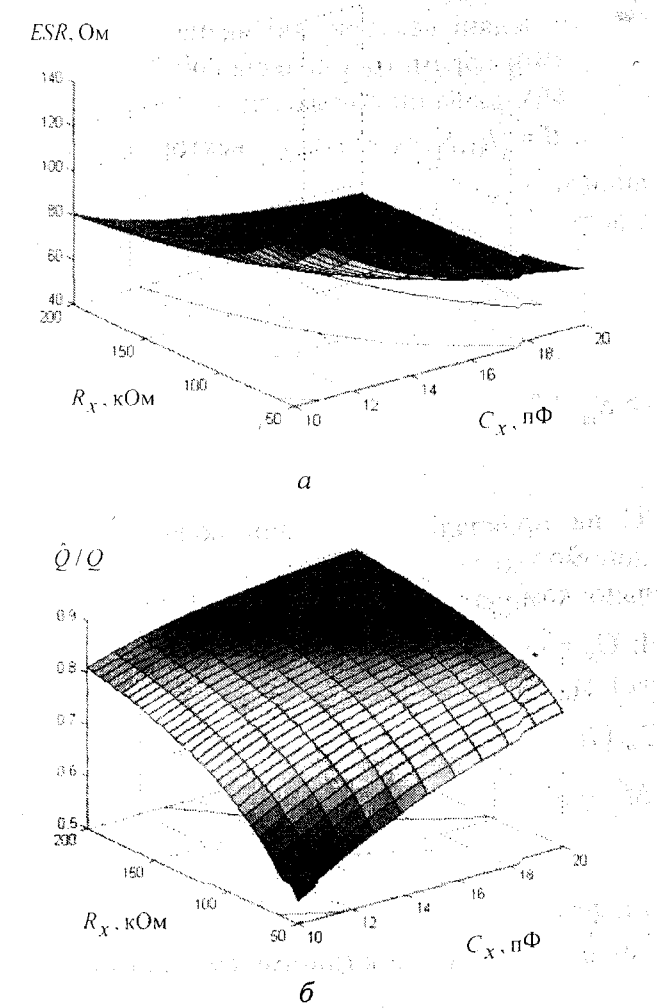


Рис. 2

$R_{зв} = 1 \cdot 10^6$ *Ом*) в системі MATLAB [3] розраховані залежності зсуву послідовного резонансу ПКС $\Delta f^r = \hat{f}_q - f_q$, послідовного еквівалентного опору *ESR* та відносних змін добротності $\hat{Q}/Q$ (рис. 2,3). Аналіз отриманих даних показує, що низькодобротне коло $R_x C_x$ має значний вплив на резонансну частоту ПКС f^r, при цьому залежності зсувів послідовного резонансу Δf^r в загальному випадку носять суто нелінійний характер. Спостерігається значна втрата еквівалентної добротності ПКС (рис.3), однак, можливе при цьому погіршення точностних характеристик вимірювального перетворювача компенсується високою добротністю КР (типове значення добротності широкорозповсюджених резонаторів АТ-зрізу складає $Q = (50...80) \cdot 10^3$). Це дозволяє використовувати такі ПКС в вимірювальних перетворювачах навіть за значень $\hat{Q}/Q = 0.5 \ldots 0.1$ (і нижче) без суттєвого погіршення точностних характеристик вимірювальної системи в цілому.



а

б

Рис. 3

Узагальнена структура частотно-компенсованої п'єзорезонансної системи на базі АПЧ

Узагальнена структура частотно-компенсованої п'єзорезонансної системи (ЧКПС) (рис.4) складається з автогенераторної частини (елементи 1-4) та системи автоматичного підстроювання частоти (АПЧ) (елементи 3, 5-7). Активна частина автогенератора (1) призначена для забезпечення незатухаючих коливань в системі і якихось особливостей не має. Пасивна, частотозадаюча частина автогенератора, являє собою п'єзорезонансну коливальну систему, основою якої є кварцовий резонатор, що входить до елементів високодобротних кіл (2), і з'єднується з іншими (низькодобротними) колами (4) за допомогою ланки зв'язку (3). В систему АПЧ входить високостабільний кварцовий дискримінатор (5) [4] з елементами зворотного зв'язку (6), (7). За допомогою системи АПЧ встановлюється (підтримується) оптимальний зв'язок між високодобротними та низькодобротними колами пасивної частини автогенератора з метою компенсації впливу останніх на його характеристики, в першу чергу на частоту генерації ($U'_{вих}$). При використанні частотно-компенсованої

п'єзорезонансної системи в якості первинного вимірювального перетворювача сигнал компенсації $U_{вих}$ є інформаційним, який однозначно пов'язаний зі змінами резонансних частот кіл пасивної частини автогенератора під дією однієї із вимірювальних величин.

Синтез частотно-компенсованої п'єзорезонансної системи за критерієм мінімальної нелінійності наскрізної характеристики перетворення

Розглянемо процедуру вибору оптимальних параметрів ЧКПС на прикладі її використання в якості первинного вимірювального перетворювача вологості дискретних речовин. В даному випадку низькодобротне коло R_xC_x відображає еквівалентні параметри діелькометричної коаксіальної комірки, яка заповнена сумішшю з вологістю H [5,6]. В загальній постановці параметричного синтезу ЧКПС шукане рішення будемо визначати за критерієм:

$$\vartheta_н^{opt} = \min_{x \in D_x} \vartheta_н(x, C_{зв}(U,B)), \tag{5}$$

$$D_x = \{\mathbf{x} \in \Re^2 : \; x_{i\min} \le x_i \le x_{i\max}, \; i = 1,2\},$$

де $\vartheta_н(\mathbf{x}) = \max_{\mathbf{x} \in D_x} \left| U_н(\mathbf{x}) - U_л(\mathbf{x}) \right|$ – нелінійність наскрізної характеристики вологість-напруга,

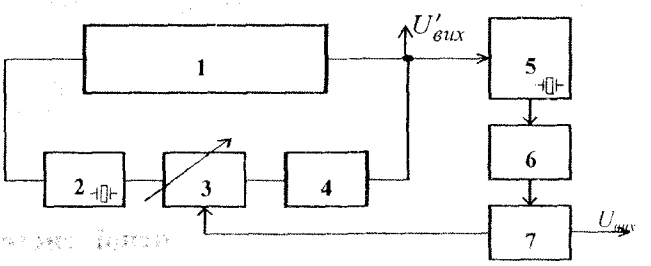


Рис. 4

$U_н(\mathbf{x})$ і $U_н(\mathbf{x})$ – нелінійна (реальна) і лінійна (номінальна) характеристики перетворення; $\mathbf{x} = (R_x, C_x)^T$ – вектор параметрів низькодобротного кола: $x_{\min} = \left(R_{x_{\min}}, C_{x_{\min}}\right)^T$, $x_{\max} = \left(R_{x_{\max}}, C_{x_{\max}}\right)^T$ – задані вектори, які визначають границі змін параметрів коаксіальної комірки при вимірюванні вологості;

$\mathbf{B} = (b_0, b_1, b_2, \ldots, b_n)$ – вектор коефіцієнтів апроксимації вольтфарадної характеристики ланки зв'язку, яка, за умови використанні в якості $C_{çâ}$ варикапа (найбільш поширений випадок), з достатнім степенем точності описується експоненціальною функцією

$$C_{зв}(U) = b_0 + b_1 \exp(-b_2 U). \tag{6}$$

При вирішенні (5) дійсне обмеження на мінімальну крутість перетворення

$$\frac{\partial U}{\partial H} \ge S_{\min} U_{зм}^{opt} \tag{7}$$

в інтервалі напруг $U \in [U_{\min}, U_{\max}]$.

Проведемо процедуру оптимізації ЧКПС на прикладі вимірювань вологості сипких речовин (формувальної суміші), для якої, за допомогою термогравіметричного методу, були отримані експериментальні параметри коаксіальної комірки [5]:

$R_x = 2509.2,\ 124.85,\ 36.71,\ 14.52,\ 7.51,\ 3.43,\ 1.36$ $[кОм]$; $C_x = 13.5,\ 14.82,\ 16.87,\ 19.06,\ 21.8,\ 24.81,\ 26.55$ $[пФ]$, які відповідають вологості $H = 0,\ 1,\ 2,\ 3,\ 4,\ 5,\ 6$ [%]. На першому етапі у відповідності до (2) відбувається побудова поля ізочастотних ліній $C_{зв}(H)$ (на рис. 5 показано ізочастотні лінії значень $C_{зв}(H)$ для зсувів резонансної частоти $\Delta f^r - const$, $кГц$), які відповідають типовим значенням центральної частоти дискримінатора ЧКПС $\Delta_Д = \Delta f^r$. Дані криві дозволяють визначити необхідний закон зміни $C_{зв}$ і можливості її фізичної реалізації (вибір типу варикапів і їх кількості, використання паралельних або послідовних з'єднань з постійними ємностями).

На другому етапі за допомогою виразу (6) виконується побудова наскрізної характеристики перетворення $U(H)$ (на рис. 6: наскрізні характеристики вологість-напруга ЧКПС в залежності від $\Delta_Д$: нелінійна реальна (—) і лінійна (– –), отримана за методом МНК) і проводиться її оптимізація (на рис. 7: залежності цільової функції від $\Delta_Д$ при використанні одного (1) та двох (2) варикапів в колі зв'язку ЧКПС) у відповідності до (5). При цьому за отриманими залежностями $C_{зв}(H)$, $C_{зв} \in [C_{зв\min}, C_{зв\max}]$ отримується вектор апроксимуючих коефіцієнтів **B** (вибирається тип варикапа) та мінімізується нелінійність характеристики $\vartheta_н(\mathbf{x})$ шляхом двонаправленого пошуку [7,8] оптимальних значень центральної частоти дискримінатора $\Delta_Д$ та початкового зміщення на варикапі $U_{зм}$ за умови $(U_{зм}+U) \le U_{доп}$, де $U_{доп}$ – максимальна допустима зворотна напруга на варикапі.

Рис. 5–7 ілюструють процес отримання оптимальних значень параметрів ЧКПС вимірювача вологості формувальної суміші. В якості $C_{зв}$ використані варикапи КВ121, для яких визначені апроксимуючі коефіцієнти: $b_0 = 3.94$ пФ, $b_1 = 52.89$ пФ, $b_2 = 0.21$ $^1/_{\text{В}}$; середньоквадратичне відхилення $\sigma = 0.079$ пФ.

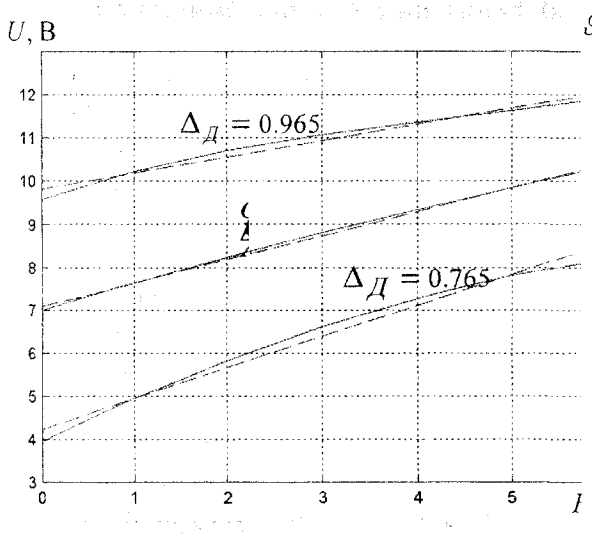


Рис. 6

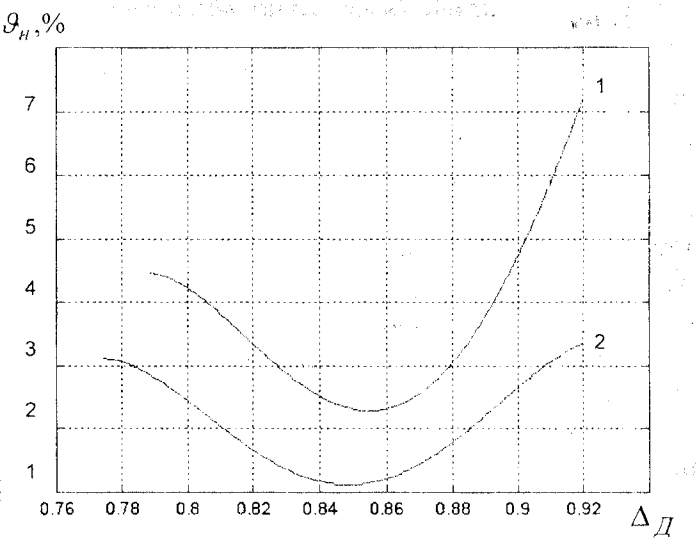


Рис. 7

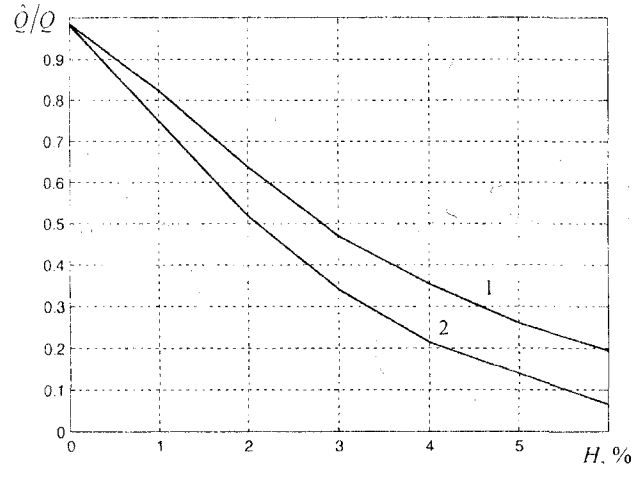


Рис. 8

Видно, що зі зменшенням величини $\Delta_Д$ крутизна характеристики перетворення підвищується (рис.6), що обумовлено характером залежностей ізочастотних ліній (рис.5). Для даного типу вольтфарадної характеристики $C_{зв}$ (6) існує екстремальна точка, яка відповідає вимогам (5) з урахуванням обмежень (7). При цьому нелінійність $\vartheta_н^{opt}$ складає 2,28 % (рис.7) за крутості перетворення $S > 0.5$ $^{\text{В}}/_{\%}$. Якщо ж в колі зв'язку використати два варикапи, які з'єднані паралельно, то можна досягти максимальної нелінійності менше 1,5 %, що цілком достат-

ньо для вимірювальних перетворювачів даного типу [9].

Використання ланки зв'язку між КР та низькодобротним $R_x C_x$ колом позитивно впливає на еквівалентну добротність ПКС $\hat{Q}$ (рис. 8). Видно, що цей механізм найбільш ефективно діє на ділянках з великими втратами добротності, де вплив $R_x C_x$ кола найбільший. При цьому виграш по еквівалентній добротності на найбільш „проблемній" ділянці (за вологості більше трьох відсотків) складає від півтора до чотирьох разів, що за типових значень параметрів КР дає приріст еквівалентної добротності ПКС від 5000 до 10000 одиниць, суттєво підвищуючи тим самим точність та розрізнювальну здатність автогенераторного вимірювального перетворювача вологості.

Дана процедура оптимізації була використана також при вимірюванні вологості сумішей волокон [6]. Так, для суміші шерсть – 35%, віскоза – 35%, капрон – 10% та нітрон – 20% за параметрів комірки

$R_{\mathbf{x}} = (38.9,\ 24.3,\ 10.2, 5.7, 4.4, 3.65, 3.5, 3.3)\ [кОм]$; $C_{\mathbf{x}} = (21.7,\ 21.82,\ 22.1, 23, 24.1, 25.3, 27.4\ 30.5)\ [пФ]$,

які відповідають вологості $H = (0, 3, 10, 18, 26, 32, 42, 50)$ [%] максимальна нелінійність ϑ_H^{opt} складає не більше 5%. За умов звуження діапазону вологості або розбиття його на декілька піддіапазонів ця нелінійність є значно меншою.

Висновки

Отримані результати оптимізації параметрів діелькометричного вимірювального перетворювача вологості підтверджують ефективність використання ЧКПС на базі систем АПЧ у випадках, де присутня значна варіація параметрів кіл низькодобротного навантаження КР. Оптимальний вибір параметрів кіл зв'язку дозволяє не тільки мінімізувати (компенсувати) вплив низькодобротних кіл на резонансну частоту ЧПКС та її еквівалентну добротність, а і використати напругу розкомпенсації системи АПЧ в якості вихідного інформаційного параметра вимірювального перетворювача. При цьому з'являється можливість досягнення високої лінійності наскрізної характеристики перетворювача (на рівні одиниць відсотків) на відміну від п'єзорезонансних перетворювачів з частотним виходом, де ця характеристика носить суто нелінійний характер.

Даний тип вимірювального перетворювача дозволяє сформувати єдиний підхід до вимірювання вологості дискретних речовин (формувальної суміші, суміші волокон пряжі, тощо) за допомогою діелькометричного методу, що сприяє значному спрощенню побудови апаратури вимірювання вологості та забезпечення її універсальності.

Список літератури: 1. *Кнеллер В.Ю., Боровских Л.П.* Определение параметров многоэлементных двухполюсников. М.: Энергоатомиздат, 1986. 144 с. 2. *Колпаков Ф.Ф., Мішан В.В.* Математична модель діелькометричного перетворювача вологості // Вісник Технологічного університету Поділля. Том 1. Технічні науки. 2004. № 2. С. 180-184. 3. *Пидченко С.К., Акулиничев А.А. Колпаков Ф.Ф.* Моделирование колебательной системы многочастотного фильтрового кварцевого генератор ра // Авіаційно-космічна техніка і технологія: Зб. наук. праць. Вип.20. Харків: Нац. Аерокосм. ун-т "Харк. авіац. ін-т", 2000. С. 75-79. 4. *А.с. 508898 СССР.* Частотный дискриминатор / Ф.Ф. Колпаков, О.А. Мещеряков. А.А. Зеленский. 1976. БИ. № 12. 5. *Мішан В.В.* Параметри схеми заміщення зволоженої ливарної формувальної суміші // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. 2002. № 2. С.35 - 39. 6. *Мішан В.В.* Діелектричні характеристики зволоженої пряжі // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. 1998. № 3. С.158 - 159. 7. *Реклейтис Г., Рейвиндран А., Рэгсдел К.* Оптимизация в технике: В 2-х кн. Пер.с англ. М.: Мир, 1986. 8. *Колпаков Ф.Ф., Пидченко С.К.* Синтез многоканальных многочастотных кварцевых генераторов с сокращённым временем установления колебаний// Зарубежная радиоэлектроника. 1999. №11. С.60-65. 9. *Берлинер М.А.* Измерение влажности. М.: Энергия, 1973. 400 с.

Національний аерокосмічний університет ім.. Н.Є.Жуковського «ХАІ»

Надійшла до редколегії 27.01.2006

УДК 621.396.22.029.7

В. А. МАНЬКО

СТАТИСТИЧЕСКИЙ МЕТОД МОДЕЛИРОВАНИЯ ТОНКОПЛЕНОЧНІХ ОПТИЧЕСКИХ ФИЛЬТРОВ

Введение

В настоящее время наиболее перспективной технологией оптической связи является технология волнового разделения и мультиплексирования каналов – WDM (Wave Division Multiplexing), или, как ее еще называют, технология спектрального разделения каналов (СРК), которая позволяет создавать оптические сети с практически неограниченными информационно-пропускными возможностями. Основной смысл этой технологии состоит в создании в одном оптическом волокне на разных длинах волн параллельных информационных каналов, функционирующих одновременно. При этом, если объединение каналов в одном волокне или мультиплексирование не вызывает особых проблем, то обратная операция – разделение каналов по отдельным волокнам (демультиплексирование) представляет довольно непростую техническую задачу, особенно, если число каналов достигает нескольких десятков и более. В частности, для разделения каналов по отдельным оптическим волокнам на приемном конце линии могут быть использованы оптические фильтры на тонких пленках, имеющие достаточно узкую полосу пропускания, а также их комбинации. Тонкопленочные фильтры используются обычно в системах WDM с числом каналов 16 или 32.

Классические методы моделирования прохождения света сквозь слоистые среды были разработаны в [1]. Однако в них не учитывалась квантовая природа света. В этих методах сигнал представляется как непрерывный. В реальной ситуации оптический сигнал передается в виде совокупности дискретных оптических квантов. При этом, взаимодействие квантов с оптической средой фильтра происходит согласно законам квантовой электродинамики [2].

Принципы статистического метода моделирования

Тонкопленочный фильтр представляет собой совокупность диэлектрических прозрачных пленок определенной толщины, обеспечивающую разделение входного сигнала по двум направлениям: соответствующему прохождению сигнала через фильтр и соответствующему отражению входного сигнала от фильтра [3]. С точки зрения классической электродинамики, такой фильтр представляет многослойную диэлектрическую среду, распространение электромагнитных волн в которой определяется известными методами. При этом предполагается, что электромагнитная волна представляет собой непрерывный волновой процесс. Однако, согласно принципам квантовой электродинамики, световая волна состоит из дискретных образований – оптических квантов. Процесс прохождения оптического кванта через границу раздела двух сред (рис.1) характеризуется коэффициентом отражения C_r, который определяется для непрерывной электромагнитной волны, падающей перпендикулярно плоскости раздела, выражением

$$C_r = ((n_{21}-1)/(n_{21}+1))^2, \qquad (1)$$

где n_{21} – относительный показатель преломления оптических сред с показателями преломления n_1 и n_2.

В отличие от непрерывной электромагнитной волны значение коэффициента отражения представляет для оптического кванта вероятность отражения от границы раздела [2]:

$$C_r = \lim_{N\to\infty} \frac{N_{ref}}{N}, \qquad (2)$$

где N_{ref} – количество квантов, отраженных от границы раздела, а N – общее количество квантов, падающих на границу раздела двух сред. При этом численное значение этой вероятности согласуется со значением, полученным из выражения (1).

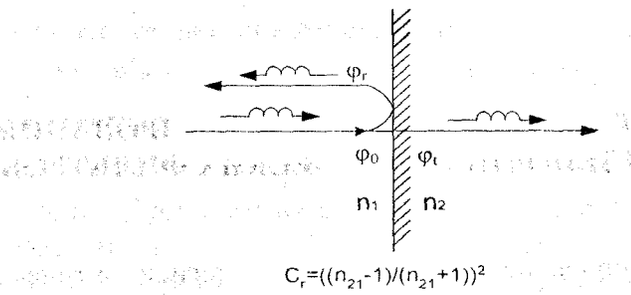


Рис.1

Процесс прохождения оптическим квантом многослойного фильтра состоит из целого ряда элементарных событий, представляющих собой прохождение слоев с последующим переходом через границу раздела оптических сред или отражением от нее. Так как прохождение через границу или отражение является процессом, определяющимся случайной последовательностью событий прохождения-отражения, то для расчета передаточных характеристик фильтра применим метод статистических испытаний, или, как его еще называют, метод Монте-Карло [4]. При проведении моделирования согласно методу Монте-Карло определяется траектория движения каждого кванта с использованием генератора псевдослучайных чисел при прохождении границы раздела оптических сред для определения результата – прохождение или отражение.

Таким образом, каждый квант на выходе фильтра характеризуется собственной траекторией прохождения фильтра и, соответственно, собственным фазовым набегом в результате этого (рис.2). Амплитуда результирующего сигнала на выходе представляется

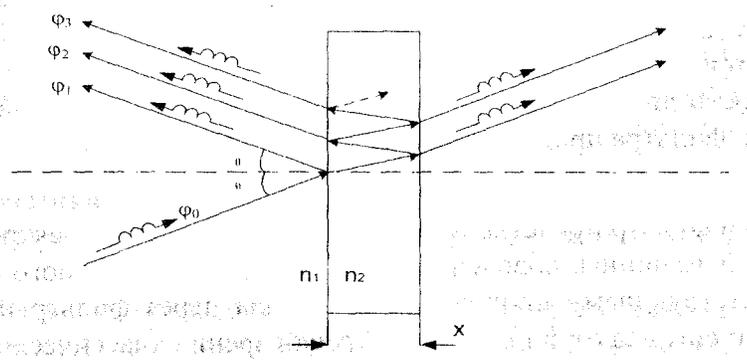


Рис.2

как сумма амплитуд отдельных квантов с учетом фазовых соотношений. В отличие от классических методов расчета, статистический метод учитывает возможность многократных переотражений световых квантов между границами раздела оптических сред и, соответственно, влияния соответствующих фазовых набегов на выходной сигнал.

Результаты расчета

В данной работе проведено численное моделирование конструкции фильтра, использующего одну пленку (рис.2). Здесь n_1 и n_2 – абсолютные показатели преломления среды и материала пленки, x – толщина пленки. В качестве выходного сигнала был рассмотрен отраженный сигнал.

Для определения соотношений между амплитудами падающей и отраженной от тонкой диэлектрической пленки волн были использованы формулы Френеля [1]. С учетом закона преломления ($\sin\theta_i / \sin\theta_t = n_2 / n_1$) эти соотношения можно записать в следующей форме:

$$\left.\begin{aligned} T_{II} &= \frac{2\sin\theta_t\cos\theta_i}{\sin(\theta_i+\theta_t)\cos(\theta_i-\theta_t)}A_{II}, \\ T_{\perp} &= \frac{2\sin\theta_t\cos\theta_i}{\sin(\theta_i+\theta_t)}A_{\perp}, \end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

$$\left.\begin{aligned} R_{//} &= \frac{tg(\theta_i - \theta_t)}{tg(\theta_i + \theta_t)} A_{//}, \\ R_{\perp} &= -\frac{\sin(\theta_i - \theta_t)}{\sin(\theta_i + \theta_t)} A_{\perp}. \end{aligned}\right\} \quad (4)$$

Здесь $A_{//}$ и $A_{\perp}$ – компоненты комплексной амплитуды падающей волны, параллельные и перпендикулярные плоскости падения соответственно. $T_{//}$ и $T_{\perp}$, а также $R_{//}$ и $R_{\perp}$ – аналогичные компоненты прошедшей и отраженной волн.

Так как θ_i и θ_t вещественны (случай полного внутреннего отражения исключаем), то тригонометрические функции, стоящие в правой части уравнений также вещественны. Следовательно, фаза каждой компоненты отраженной и прошедшей волны либо равна фазе соответствующей компоненты падающей волны, либо отличается от нее на π. Так как знаки $T_{//}$ и $T_{\perp}$ совпадают со знаками $A_{//}$ и $A_{\perp}$, фаза прошедшей волны равна фазе падающей. В случае же отраженной волны фаза будет зависеть от относительных значений θ_i и θ_t. Если оптическая плотность второй среды больше, чем первой ($n_2 > n_1$), то $\theta_t < \theta_i$; поэтому, согласно соотношениям (3,4), знаки $R_{\perp}$ и $A_{\perp}$ различны и фазы отличаются друг от друга на π. При тех же обстоятельствах значение $tg(\theta_i - \theta_t)$ положительно, но знаменатель $tg(\theta_i + \theta_t)$ становится отрицательным для $\theta_i + \theta_t > \pi / 2$, и в этом случае фазы $R_{//}$ и $A_{//}$ отличаются друг от друга на π. Аналогичное рассмотрение можно провести для случая, когда вторая среда оптически менее плотна, чем первая.

Выберем угол падения θ_i достаточно малым, таким, что падение можно считать практически нормальным. В этом случае соотношения (3,4) примут вид

$$\left.\begin{aligned} T_{//} &= \frac{2}{n+1} A_{//}, \\ T_{\perp} &= \frac{2}{n+1} A_{\perp}, \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

$$\left.\begin{aligned} R_{//} &= \frac{n-1}{n+1} A_{//}, \\ R_{\perp} &= -\frac{n-1}{n+1} A_{\perp}, \end{aligned}\right\} \quad (6)$$

где $n = n_2 / n_1$. При этом различие между параллельной и перпендикулярной компонентами исчезает, и понятие плоскости падения теряет смысл. Соотношение между амплитудой отраженной и падающей волны описывается в этом случае выражением для коэффициента отражения (1).

Оптический сигнал на входе фильтра был представлен в виде совокупности синфазных квантов, и при переходе кванта из одной оптической среды в другую результат (преломление или отражение от границы раздела) рассчитывался статистическими методами (методом Монте-Карло). Причем вероятность отражения или прохождения светового кванта через границу раздела определялась значениями коэффициента отражения (1).

Амплитуда выходного сигнала определялась суммой квантов на выходе фильтрующего устройства с учетом фазовых соотношений.

Передаточная характеристика фильтра (внесенное затухание) определялась как

$$\alpha = 20 \lg A_{вх}/A_{вих}, \quad (3)$$

где $A_{вх}$ и $A_{вих}$ – амплитуды входного и выходного сигналов соответственно.

При этом входной сигнал был представлен квантами с единичной амплитудой (A_1=1) и начальной фазой, равной нулю. Если число входных квантов равно N, амплитуда входного сигнала в этом случае имеет вид: $A_{вх} = N \cdot A_1 = N$, поскольку кванты синфазны.

Сигнал на выходе фильтра также представляет собой совокупность некоторого количества квантов. Причем фаза каждого кванта определяется конкретной траекторией его движения в пределах пленки фильтра, а также с учетом фазового сдвига при отражении от границ раздела оптических сред за время движения кванта от входа к выходу фильтра. При этом амплитуда результирующего выходного сигнала определяется как сумма амплитуд отдельных квантов, которые достигли выхода, с учетом их фазы. В алгоритме расчета на каждом этапе, который характеризуется появлением на выходе нового кванта с номером i, суммарная амплитуда A_i и фаза выходного сигнала φ_i определяется из выражения сложения двух гармонических колебаний:

$$A_i = \sqrt{A_{i-1}^2 + A_1^2 + 2A_{i-1}A_1\cos(\varphi - \varphi_{i-1})}\ ,$$
$$\operatorname{tg}\varphi_i = \frac{A_{i-1}\sin\varphi_{i-1} + A_1\sin\varphi}{A_{i-1}\cos\varphi_{i-1} + A_1\cos\varphi}, \qquad (4)$$

где A_i – результирующая амплитуда выходного сигнала, сформированного совокупностью i квантов, A_{i-1} – результирующая амплитуда выходного сигнала сформированного совокупностью i-1 кванта, φ_i и φ_{i-1} – соответствующие фазы этих сигналов, φ и A_1 – фаза и амплитуда соответственно i - го кванта.

На рис. 3 представлены зависимости внесенного затухания фильтра от толщины пленки, нормированной к длине волны – x/λ для разных значений показателя преломления n. Как видно из рис. 3 зависимости представляют собой периодические функции, периоды которых зависит от показателя преломления n (n = 1,5 (1); n = 2,2 (2)). С увеличением показателя преломления уменьшается значение затухания в полосе пропускания и заграждения. При этом, уменьшается также разница между максимальным и минимальным его значениями.

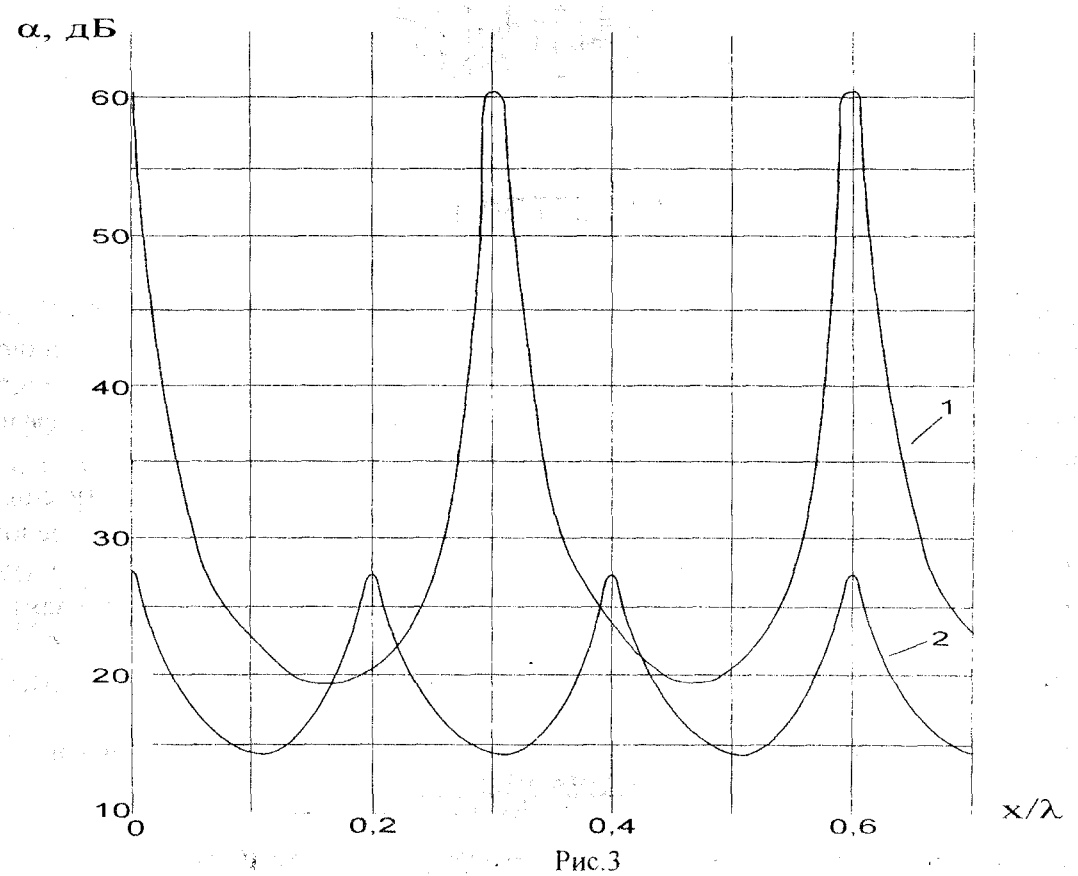


Рис.3

Эквидистантное расположение полос пропускания и заграждения фильтра позволяет использовать его в системах WDM.

Заключение

Достоинством предложенного метода является возможность учета вклада в суммарный выходной оптический сигнал тех квантов, которые претерпели многократное отражение от границ раздела, изменяя при этом неоднократно направление движения. Особое значение это имеет для сложных фильтров с большим числом диэлектрических пленок, которым свойственно большое количество границ раздела. Количество квантов в выходном сигнале такого фильтра, которые неоднократно меняли направление своего движения в процессе прохождения фильтра, представляет собой заметную величину, и их вклад, с учетом фазового сдвига, который они приобрели, может быть достаточно значительным.

Также достоинством предлагаемого метода является возможность проведения расчетов при наращивании количества тонких пленок в конструкции фильтра за счет введения алгоритма прохождения световым квантом дополнительной пленки.

Список литературы: 1. *Борн М., Вольф Э.* Основы оптики. М.: Мир, 1970. 856 с. 2.*Фейнман Р.* КЭД странная теория света и вещества: Пер. с англ. М.: Наука, 1988.144 с. 3. *Иванов А.Б.* Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. М.: Компания САЙРУС СИСТЕМС, 1999. 672 с. 4. *Горинштейн А.М.* Практика решения инженерных задач на ЭВМ. М.: Радио и связь, 1984. 232 с.

Государственный университет
информационно-коммуникационных технологий, Киев

Поступила в редколлегию 14.02.2006

УДК 621.391

Н. А. КОРОЛЬОВА, канд. техн. наук, І. В. КОВТУН

ОБҐРУНТУВАННЯ НЕОБХІДНОСТІ ВИКОРИСТАННЯ ПІДСИСТЕМ СТИСКУ ВІДЕОДАНИХ У СИСТЕМАХ ТРАНКІНГОВОГО ЗВ'ЯЗКУ.

Вступ

Ринок систем наземного рухомого радіозв'язку складається з трьох сегментів: конвенціонального, транкінгового і стільникового, кожен з який має свої групи користувачів. На відміну від стільникових систем, у транкінгових мережах можуть бути реалізовані всі види викликів (включаючи широкомовний і груповий), введені пріоритети визначених викликів, можливий прямий радіозв'язок між абонентами без використання інфраструктури мережі, динамічне перегруповання абонентів, режим «подвійного спостереження», коли радіотермінал має можливість одночасно приймати інформацію, як на каналі керування базової станції, так і на фіксованому каналі прямого зв'язку. Однак транкінгові мережі підтримують тільки два основних види інформаційного обміну: передача мови і передача даних.

Впровадження відеоконференцзв'зку для управління персоналом, застосування відеоінформації для визначення стану об'єктів призвело до необхідності здійснювати передачу не тільки мови і даних , а також проаналізувати технічні можливості мереж транкінгового зв'язку для передачі відеоданих.

Вибір базової системи транкінгового зв'язку, яка дозволить здійсніти передачу відеоданих.

Транкінг надає абонентам істотно більш високу оперативність зв'язку, чим стільникові системи. У порівнянні з конвенціональними системами мережі транкінгового зв'язку забезпечують набагато більші функціональні можливості і більш високу спектральну ефективність при широких зонах обслуговування. За допомогою засобів транкінгового радіозв'язку, що дозволяють істотно підвищити оперативність прийняття рішень, щонайкраще реалізуються різні державні (Австрія: пожежні, муніципальні й електроенергетичні служби; Ірландія: служба суспільної безпеки; Норвегія: аеропорт; Росія: залізниця, метро Санкт-Петербурга), корпоративні і відомчі системи керування.

Перспективи розвитку транкінгових систем радіозв'язку зв'язані з цифровими технологіями. Головними перевагами сучасних цифрових систем зв'язку перед аналоговими є:

1) більш висока якість передачі голосу, відсутність фонових перешкод;

2) більш сучасні способи і більш високі швидкості передачі даних, підтримка пакетного режиму й інтерфейсів з інформаційними базами даних;

3) розширені можливості шифрування без утрат якості і зменшення зони покриття;

4) скорочення часу встановлення зв'язку;

5) можливості інтеграції з іншими цифровими мережами і т.д.

Серед існуючих систем віддається перевага відкритим стандартам транкінгового зв'язку, серед яких ведучу роль грають стандарти TETRA і APCO 25[1]. Порівнявши ці стандарти, можна виділити переваги системи TETRA :

а) TETRA надає можливість передачі даних з найвищою серед цифрових стандартів швидкістю 28.8 *кбіт/с*, що украй важливо в сучасних умовах збільшення трафіку даних у всіх системах мобільного зв'язку. Ця система забезпечує можливість роботи в дуже широкому діапазоні 150-900 *МГц;*

б) устаткування TETRA випускається більшим числом виробників у порівнянні з APCO 25. Він є відкритим стандартом, що підтримується великими світовими виробниками устаткування рухомого зв'язку (Nokia, Motorola, OTE-Marconi та ін.);

в) на сьогодні TETRA є більш освоєним стандартом. У ряді країн Європи мережі TETRA уже функціонують, реалізуються численні проекти, укладені великі контракти на розгортання систем радіозв'язку, у той час як системи зв'язку стандарту APCO 25, що працюють у транкінговому режимі, тільки проходять пілотні іспити в США;

г) стандарт підтриманий деякими виробниками елементної бази, якими випущений ряд спеціалізованих мікросхем для реалізації абонентських радіо засобів;

д) розроблений у Європі стандарт TETRA дозволить краще здійснити об'єднання ресурсів радіочастотного спектру з європейськими країнами.

Виходить, система TETRA є найбільш перспективною для можливості передачі відеоданих на залізничному транспорті.

Обгрунтування необхідності використання підсистем стиснення відеоданих у системі TETRA.

Відеодані несуть інформацію про стан об'єктів, отриману від датчиків візуальної інформації. Такими об'єктами є:

- залізничний переїзд (контроль звільнення переїзду автомобільним транспортом);
- штучні будівлі (контроль справного стану);
- шляхи сортувального парку (контроль заповнення шляхів сортувального парку);
- номера вагонів (списування складу потяга з натури);
- рухомий склад (здійснення комерційного і технологічного огляду);
- платформи і шляхи, що прилягають до платформ (контроль відсутності пасажирів на шляхах) і т.д.

Використання графічної інформації дозволяє також підвищити інформаційне забезпечення процесу керування за рахунок автоматизації документообігу, а саме:

- введення графіків руху потягів;
- складання, збереження і передача:
- топографічних схем, планів і профілів перегонів і станцій;
- принципових і монтажних схем пристроїв автоматики;
- представлення важкозрозумілої на слух інформації;
- сервісні послуги, зв'язані з передачею і відображенням графічної інформації й електронних документів.

Звідси випливає, що використання системи TETRA забезпечить підвищення надійності перевезення пасажирів і транспортування вантажів.

Інформація надходить з відеодатчиків у виді зображень, як приклад візьмемо відеодані розміром 320:240 елементів по 24 розряду кожний з частотою 25 кадрів у секунду. Для передачі цього потоку необхідна пропускна спроможність каналу 5625 *кбайт/с*, що вище швидкості передачі 28,8 *кбіт/с*. Структурний аналіз послідовності кадрів зображень показав наявність в них великої надмірності. Така надмірність обумовлена присутністю в сусідніх кадрах однакових областей. Дані області для скорочення об'єму цифрового потоку відеоданих представляються довжинами серій.

Однак для такого представлення характерні недоліки, які полягають в:

1. виборі довжини кодового слова для представлення величини міжкадрової серії. В разі відсутності апріорної інформації про розподіл довжин серій виникають різкі відхилення між вибраною довжиною розрядної сітки та оптимальним значенням максимальної довжини міжкадрової серії. Це може привести до збільшення вихідного цифрового об'єму відеоданих;

2. нерівномірності розподілу довжин серій по областях сусідніх кадрів. Це викликано як структурною неоднорідністю окремих кадрів, так і особливостями формування та передачі потоку кадрів. Звідси слідує зниження ступеня стиснення послідовності кадрів зображень на основі виявлення серій однакових елементів.

Для усунення недоліків (недостатня швидкість, надмірність інформації) пропонується організовувати поліадичне кодування довжин міжкадрових серій. Поліадичне кодування полягає у формуванні коду довжинами серій з врахуванням їх динамічних діапазонів. Відмінними особливостями розробленого представлення є:

- можливість врахувати нестаціонарні структурні особливості зображень та динаміку зміни довжин міжкадрових серій, виявлених в різних областях потоку кадрів;

- спроможність проводити обробку у реальному часі на універсальних обчислювальних засобах.

Стиснення послідовності кадрів здійснюється за рахунок скорочення міжкадрової надмірності та зменшення структурної надмірності в масивах довжин міжкадрових серій. Звідси витікає, що запропоноване представлення дозволяє проводити стиск не тільки потіку даних, який несе інформацію про низькозмінні зони кадрів, але і стискати відеодані, які одержані з рухомих відеодатчиків.

Висновки

1. Використання систем транкінгового зв'язку є пріоритетним для подальшого розвитку інфраструктури наземних систем зв'язку на залізничному транспорті;

2. Для забезпечення можливості передачі відеоданих у системах транкінгового зв'язку на основі стандарту TETRA необхідно використовувати підсистему стиснення відеоданих, засновану на усуненні міжкадрової структурної надмірності.

Список літератури: 1. *Овчинников А. М., Воробьев С. В., Сергеев С. И.* Открытые стандарты цифровой транкинговой радиосвязи. Сер. «Связь и бизнес». М.: МЦНТИ, ООО «Мобильные коммуникации», 2000. 166 с. 2. *Карташевский В. Г., Семенов С. Н., Фирстова Т. В.* Сети подвижной связи. М.: Эко Трендз, 2001. 302 с. 3. *Хорошилов В.* Перспективы развития цифрового транкинга в России // MOBILE COMMUNICATIONS INTERNATIONAL/RE. 2001. №1. С. 58 - 64. 4. *Бондарев В. Н., Трестер Г., Чернега В. С.* Цифровая обработка сигналов: методы и средства. Севастополь: Сев ГТУ, 1999. 398 с.

Українська державна академія
залізничного транспорту

Надійшла до редколегії 14.02.2006

УДК 621.396.6

Г. В. АЛЕШИН, д-р техн. наук, А. Н. КОЛЕСНИКОВ, д-р техн. наук,, С. В. НОВИЧЕНКО

ОПТИМАЛЬНАЯ СТАНДАРТИЗАЦИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Выполнив оптимизацию РТС по условным критериям качества на множествах всех параметров, сигналов и структур, либо при заданных сигналах и структурах, получают оптимальную систему. С учетом динамики цен элементов и интенсивность эксплуатации РТС существует возможность вычислить оптимальный физический и моральный срок службы системы [1, 2].

Но такие оптимальные системы изготавливать нецелесообразно, как это ни покажется парадоксальным. Все дело в технологии. Точнее, в учете результатов совершенствования технологии производства систем, которая сказывается на снижении себестоимости производства от серии к серии, от номера изделия к номеру почти по экспоненциальному закону [3].

Данная статья посвящена поиску решения задачи оптимизации самих стандартов на значения технических параметров измерительных РТС.

Такие задачи всегда эффективны, тем более что и неоптимальные стандарты приносят большой экономический или технический эффект. Получить оптимальный облик всех разрабатываемых систем – это полдела. Следует правильно (оптимально) определить стандарты на функциональные элементы РТС, что также никогда не делалось.

Идея оптимизации стандартов заключается в следующем. Зная все оптимальные технические параметры всех РТС, можно рассчитать плотность всех требуемых параметров по всему диапазону. Утверждать стандарты по техническому параметру любого функционального элемента следует реже в несколько раз, чем требуемое их число в оптимальных системах. За счет этого на один стандарт будет приходиться несколько одинаковых стандартных функциональных элементов, но для разных систем, число которых и означает серийность.

Чтобы ощутить наличие оптимума, необходимо рассмотреть крайности. Если серийность мала, то интервал между стандартами одного типа функционального элемента равен интервалу между параметрами двух оптимальных систем. При этом нет серийности и, значит, нет выигрыша в себестоимости двух элементов. Есть выигрыш только в оптимальности систем, но проигрыш в стоимости за счет уникальности каждого функционального элемента. Другая крайность – серийность настолько велика, что имеется выигрыш за счет серийности в оптимальности лишь одного стандарта для одного типа функционального элемента в количестве требуемых систем. Этот стандарт должен быть самым лучшим, чтобы удовлетворить все системы. Поэтому велик проигрыш в суммарной стоимости за счет неоптимальности всех остальных систем по этому параметру. Существует оптимум, который будет найден для функциональных элементов измерительных систем.

Известно, что стандартизация технических параметров элементов аппаратуры, в том числе радиотехнической, имеет следующие преимущества по сравнению с аппаратурой, имеющей нестандартные элементы:

– существенно ниже себестоимость изготовления за счет серийности элементов, их взаимозаменяемости и сопряжения, или соединения;

– шире возможности унификации, или использования стандартных элементов в любой аппаратуре другого или того же назначения и класса;

– быстрый прогресс унифицированных узлов и элементов, а, значит, и систем со стандартными элементами.

Однако существующая практика полуэвристического назначения стандартов не позволяет получить максимального эффекта от стандартизации элементов аппаратуры. Необходимо использовать не только экспертные оценки, предшествующий опыт с методом «проб и ошибок», но и результаты решения глобальной объективной задачи стандартизации аппаратуры и элементов для того, чтобы выработать корректное решение о значениях и числе стандар-

тов. Для радиотехнических систем такая задача чрезвычайно сложна. Однако для ряда простых, но типовых случаев такую задачу поставить и решить можно. Поставим и решим такую задачу для случая, когда радиотехническая система имеет один канал для измерения параметра движения или для передачи информации. Такая постановка задачи охватывает также случаи принятия решения о стандартах элементов одного канала не совмещенной многоканальной системы с последующим решением задачи (например, методом динамического программирования) для других каналов, либо случаи принятия решения о стандартах элементов канала многоканальной совмещенной системы с последующим решением задачи для других каналов, использующих оптимизацию параметров совмещения.

Поставленная задача должна отражать следующие эффекты при стандартизации элементов:

– дискретизацию (стандартизацию) параметров X_{ij} (j-х элементов i-й системы рис. 1) и повышение за счет этого серийности элементов;

– повышение себестоимости всей системы за счет отклонения значений технических параметров от оптимальных стандартов, которые обеспечивают минимум ассигнований на систему при требуемом качестве выполнения задачи;

– снижение себестоимости элементов аппаратуры за счет серийности производства.

Задача ставится следующим образом. Пусть имеем элементные ряды рис. 1, параметры которых имеют ограниченный диапазон D_{ij} (j-го элемента i-й системы). Если бы потребность была в системах одного типа с определенными качественными показателями, то каждый элементный ряд вырождался бы в точку, определяемую в задаче оптимизации РТС [1]. Стандарты следовало бы выбирать в стационарной точке на множестве параметров системы.

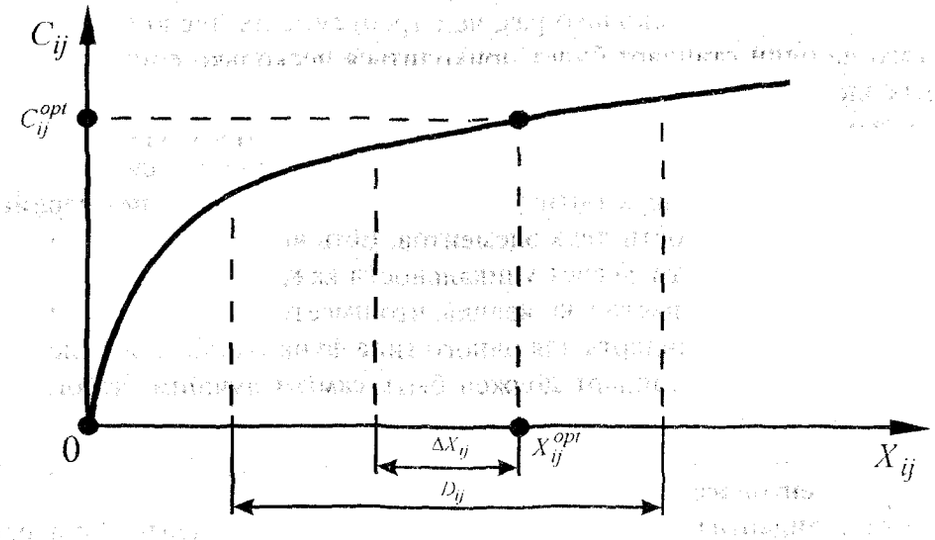


Рис. 1

Однако всегда имеется потребность во множестве разнотипных систем, либо систем с различными показателями качества, которые в совокупности должны обеспечиваться элементными рядами по типу рис. 1, причем, $\forall i \in [1, N]$, а $\forall j \in [1, N_i]$. В этом случае имеется возможность повысить серийность элементов определенного типа, которые могут использоваться одновременно в нескольких системах. Это позволит снизить себестоимость изготовления таких элементов. Более того, серийность элементов целесообразно повышать, отступая даже от оптимальности параметров.

Чем больше отступление от оптимальности параметров, тем, с одной стороны, меньше число стандартов и выше серийность элементов, т.е. снижается себестоимость элементов, а, с другой стороны, увеличение интервала между оптимальными и стандартными значениями приводит к росту требуемых ассигнований на все системы и к резкому ухудшению качест-

венных показателей всех РТС и, в результате, к существенному увеличению ассигнований на все РТС при сохранении требуемых качественных показателей.

Очевидно, что должно существовать оптимальное значение отступления от стационарной векторной точки какой-либо системы, которое является компромиссом указанных технико-производственных противоречий и которое, собственно, и должно быть стандартным значением параметра элемента РТС.

Рассмотрим простейший случай равномерного распределения стандартов i-го элемента по всему диапазону D_{ij} реализуемого j-го параметра. В этом случае интервал между стандартами параметра ΔX_j не зависит от значения технического параметра X_{ij}:

$$\Delta X_j = \frac{D_{ij}}{N_j}, \tag{1}$$

где N_j – число стандартов j-го параметра.

Пусть системы состоят из n_{pi} элементов одного назначения. Тогда средняя серийность l_j элемента с j-м параметром

$$l_j = \frac{N}{N_j} = \frac{N \cdot \Delta X_j}{D_j} = \frac{\Delta X_j}{\Delta \bar{X}_{0j}}, \tag{2}$$

где N – число разрабатываемых систем; $\Delta \vec{X}_{0j}$ – средний интервал параметра между оптимальными значениями.

Если предположить также, что оптимальные значения j-го параметра i-х систем X_{ij}^{opt} также равномерно распределены в диапазоне $\left[X_j^{\min},\ X_j^{\max}\right]$, где $X_j^{\min} - X_j^{\max} = D_j$, то серийность j-го элемента будет определяться средним значением l_j.

Предположим, что стоимости всех n_{pi} элементов i-й системы и все зависимости $C_i\left(\vec{X}_i\right)$ пересчитаны к одному времени, что возможно, поскольку обычно имеется соответствующая информация и прогнозы развития производства [1-3]. Учитывая динамику цен или себестоимости изделий, допускается методическая ошибка прогнозов. Ясно, что решение задачи стандартизации не может быть точнее. Однако такой точности достаточно для получения существенной эффективности от стандартизации.

В аналитическом виде на основании изложенных выше соображений задача примет вид

$$C = \sum_{i=1}^{N} C_i\left(\vec{X}_{0j}, \Delta\vec{X}_{ij}, \vec{l}_j\right) \Rightarrow \min, \tag{3}$$

при ограничениях на качественный показатель i-й системы, аналогичных [1-3]:

$$\frac{A_i}{\prod_{j=1}^{n_{pi}} X_{ij}} \le D_i, \tag{4}$$

$$X_{ij}^{\min} \le X_{ij} \le X_{ij}^{\max}, \tag{5}$$

где D_i – дисперсия ошибок измерений, или величина обратно пропорциональная энергетическому потенциалу радиолинии; A_i – коэффициент пропорциональности.

Разложим целевую функцию (3) в ряд Тейлора в окрестности стационарной точки $\vec{X}_{0ij}$, удерживая члены первого порядка малости. Тогда

$$C_i \cong B_{pi} + \sum_{j=1}^{n_{pi}} \left(C'_{0ij}\left(\vec{X}_{0ij}, \Delta\vec{X}_{ij}, \vec{l}_j\right) \cdot \left(X_{ij} - X_{0ij}\right)\right), \tag{6}$$

где $C'_{0ij} = \dfrac{\partial C_i}{\partial X_{0ij}}$, $B_{pi} = C_i\left(\vec{X}_{0ij}, \Delta\vec{X}_{ij}, \vec{l}_j\right)\Big|_{X_{ij} = X_{0ij}}$.

Динамику цен или себестоимости во времени или от номера серии можно сглаживать кривыми, указанными в [2]:

$$C_{ij}\left(\vec{X}_{ij}\right) = C_{0ij}\left(\vec{X}_{0ij}, \Delta\vec{X}_{ij}\right) \cdot e^{-a_{ij} \cdot t} = C_{0ij} \cdot e^{-\beta_{ij} \cdot l_{ij}}, \tag{7}$$

где $\beta_{ij} = a_{ij} \cdot t$; a_{ij} – коэффициент, учитывающий темп снижения себестоимости и определяемый производительностью труда и др. факторами; t – время с начала производства изделия.

Учитывая (3-7), задачу можно записать в более простом виде

$$F = \min_{\{\gamma_{ij}\}} C = \min_{\{\gamma_{ij}\}} \sum_{i=1}^{N} \left(B_{pi} + K_i \cdot \sum_{j=1}^{n_{pi}} \left(1 + \gamma_{ij}\right) \cdot e^{-K_{ij} \cdot \gamma_{ij}} \right), \tag{8}$$

при

$$\prod_{j=1}^{n_{pi}} \left(1 + \gamma_{ij}\right) \geq 1, \tag{9}$$

где $\gamma_{ij} = \dfrac{\Delta X_{ij}}{X_{0ij}}$, $K_{ij} = \dfrac{\beta_{ij} X_{0ij} N}{D_j}$, $K_i = C'_{0ij} X_{0ij}$ (ввиду оптимальности системы при X_{0ij}).

Сделав замену переменных $Z_{ij} = K_{ij}\left(1 + \gamma_{ij}\right)$, получим

$$F = \min_{\{Z_{ij}\}} \sum_{i=1}^{N} \left(B_{pi} + K_i \cdot \sum_{j=1}^{n_{pi}} \left(b_{ij} \cdot Z_{ij} \cdot e^{-Z_{ij}} \right) \right), \tag{10}$$

при $\prod_{j=1}^{n_{pi}} Z_{ij} \leq K_Z$, где $K_Z = \prod_{j=1}^{n_{pi}} K_{ij}$, $b_{ij} = \dfrac{l^{K_{ij}}}{K_{ij}}$.

Нетрудно убедиться, что зависимость разности целевой функции (8) и оптимальных ассигнований на нестандартную систему от расстроек, т.е. отклонений от стационарной точки, носит при малых расстройках квадратичный характер.

Действительно, на основании (8)

$$\Delta C = C - F = \sum_{i=1}^{N} \left(B_{pi} + K_i \cdot \sum_{j=2}^{n_{pi}} \left(1 + \gamma_{ij}\right) + K_i \cdot \frac{1}{\prod_{j=2}^{n_{pi}} \left(1 + \gamma_{ij}\right)} - 1 \right).$$

Отсюда

$$\Delta C = K_i \cdot \sum_{i=1}^{N} \left(\sum_{j=2}^{n_{pi}} \gamma_{ij} + 1 - \sum_{j=2}^{n_{pi}} \gamma_{ij} + \sum_{j=2}^{n_{pi}} \sum_{k=2}^{n_{pi}} \left(\gamma_{ij} \cdot \gamma_{ik}\right) - \ldots - 1 \right) \cong K_i \cdot \left(\sum_{j=2}^{n_{pi}} \gamma_{ij} \right)^2.$$

Очевидно, что задача (8, 9) оптимума при $\gamma_{ij} = 0$ не имеет, поскольку не работает механизм образования серийных элементов РТС. В самом деле, $\gamma_{ij} = 0$ означает отсутствие отступлений от оптимальных параметров, т.е. все элементы всех систем изготавливаются

в единичном экземпляре по специальному заказу (на основании тактико-технических требований). Чем больше расстройки γ_{ij}, тем все большее число одинаковых (серийных) элементов возможно использовать в различных системах. Большие расстройки по всем параметрам не допускает ограничение (9). Поскольку нас обычно интересует $N >> 1$, хотя бы $N > 10$, то даже малые γ_{ij} могут дать большие $Z_{ij} >> 1$. Большие Z_{ij} достигаются ценой уменьшения других каких-либо Z_{ij}, что определяется ограничением (9).

Поскольку $K_{ij} = \dfrac{a_{ij} \cdot t \cdot X_{0ij} \cdot N}{D_{xj}}$ прямо пропорциональны числу систем N, которое больше 1, а сомножители в выражении для K_{ij} порядка единицы, то и $K_{ij} > 1$, $K_Z >> K_{ij}$. В этом случае задачу (10) можно преобразовать к более простому виду:

$$F = \min_{\{Z_{ij}\}} \sum_{i=1}^{N} \left(B_{pi} + K_i \cdot \sum_{j=1}^{n_{pi}} \left(\varepsilon_{ij} \cdot e^{-Z_{ij}} \right) \right), \qquad (11)$$

при $\prod_{j=1}^{n_{pi}} Z_{ij} \le K_Z$, где $\varepsilon_{ij} = b_{ij} \cdot Z_{0ij}$.

Аппроксимацию (11) легко объяснить тем, что хотя слагаемые $Z_{ij} \cdot e^{-Z_{ij}}$ изменяются немонотонно и имеют максимум при $Z_{ij} = 1$, минимум (10) должен достигаться при возможно больших значениях Z_{ij}, верхнее значение которых определяется достаточно большим $K_Z >> 1$. Поэтому в области $Z_{ij} >> 1$ слагаемое $Z_{ij} \cdot e^{-Z_{ij}}$ достаточно хорошо аппроксимируется функцией $e^{-Z_{ij}}$.

Произведем замену переменных $Z_{ij} = e^{-Z_{ij}}$. Тогда

$$F_i = B_{pi} + K_i \cdot \min_{\{q_{ij}\}} \sum_{j=1}^{n_{pi}} \varepsilon_{ij} \cdot e^{-e^{q_{ij}}} = B_{pi} + K_i \cdot \min_{\{q_{ij}\}} \sum_{j=1}^{n_{pi}} \varepsilon_{ij} \cdot b^{q_{ij}}, \qquad (12)$$

при $\sum_{j=1}^{n_{pi}} q_{ij} = \ln K_Z$, где $b = e^{-e}$.

Таким образом, удалось сформулировать задачу стандартизации РТС для простого, но достаточно типичного случая: для систем, у которых флуктуационные ошибки измерений или передачи информации превалируют над остальными. Задачу удалось получить в виде сепарабельного, либо т.н. вырожденного динамического программирования. Причем, задача решается точно, в общем виде (в квадратуре), что имеет несомненные преимущества перед приближенными методами. Решение можно определить методом динамического программирования по уравнению Беллмана:

$$F_{iN}(\ln K_Z) = \min_{\{q_{iN}\}} \left(\varepsilon_{iN} \cdot b_i^{q_{iN}} + F_{iN-1}(\ln K_Z - q_{iN}) \right),$$

либо методом математической индукции. Будем следовать последнему методу. Определим безусловный минимум для q_{i2}, включив ограничение в целевую функцию. Тогда

$$b^{q_{i2}^{opt}} = \left(\frac{\varepsilon_{i1}}{\varepsilon_{i2}} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot b^{\frac{1}{2}\left(\ln K_Z - \sum_{k=3}^{n_{pi}} q_{ik} \right)},$$

$$q_{i2}^{opt} = \frac{1}{\ln b} \cdot \ln\left(\frac{\varepsilon_{i1}}{\varepsilon_{i2}}\right)^{\frac{1}{2}} + \frac{1}{2} \cdot \left(\ln K_Z - \sum_{k=3}^{n_{pi}} q_{ik}\right),$$

$$F_2 = 2 \cdot (\varepsilon_{i1} \cdot \varepsilon_{i2})^{\frac{1}{2}} \cdot b^{\frac{1}{2}\left(\ln K_Z - \sum_{k=3}^{n_{pi}} q_{ik}\right)}.$$

Для определения закономерности в решении требуется еще один шаг

$$q_{i3}^{opt} = \frac{(\varepsilon_{i1} \cdot \varepsilon_{i2})^{\frac{1}{3}}}{\varepsilon_{i3}^{2/3}} \cdot b^{\frac{1}{3}\left(\ln K_Z - \sum_{k=4}^{n_{pi}} q_{ik}\right)},$$

$$q_{i3}^{opt} = \frac{1}{\ln b} \cdot \ln \frac{(\varepsilon_{i1} \cdot \varepsilon_{i2})}{\varepsilon_{i3}^{2/3}} + \frac{1}{3} \cdot \left(\ln K_Z - \sum_{k=4}^{n_{pi}} q_{ik}\right),$$

$$F_3 = 3 \cdot (\varepsilon_{i1} \cdot \varepsilon_{i2} \cdot \varepsilon_{i3})^{\frac{1}{3}} \cdot b^{\frac{1}{3}\left(\ln K_Z - \sum_{k=4}^{n_{pi}} q_{ik}\right)}.$$

Отсюда общее решение имеет вид

$$q_{in_{pi}}^{opt} = \frac{1}{n_{pi}} \cdot \sum_{j=1}^{n_{pi}} \ln K_{ij} - \frac{1}{e} \cdot \ln \frac{\left(\prod_{k=1}^{n_{pi}-1} \varepsilon_{ik}\right)^{\frac{1}{n_{pi}}}}{\varepsilon_{in_{pi}}},$$

$$F_{n_{pi}} = n_{pi} \cdot \left(\prod_{k=1}^{n_{pi}} \varepsilon_{ik}\right)^{\frac{1}{n_{pi}}} \cdot e^{-e^{\frac{1}{n_{pi}} \sum_{j=1}^{n_{pi}} \ln K_{ij} + N}} \qquad (13)$$

где $\varepsilon_{ik} = \frac{e^{K_{ij}}}{K_{ij}}$, $\gamma_{ij}^{opt} = \frac{\left(\prod_{k=1}^{n_{pi}} K_{ik}\right)^{\frac{1}{n_{pi}}} \cdot \left(e^{K_{ij}} \cdot (1+\gamma_{0ij})\right)^{\frac{1}{e}}}{K_{ij} \cdot \left(\prod_{k=1}^{n_{pi}} \left(e^{K_{ij}} \cdot (1+\gamma_{0ij})\right)\right)^{\frac{1}{e \cdot n_{pi}}}} - 1.$

Решение можно представить в более компактном виде, если ввести операторы среднего арифметического $A_{im}(X_i) = \frac{1}{m} \cdot \sum_{i=1}^{m} X_i$, и оператор среднего геометрического $\Gamma_{im}(X_i) = \left(\prod_{i=1}^{m} X_i\right)^{\frac{1}{m}}$. Тогда $\gamma_{ij} = \frac{e^{q_{ij}}}{K_{ij}} - 1$,

где $q_{im} = \frac{K_{im}}{e^{K_{im}} \cdot Z_{0im} \cdot \ln b} \cdot (A_{im}(K_{im}) + \Gamma_{im}(K_{im})) - \left(\frac{K_{im}}{e^{K_{im}} \cdot Z_{0im} \cdot \ln b} - 1\right) \cdot \frac{1}{m} \cdot \ln K_Z$,

$$F_{n_{pi}} = n_{pi} \cdot \Gamma_{in_{pi}}(1+\gamma_{0ij}) \cdot e^{A_{in_{pi}}(K_{ij}) - \Gamma_{in_{pi}}(K_{ij}) e^N}, \qquad (14)$$

или $F_{n_{pi}} = n_{pi} \cdot \Gamma_{in_{pi}}\left(1+\gamma_{0ij}\right)\cdot e^{N\cdot A_{in_{pi}}\left(\frac{a_{ij}\cdot t\cdot X_{0ij}}{D_j}\right) - N^{n_{pi}}\cdot\Gamma_{in_{pi}}\left(\frac{a_{ij}\cdot t\cdot X_{0ij}}{D_j}\right)\cdot e^{N}}$.

Выигрыш ΔC в стоимости стандартной аппаратуры по сравнению с оптимальной, но нестандартной аппаратурой можно представить в виде

$$\Delta C = C - F_{n_{pi}} = \sum_{i=1}^{N}\left(n_{pi}\cdot K_i\cdot\left(1-\Gamma_{in_{pi}}\left(1+\gamma_{0ij}\right)\cdot e^{\left(A_{in_{pi}}\left(K_{ij}\right)-\Gamma_{in_{pi}}\left(K_{ij}\right)e^{N}\right)}\right)\right). \quad (15)$$

Решение является точным, если ограничения по стоимости (3) являются линейными функциями. Для нелинейных, но выпуклых функций решение (13, 14), полученное в виде формул, можно использовать как итерационное, подставляя вместо $Z_{0ij} = K_{ij}\left(1+\gamma_{0ij}\right)$ очередное значение γ_{0ij}. Итеративное решение можно использовать также для некоторого класса вогнутых, либо выпукло-вогнутых функций, аналогично [2]. Ограничения на параметр оказывают влияние лишь тогда, когда оптимальное значение выходит из диапазона. В этом случае такие параметры принимают равными предельным, после чего задача решается для остальных параметров.

На основании изложенного можно сделать следующие выводы, относящиеся больше к случаям, отвечающим приведенным допущениям и ограничениям:

– возможно достаточно точное решение задачи стандартизации элементов, блоков и узлов измерительных одноканальных РТС в общем виде, либо стандартизации соответствующей части блоков совмещенных одноканальных РТС;

– полученные соотношения позволяют рассчитывать оптимальные стандарты для указанного класса РТС;

– влияние ограничений на качественный показатель РТС по стоимости элементов (блоков) РТС являются более существенными, чем влияние расстроек по стоимости из-за несоответствия оптимальных и стандартных значений. Это позволило упростить задачу стандартизации;

– выигрыш от стандартизации аппаратуры РТС тем существенней, чем больше число потребных систем N, чем ближе по величине коэффициенты K_{ij} и чем ближе стандартные значения к оптимальным значениям параметров нестандартной аппаратуры. Последняя зависимость менее существенна;

– приведенная методика во многих случаях пригодна также для стандартизации радиотехнических элементов блоков, поскольку показатель качества цепей во многих случаях можно представить в факторизованном виде в зависимости от параметров цепей. Кроме того, из желательности достижения $K_{ij} = K_{i(j-1)}$ видно, в каком направлении следует развивать соответствующие производства.

Список литературы: 1. *Апорович А.Ф., Алешин Г.В.* Некоторые вопросы параметрического синтеза радиотехнических систем // Радиотехника. 1975. № 12. С. 1-9. 2. *Гличев А.В.* Экономическая эффективность технических систем. М.: Экономика, 1971. 365с. 3. *Кузнецова Д.Г., Кампот Е.Ю.* Основные принципы оценки стоимости серийно изготавливаемой электронной аппаратуры // Вопросы РЭ. 1969. № 31.Сер. 12.

Харьковский университет Воздушных Сил *Поступила в редколлегию 25.12.2005*

УДК 621.396

В. Ф. ЄРОХІН, д-р техн. наук, В. М. РАЄВСЬКИЙ

ПОДОЛАННЯ АПРІОРНОЇ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ ПАРАМЕТРІВ ПРИ ДЕМОДУЛЯЦІЇ ВЗАЄМОЗАВАЖАЮЧИХ ЧАСТОТНОМАНІПУЛЬОВАНИХ ЦИФРОВИХ СИГНАЛІВ

Статистична теорія розділяння цифрових сигналів (СТРЦС) [1, 2 та ін.] та її англомовний аналог – Multiuser Detection Theory [3, 6 та ін.] дозволяють одержувати коректні відповіді щодо запитань по змісту алгоритмів розділяння заданої кількості цифрових сигналів з довільною наперед відомою позиційністю кожного з них, довільною матрицею коефіцієнтів їх взаємної неортогональності і т.і. [7]. На теперішній час вже розв'язана вагома низка задач синтезу алгоритмів розділяння взаємозаважаючих цифрових сигналів (ЦС), що є строго оптимальними за критерієм мінімуму середньої імовірності помилки на дискретний параметр (ДП) корисного сигналу, що демодулюється [1, 2, 8, 9]. Але в вищезазначених публікаціях (здебільшого – піонерських) припускалось, що вектори неінформаційних параметрів взаємозаважаючих (взаємонеортогональних по Гільберту на довжині інформаційної посилки [10]) сигналів точно відомі у точці прийому. На практиці ж при реалізації процедур демодуляції взаємозаважаючих ЦС безумовно доведеться розв'язувати супутні задачі по подоланню апріорної невизначеності щодо цих неінформаційних параметрів – амплітуд, частот, початкових фаз та ін [11-14].

Метою статті є розробка методу подолання апріорної невизначеності неінформаційних параметрів двох взаємозаважаючих ЦС частотної маніпуляції, алгоритм розділяння яких одержаний в [8].

Процес подолання такої апріорної невизначеності буде багатоетапним та неодноальтернативним. Визначимо його поступово, в залежності від можливої ситуації. Відносно розглянутого вище в роботі кола питань щодо розділяння взаємозаважаючих ЧМ сигналів основні етапи подолання апріорної невизначеності будуть такими:

1. Некогерентна демодуляція одночасно на обох частотах "натиснення" і "відтиснення" – тобто незалежна обробка двох синхронних сигналів амплітудної маніпуляції з пасивною паузою (рис. 1).

Зазначимо тут, що на всіх схемах у даній роботі будуть використовуватись класичні аналогові позначення складових. Це здійснено виключно з метою досягнення прозорості викладення матеріалу. На практиці, безумовно, всі (або переважна більшість) операцій будуть виконуватись з застосуванням цифрових процесорів обробки ЦС [11, 15 та ін.].

Можуть мати місце дві ситуації – або є лише корисний сигнал (і тоді $r^*_{в1} = 1 - r^*_{в2}$) , або ж у каналі присутні і корисний сигнал, і завада (і тоді можливі випадки $r^*_{в1} = r^*_{в2} = 1$). Для прозорості міркувань тут і далі будемо вважати заваду (за її наявності) синхронною за тактовими точками з корисним сигналом. Одержати відповідь на питання, чи є у каналі заважаючий сигнал, можна через декілька десятків тактових інтервалів – в залежності від відношення сигнал/шум (сигнал/завада) та від вимог до імовірності правильного визначення ситуації в каналі $P^*_{визн}$ [16].

Під $P^*_{визн}$ будемо розуміти імовірність того, що приймається рішення $\Theta = 0$ (див. рис. 1) про відсутність завади при її наявності, яке формується в вирішуючому пристрої (ВП) схеми рис.1. Таке рішення можливе при співпадінні частот корисного сигналу та завади протягом деякої кількості тактових інтервалів поспіль та відповідних співпадінь $r^*_{в1} = 1 - r^*_{в2}$, $r \in \overline{0, 1}$. Для апріорі рівноімовірних станів ДП сигналу та завади, тобто, при $p(r_1 = 0) = p(r_1 = 1) = p(r_2 = 0) = p(r_2 = 1) = 0{,}5$, нехтуючи помилками $r^*_1 = 1 - r_1$; $r^*_2 = 1 - r_2$ визначення їх станів, одержуємо: $P_{визн} = (0{,}5)^n$, де n – кількість тактів визначення. Звідси необхідна кількість тактів спостереження у першому наближенні:

$$n = \log_{0.5} P_{визн} = \frac{\lg P_{визн}}{lg\ 0,5} \qquad (1)$$

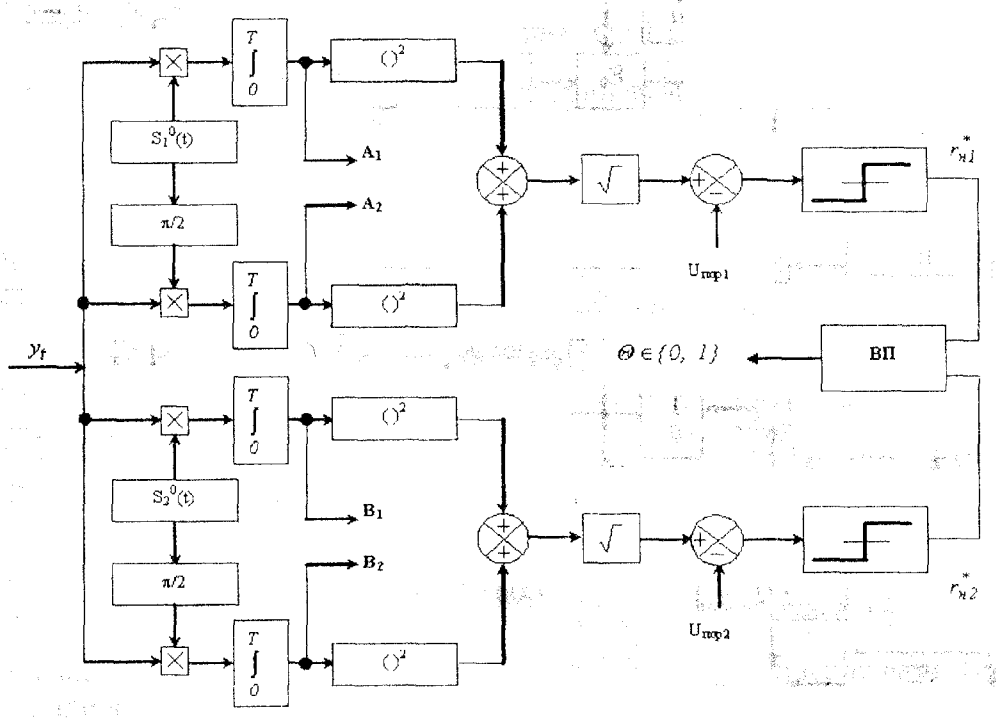


Рис. 1

Приклади розрахунків за (1) наведені в табл.1.

Як результат некогерентного етапу демодуляції, в залежності від рішення, прийнятого за перші n тактів, слід переходити або до квазикогерентного прийому сигналу в умовах відсутності подібної завади (рис. 2), або до квазикогерентного розділяння.

На рис. 2 E_0 – екстраполятори нульового порядку, РЕ – реактивний елемент, ЛЗ – лінія затримки, $S_1^*(t)$, $S_2^*(t)$ – квазикогерентні оцінки опорних коливань. Зазначимо, що для здійснення такого переходу за відсутності завади необхідно знати (оцінити) початкові фази сигналу на частотах "натиснення" і "відтиснення", а за наявності завади – ще й її початкові фази та відповідно амплітуди сигналу і завади на обох частотах. Тобто, треба передбачити виконання процедур таких оцінок, наприклад, як це викладено в [11].

Таблиця 1

Залежність кількості тактових інтервалів та часу від помилки визначення

Помилка визначення, $P_{визн}$		1E-1	1E-2	1E-3	1E-4	1E-5	1E-6	1E-7	1E-8	1E-9	1E-10
Кількість тактових інтервалів, n		4	7	10	14	17	20	24	27	30	34
Час виявлення (*с*) при різній швидкості роботи (*кбіт/с*).	1,2	0,0033	0,0058	0,0083	0,0117	0,0142	0,0167	0,02	0,0225	0,025	0,0283
	2,4	0,0017	0,0029	0,0041	0,0058	0,0071	0,0083	0,01	0,0113	0,0125	0,0142
	4,8	0,0008	0,0015	0,0021	0,0029	0,0035	0,0042	0,005	0,0056	0,0063	0,0071
	9,6	0,0004	0,0007	0,0011	0,0015	0,0018	0,0021	0,0025	0,0028	0,0031	0,0035

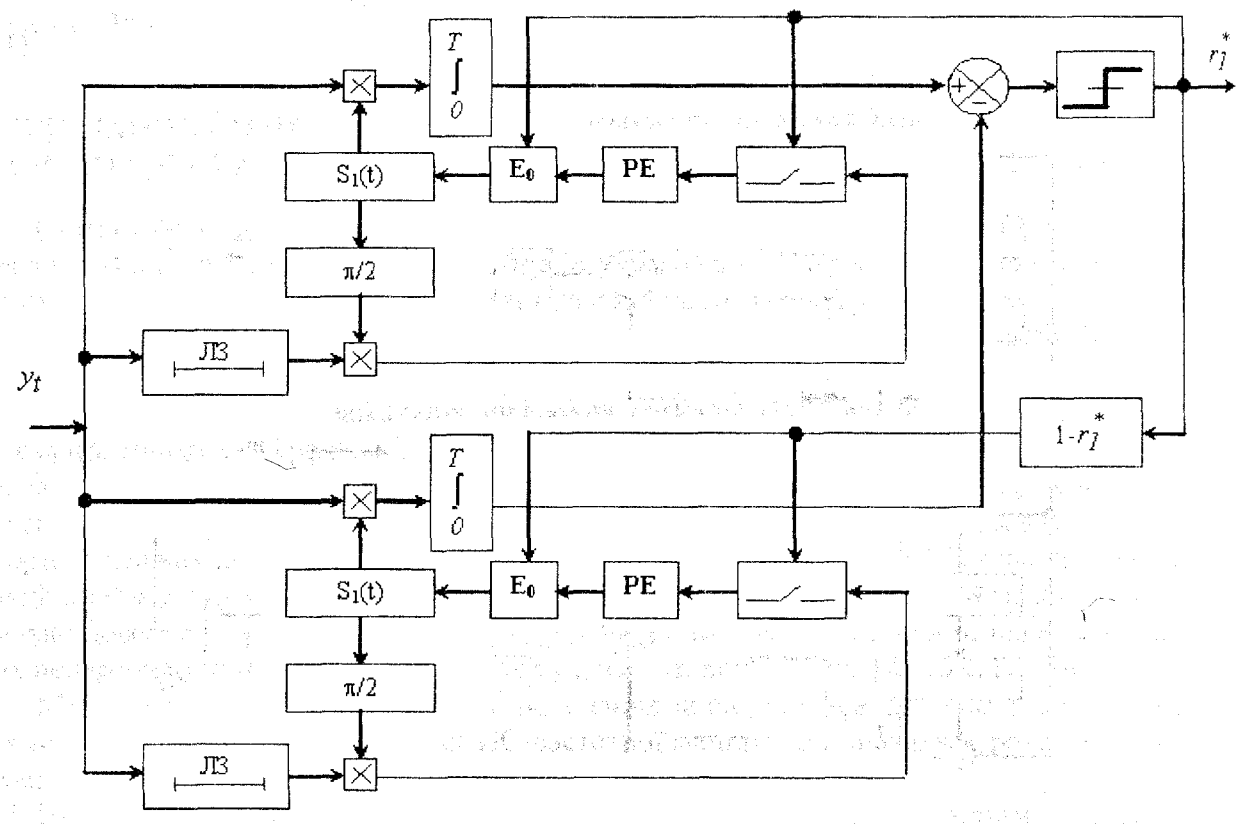
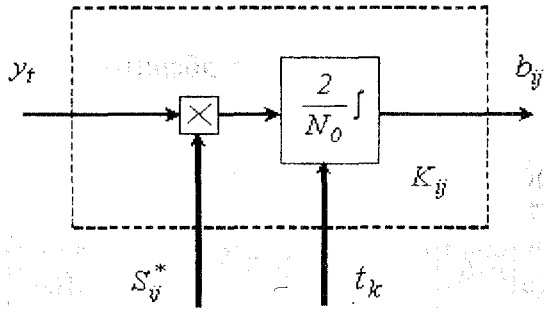


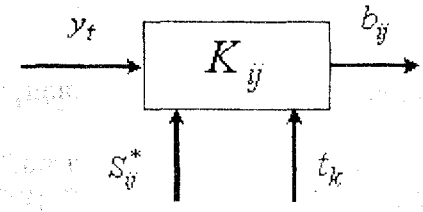
Рис.2

З метою прозорого викладення алгоритму квазикогерентного розділяння введемо поступово позначення, що дозволить представити його у вигляді субблоків, кожний з яких виконує ту чи іншу типову функцію.

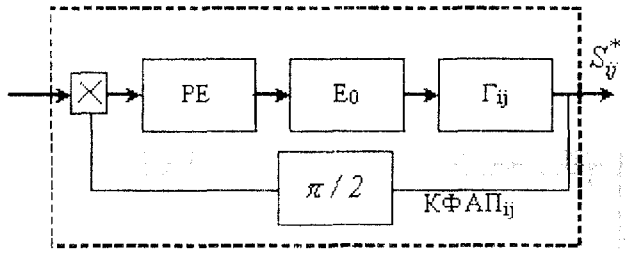
1. K_{ij} – корелятор i-го сигналу на j-й частоті, $i,\ j = \overline{1,\ 2}$



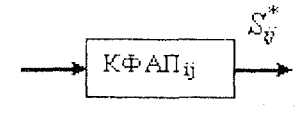
або



2. КФАП$_{ij}$ – кільце автопідлаштування i–го опорного сигналу на j–й частоті, $i,\ j = \overline{1,\ 2}$

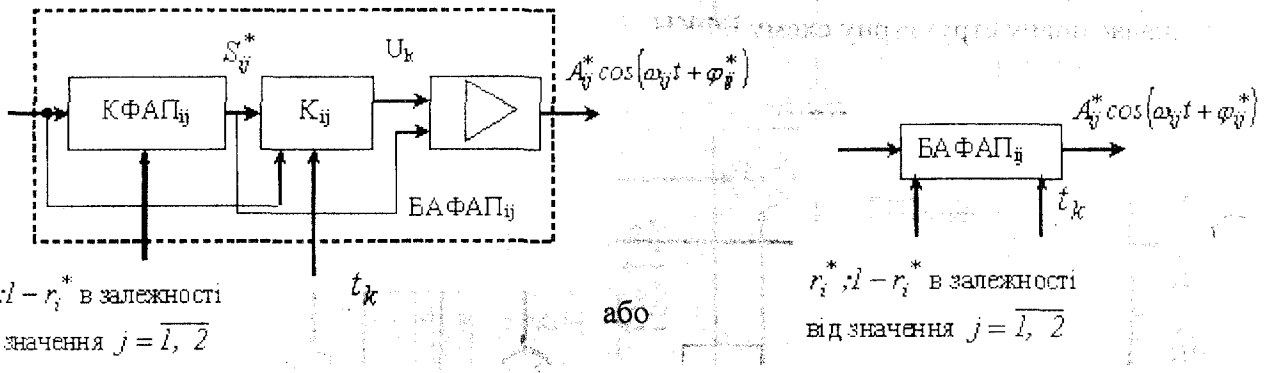


або



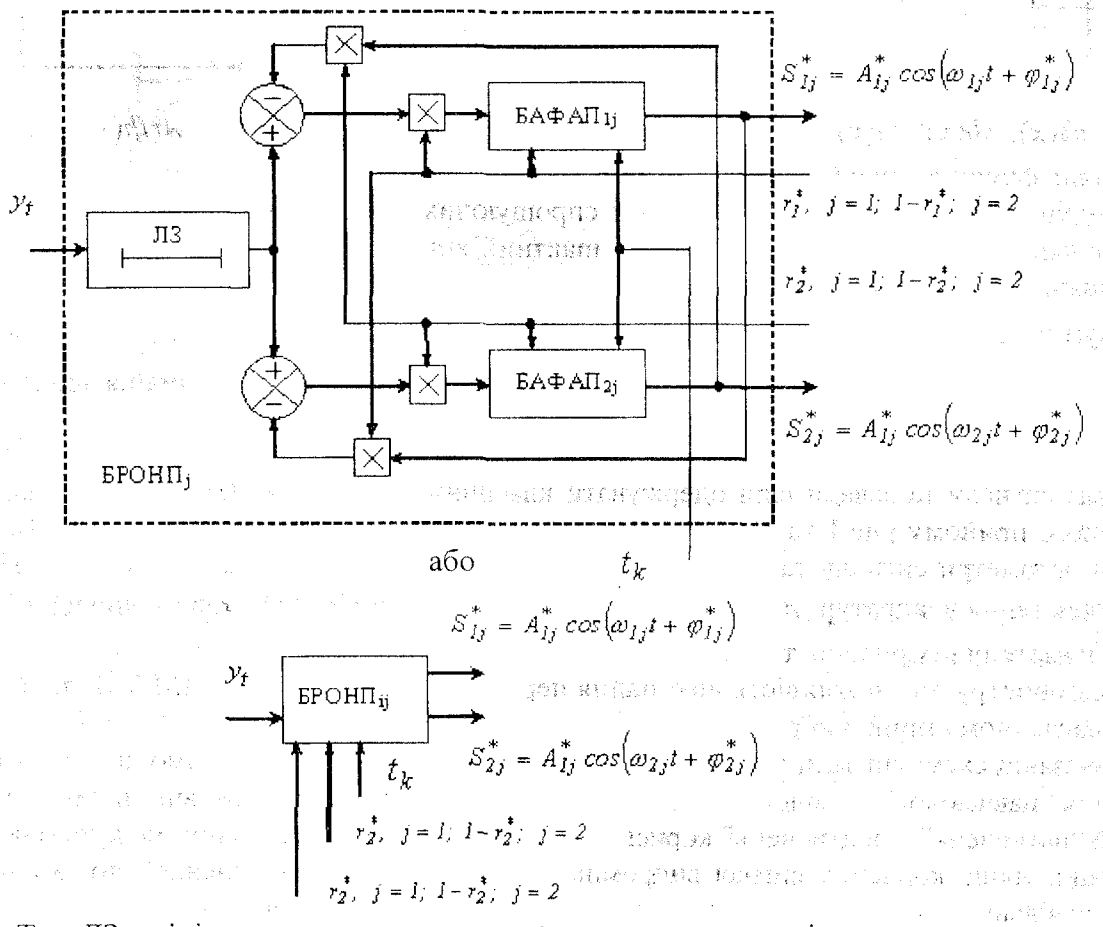
Тут, РЕ – реактивний елемент, r_i^*, $i=\overline{1,\ 2}$ – оцінки ДП сигналу та завади, Γ_{ij} – опорний генератор i-го сигналу на j-й частоті. E_0 – екстраполятори нульового порядку (якщо на керуючому вході E_0 $r_i^*=1$, то на виході та ж величина, що і на інформаційному вході, якщо ж $r_i^*=0$, то запам'ятовується останнє значення вхідної величини на момент появи значення $r_i^*=0$).

3. БАФАП$_{ij}$ – блок амплітудного та фазового автопідлаштування i–го опорного сигналу на j-й частоті $i,\ j=\overline{1,\ 2}$



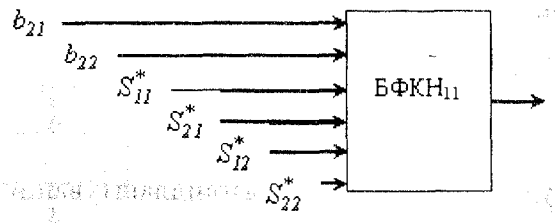
Тут $U_к$ – напруга, що керує коефіцієнтом передачі вихідного підсилювача. Очевидно, екстраполяція вхідного спостереження необхідна на тих тактових інтервалах часу, де оцінюваний сигнал відсутній.

4. БРОНП$_{ij}$ – блок розділяння і оцінки неперервних параметрів i-го сигналу (i=1) та завади (i=2) на j-й частоті, $j=\overline{1,\ 2}$.

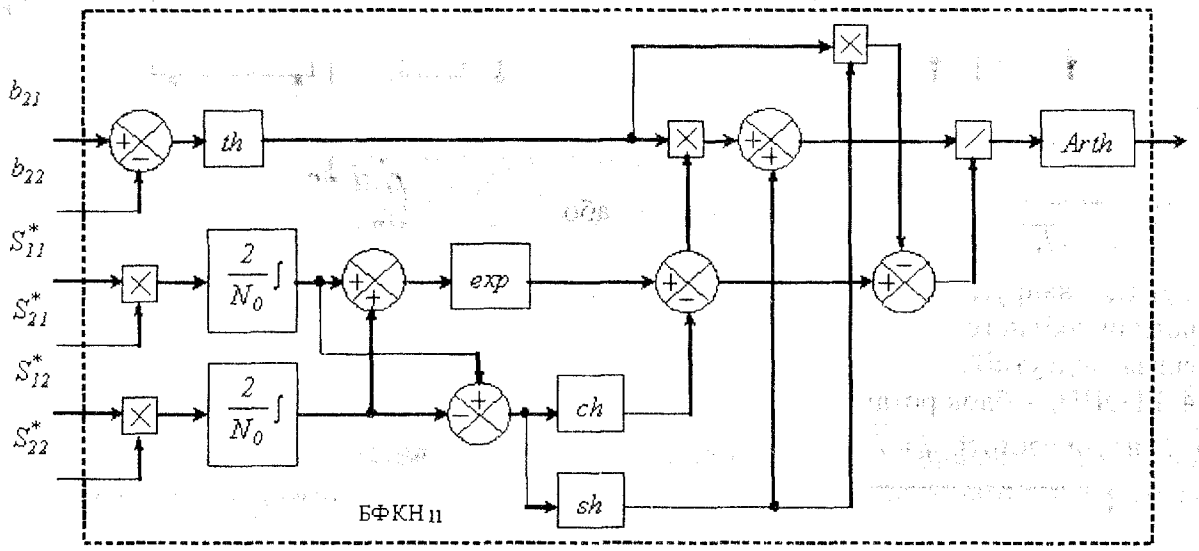


Тут, ЛЗ – лінія затримки на довжину 1 одного тактового інтервала.

5. $БФКН_{ij}$ – блок формування компенсуючої напруги в трактах демодуляції сигналу (i=1) та завади (i=2) на j-й частоті, $j = \overline{1,\ 2}$



що позначає повну структурну схему $БФКН_{11}$:



Тут, $ch(x)$, $sh(x)$, $th(x)$– гіперболічні функції, $\exp(x)$ – експонента, $Arth(x)$ – зворотня гіперболічна функція, знак (/) позначає поділ.

З урахуванням наведених узагальнених спрощуючих позначень алгоритм квазикогерентного розділяння сигналів ЧМ-2 приймає компактний вигляд рис.3. З метою полегшення розгляду зазначеної схеми наявність тактової синхронізації (точки впливу t_k) тут спростовано.

Зрозуміло, що схема рис. 3 працездатна за умови, що в блоках $БРОНП_j$ $j = \overline{1,\ 2}$, а точніше в розміщених в них блоках $БАФАП_{ij}$ $i,\ j = \overline{1,\ 2}$ вже міститься інформація щодо оцінок опорних коливань виду $A^*_{ij}\cos(\omega_j t + \varphi^*_{ij})$, $i,\ j = \overline{1,\ 2}$. Первісні оцінки A^*_{ij} амплітуд та φ^*_{ij} початкових фаз сигналу та завади слід одержувати класичним способом. Застосовуючи алгоритм когерентного прийому рис.1 та так звану "навчаючу" послідовність у корисному сигналі, вже зазначені параметри сигналу та завади можуть бути розраховані згідно методики з [11], шляхом використання квадратур A_1, A_2, B_1, B_2 на входах кореляторів, побудови відповідної системи тригонометричних рівнянь та її розв'язання [11].

Продемонструємо можливість виконання первісних оцінок сигналу ЧМ-2 та подібної завади на наглядному прикладі рис.4.

На вказаній схемі сигнали тактової синхронізації не позначені. Зазначимо, що за умови використання "навчаючої" послідовності (яка у найпростішому випадку має вигляд відносно довгих серій "натиснень" і "відтиснень" корисного ЦС, що змінюють одна одну) можуть мати місце дві ситуації. Якщо корисний сигнал випромінюється на частоті "натиснення", то за наявності завади з довільним законом маніпуляції вільною від випромінювання на деяких тактових інтер-

валах може бути лише частота "відтиснення". Якщо ж корисний сигнал – серія "відтиснень", то за цих же умов вільною від випромінювання може бути лише частота "натиснення". Тому схема рис. 4 передбачає роботу у режимах, що зазначені нижче.

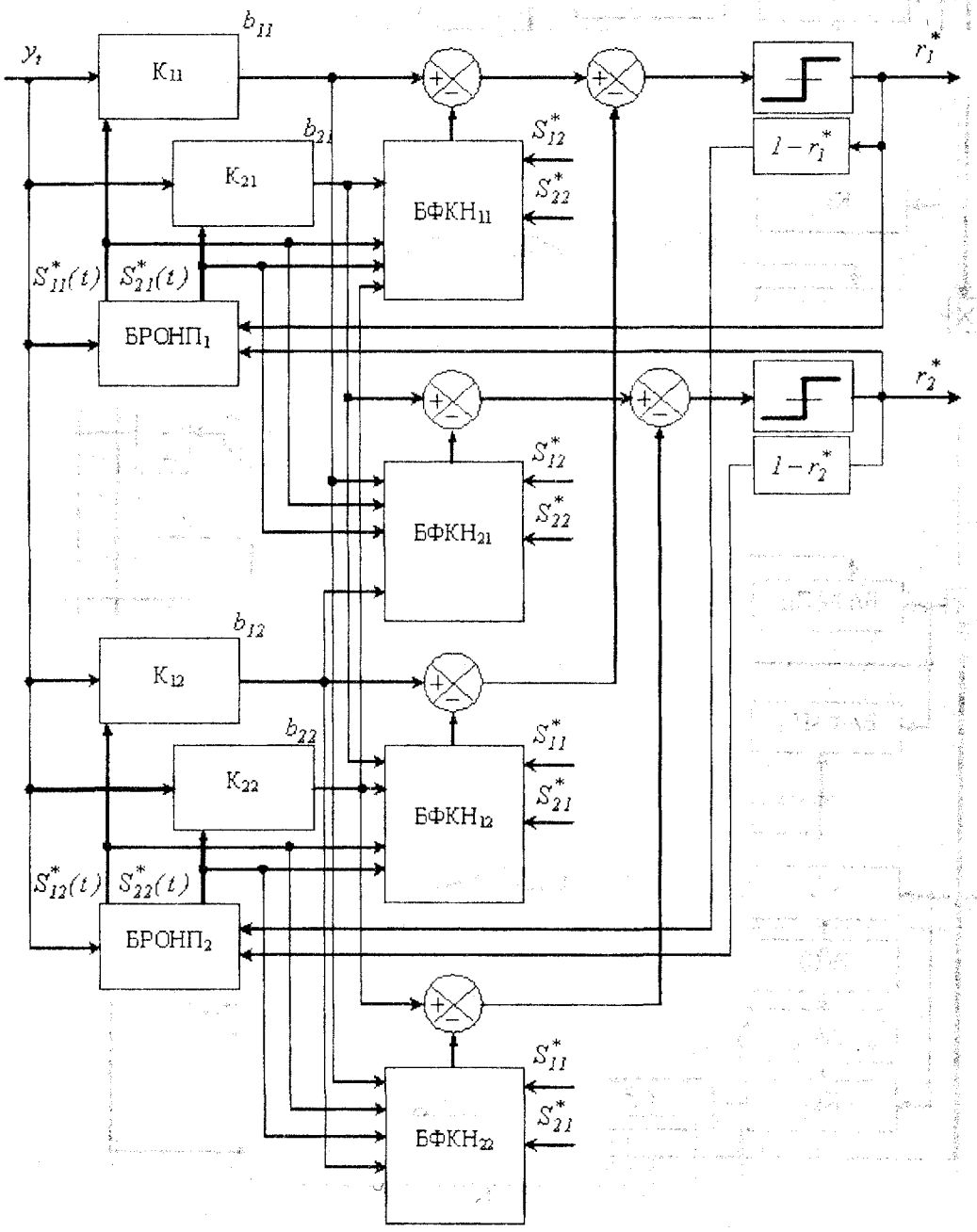


Рис. 3

Якщо передається тестовий ("навчальний") сигнал на частоті "натиснення" ($r^*_{в1} \equiv 1$ незмінно впродовж деякої кількості тактових інтервалів), то в залежності від значення $r^*_{в2} = \overline{0,\ 1}$ в кінці плинного тактового інтервалу виконуються оцінки:

$$S^*_{11} \text{ та } S^*_{22}, \text{ тобто } (A^*_{11}; \varphi^*_{11}; A^*_{22}; \varphi^*_{22}), \text{ якщо } r^*_{в2} = 1;$$

$$S^*_{21}, \text{ тобто } (A^*_{21}; \varphi^*_{21}), \text{ якщо } r^*_{в2} = 0.$$

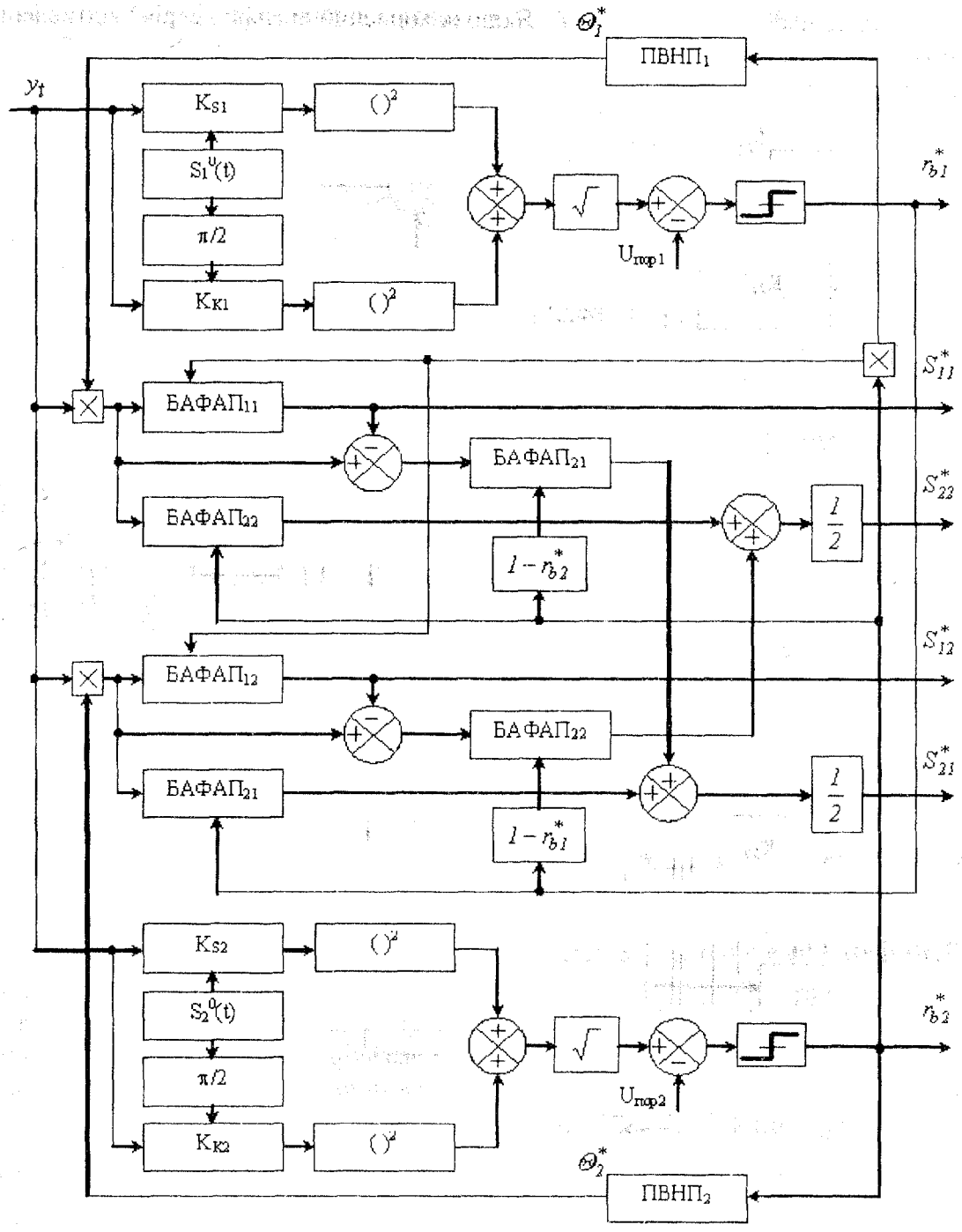


Рис. 4

Вочевидь, за відсутності оцінки S_{11}^* (на що буде необхідна деяка кількість тактових інтервалів, коли $r_{в2}^* = 1$), в цьому випадку неможлива буде оцінка S_{21}^*.

Якщо тестовий сигнал спостерігається на частоті "відтиснення" ($r_{в2}^* \equiv 1$ також впродовж деякої кількості тактових інтервалів), то в залежності від $r_{в2}^* = \overline{0,\ 1}$ виконуються оцінки:

S_{12}^* та S_{21}^*, тобто $(A_{12}^*; \varphi_{12}^*; A_{21}^*; \varphi_{21}^*)$, якщо $r_{в1}^* = 1$;

S_{22}^*, тобто $(A_{22}^*; \varphi_{22}^*)$, якщо $r_{в1}^* = 0$.

Тут також для оцінки S_{22}^{*} треба попередньо оцінити S_{12}^{*}. Але можна взагалі від процедур оцінок, коли або $r_{в1}^{*}=0$, або $r_{в2}^{*}=0$, відмовитись, в обмін на деяке збільшення часу оцінки.

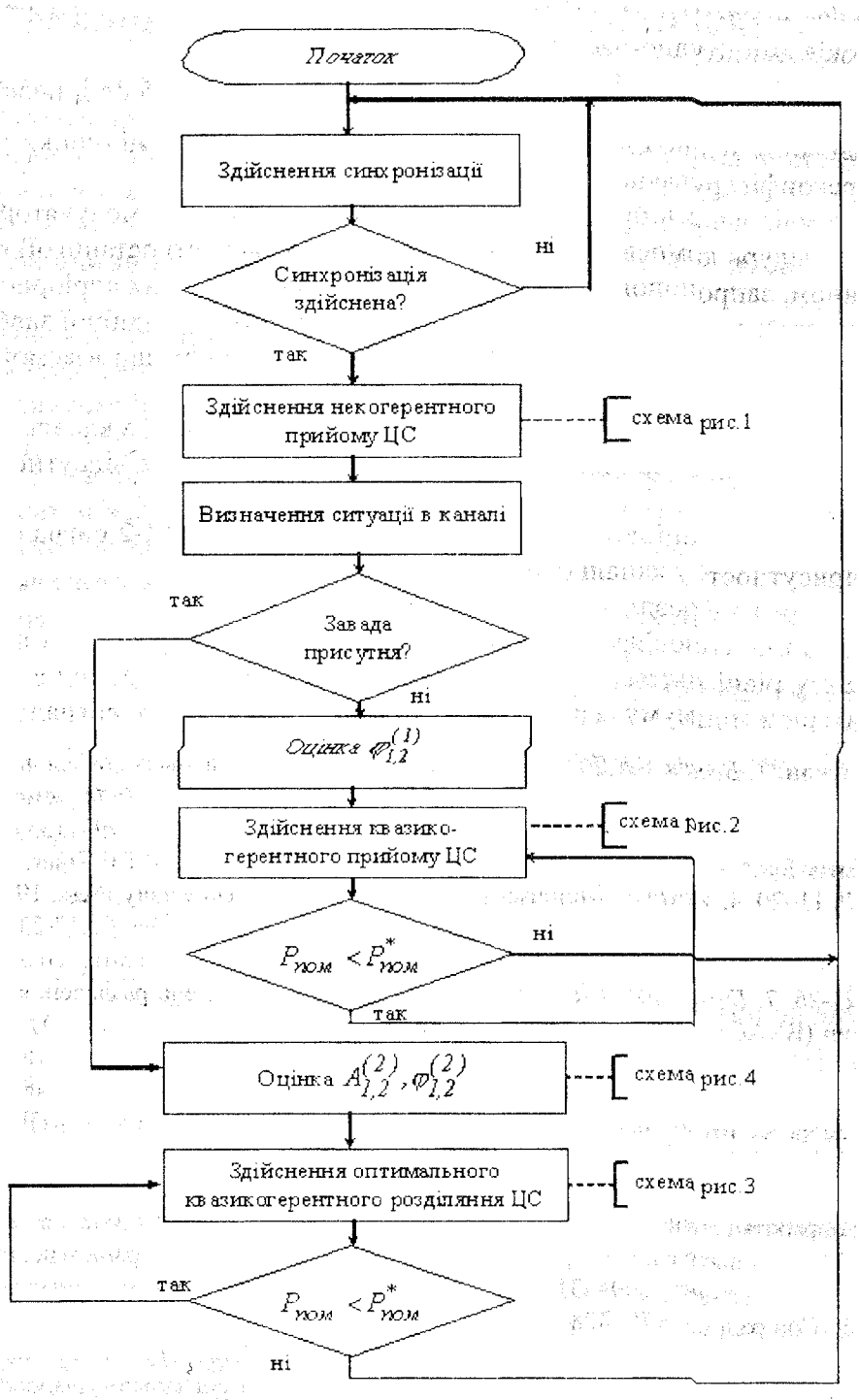


Рис. 5

При побудові схеми рис. 4 передбачено, що задачу прийняття рішення $\Theta_{1,2}^{*} \in \{0,1\}$ про те, на якій частоті спостерігається тестовий сигнал, вирішують перший та другий пристрої виявлення навчаючої послідовності (ПВНП$_{1,2}$). Ці пристрої можуть бути побудовані, наприклад, за принципом досягнення деякої порогової кількості рішень $r_{в1}^{*} \equiv 1$ поспіль протягом заданого числа тактових інтервалів [16]. Також, вважається, що опорні коливання, сформовані у блоках БАФАП$_{ij}$ $i,j=\overline{1,2}$ залишаються незмінними при відключеннях вхідного спо-

стереження, що виконується блоками ПВНП$_{1,2}$, тобто при $\Theta^*_{1,2}=0$. Цю задачу можна також виконувати шляхом додаткового перемноження величини $\Theta^*_i=\overline{0,1}$ величинами $r^*_{a1}r^*_{a2}=\overline{0,1}$ на керуючих входах БАФАП$_{11}$, БАФАП$_{12}$,з величинами $r^*_{a1};1-r^*_{a1};r^*_{a2};1-r^*_{a2}$ на відповідних входах решти блоків амплітудно-частотного підлаштування.

Після одержання оцінок $\left\{S^*_{i,j};i,j=\overline{0,1}\right\}$ за алгоритмом рис. 5 слід перейти до квазикогерентного розділяння згідно схеми рис. 3, попередньо записавши ці оцінки у відповідні блоки БАФАП$_{ij}$ (переконфігурувавши схему рис. 4 до схеми рис. 3).

Загальна послідовність процесів, що можуть мати місце у демодуляторі сигналів ЧМ-2 з реалізацією процедури компенсації подібної завади (за наявності останньої) наведена на рис. 5.

Таким чином, запропонований евристичний метод подолання апріорної невизначеності щодо неінформаційних параметрів корисного сигналу ЧМ-2 і подібної завади, що, можливо, присутня у каналі зв'язку. Розроблений відповідний алгоритм, що взаємопов'язує 4 можливих режими роботи демодулятора:

1. Некогерентний прийом, метою якого є з'ясування ситуації в каналі (схема рис. 1).
2. Квазикогерентний прийом, що застосовується у випадку відсутності подібної ЧМ-2 завади (схема рис. 2).
3. Режим первісної оцінки неінформаційних параметрів ЧМ-2 сигналу і подібної завади у випадку її присутності у каналі (схема рис. 4).
4. Квазикогерентне розділяння (схема рис. 3).

Можливість взаємопов'язаного опису вищезазначених процедур на прозорому інженерно-евристичному рівні підтверджує реалізуємість алгоритму розділяння [8], строго оптимального за критерієм мінімуму середньої помилки на біт корисного сигналу.

Список літератури: 1. *Бураченко Д.Л.* Оптимальное разделение цифровых сигналов многих пользователей в линиях и сетях связи в условиях помех. Л., ВАС, 1990. 300 с. 2. *Ерохин В.Ф.* Демодуляция конфликтующих цифровых сигналов. К.: ИК им. В.М.Глушкова АН Украины. КВИУС, 1993. 133 с. 3. *Verdu S.*, Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-Access Channels // IEEE Trans. Info. Theory. Jan. 1986. Vol. 32, no. 1. P. 11–20. 4. *Verdu S.*, Multiuser Detection. Cambridge. University Press. 1988. 5. *Гепко И.А.* Многопользовательский прием в CDMA: теория и методы // Зв'язок. 2000. №4. С. 17-23. 6. *Гепко И.А.* Многопользовательский прием в CDMA: квазиоптимальные стратегии и вычислительная сложность // Зв'язок. 2000. №5. С. 21-26. 7. *Бураченко Д.Л., Єрохін В.Ф.* Обобщенная модель разделения цифровых сигналов // Труды академии (ВКАС). 1986, НТС№29. С. 75-80. 8. *Єрохін В.Ф., Раєвський В.М.* Алгоритм когерентної демодуляції конфліктуючих сигналів з частотною маніпуляцією // Зб. наук. праць МОУ. 2004. №8. С. 53-58. 9. *Єрохін В.Ф., Раєвський В.М.* Метод синтезу алгоритмів оптимального розділяння двостанових взаємозважаючих сигналів частотної маніпуляції // Зб. наук. праць. К.: ВІТІ НТУУ "КПІ". 2004. №4. С. 38 47. 10. *Клюев Н.И.* Основы теории связи. Л.: ВАС, 1985. 262 с. 11. *Степанов А.В., Матвеев С.А.* Методы компьютерной обработки сигналов систем радиосвязи. М.: СОЛОН-Пресс, 2003. 208 с. 12. *Григорьев В.А.* Комбинированная обработка сигналов в системах радиосвязи. М.: Эко-Трендз, 2002. 264 с. 13. *Максименко Г.А., Хорошко В.А.* Методы выявления, обработки и идентификации сигналов радиозакладочных устройств. К.: ООО "Полиграф консалтинг", 2004. 317 с. 14. *Миленький А.В.* Классификация сигналов в условиях неопределенности. М.: Сов радио, 1975. 328 с. 15. *Солонина А.И., Улахович Д.А., Яковлев Л.А.* Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов. СПб: БХВ-Петербург, 2002. 464 с. 16. *Єрохін В.Ф., Раєвський В.М.* Методика вибору довжини цифрової послідовності ідентифікації сигнально-завадової обстановки в радіоканалі // Захист інформації. К.: НАУ, 2005. №25. С. 24 - 29.

Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки ЗС України, Київ
Воєнно-наукове управління Генерального штабу ЗС України, Київ

Надійшла до редколегії 17.02.2006

УДК 621.372.826

О. М. ВЛАСОВ. канд. техн. наук

НЕЛІНІЙНА ВЗАЇМОДІЯ ОПТИЧНИХ ХВИЛЬ У СВІТЛОВОДІ, ВИКЛИКАНА ФАЗОВОЮ КРОС-МОДУЛЯЦІЄЮ

В роботі розглянуто походження ФКМ. Розвинута методика отримання основного рівняння поширення, стосовно до випадку двох оптичних імпульсів, що поширюються разом в одномодовому світловоді. Досліджено взаємодію оптичних хвиль у світловоді за рахунок ФКМ між двома хвилями однакової поляризації, але з різними частотами, а також між хвилями з однієї і тією ж частотою, але з різними станами поляризації. Встановлено що ФКМ між двома поляризаційними компонентами менш ефективна, чим між двома хвилями на різних частотах.

Оптичний світловод, як і будь-який діелектрик, демонструє нелінійне поводження в сильному електромагнітному полі. Такі поля утворюються навіть при використанні малопотужних джерел випромінювання за рахунок високої щільності потужності, реалізованої в силу малого поперечного переріза одномодового волокна. Ситуація ускладнюється в системах передавання з підсилювачами у яких застосовуються потужні джерела накачування; у солітонних системах зв'язку; а також у системах з розподілом за довжинами хвиль (WDM, DWDM), де використовуються джерела інтенсивного лазерного випромінювання.

Найбільш явно проявляються наступні нелінійні ефекти:

– *змушене непружне розсіювання* – оптична хвиля передає частину своєї енергії нелінійному середовищу в результаті взаємодії з молекулами середовища;

– *нелінійне заломлення* – показник заломлення залежить від інтенсивності електричного поля E;

– *модуляційна нестійкість* – модуляція стаціонарного хвильового стану під впливом нелінійних і дисперсійних ефектів;

– *параметричні процеси* – явища, викликані взаємодією оптичних хвиль із електронами зовнішніх оболонок (чотирьоххвильове змішання, генерація гармонік і параметричне підсилення).

Деякі нелінійні ефекти можна використати, наприклад, для посилення оптичних хвиль, для створення нової сутності – оптичного солітону, для збільшення дальності неспотвореного поширення світлового імпульсу. Нижче ми коротко зупинимося тільки на другому явищі, оскільки саме воно істотне для розуміння обговорюваних нами питань.

Нелінійне заломлення і фазові модуляції

Показник заломлення оптичного середовища залежить не тільки від частоти (як це розглядається в рамках лінійної теорії), але і від квадрата амплітуди електричного поля E. Останнє, приводить до таких нелінійних ефектів, як фазова самомодуляція (ФСМ) і фазова крос-модуляція (ФКМ). ФСМ обумовлюється нелінійним набігом фази, що здобувається оптичною хвилею при поширенні в нелінійному світловоді, що збільшується з зростанням довжини поширення z і приводить до симетричного розширення спектру коротких імпульсів [1,2]. Нещодавно велику увагу привернула ФКМ, що виникає, коли два або більше імпульсів спільно і одночасно поширюються у волоконному світловоді[3–5].Зараз,це явище можна спостерігати при використанні систем передавання з розподілом каналів за довжинами хвиль (WDM, DWDM).

Нелінійність світловода викликає взаємодію між хвилями, що поширюються, за рахунок ефекту ФКМ який завжди супроводжується ФСМ. Виникає ФКМ через те, що ефективний показник заломлення якої-небудь хвилі залежить не тільки від інтенсивності самої хвилі, але і від інтенсивності інших хвиль, що поширюються з нею спільно. Взаємодія оптичних хвиль у світловоді за рахунок ФКМ призводить до цікавих нелінійних ефектів.

В запропонованій роботі розглядається подібний зв'язок між двома хвилями однакової поляризації, але з різними частотами, а також між хвилями з однієї і тією ж частотою, але

з різними станами поляризації. В останньому випадку нелінійне двопроменеве заломлення за рахунок ФКМ знаходить своє практичне застосування в керрівських затворах та нелінійних дискримінаторах.

Два оптичних поля можуть відрізнятися не тільки своїми довжинами хвиль, але і станами поляризації. Далі, поляризація кожного поля може при поширенні змінюватися в результаті оптично індукованого нелінійного двопроменевого заломлення. Такі самоіндуковані поляризаційні ефекти спостерігалися ще в 1964 р.[6], і з тих пір вони широко досліджуються стосовно до оптичного ефекту Керра [7,8]. В роботі пропонуються обидва випадки розглянуті окремо. Спочатку розглянуто випадок, коли дві оптичні хвилі з різними довжинами хвиль лінійно поляризовані уздовж однієї з головних вісі світловода, що підтримує поляризацію, так що вони можуть зберігати свою поляризацію при поширенні. Нижче розглянутий зв'язок між компонентами вектора поляризації однієї і тієї ж оптичної хвилі, викликаний ФКМ, при цьому враховується дія як власного міжмодового двопроменевого заломлення, так і оптично індукованого нелінійного двопроменевого заломлення.

Взаємодія оптичних хвиль що мають, різні частоти

У квазімонохроматичному наближенні корисно відокремити частину вектора електричного поля, що швидко змінюється, записавши його у вигляді

$$E(r,t)=\frac{1}{2}\hat{x}\left[E_1\exp(-i\omega_1 t)+E_2\exp(i\omega_2 t)\right]+\textit{компл.спол.}, \qquad (1)$$

де $\hat{x}$ – одиничний вектор поляризації; ω_1 і ω_2 – несущі частоти двох імпульсів; «*компл. спол.*» – позначає комплексно-сполучене вираження. Припустимо, що відповідні амплітуди E_1 та E_2 є функції які повільно змінюються в масштабі часу ω_j^{-1} (j = 1 чи 2). Дане припущення еквівалентне припущенню $\Delta\omega_j << \omega_j$, де $\Delta\omega_j$ – ширина спектра; це справедливо для імпульсів тривалістю $\geq 0{,}1$ *нс*. Динаміка амплітуд E_1 та E_2, що повільно змінюються, визначається хвильовим рівнянням з лінійною і нелінійною поляризаціями:

$$\nabla^2 E-\frac{1}{c^2}\frac{\partial^2 E}{\partial t^2}=\mu_0\frac{\partial^2 P_L}{\partial t^2}-\mu_0\frac{\partial^2 P_{NL}}{\partial t^2}, \qquad (2)$$

де P_L – лінійна і P_{NL} – нелінійна частини індукованої поляризації; μ_0 – і магнітна постійні вакууму.

Для того щоб вирішити рівняння (2), потрібно зробити кілька припущень. По-перше, P_{NL} будемо вважати малим збурюванням по відношенню до P_L. По-друге, припустимо, що стан поляризації оптичного поля зберігається повздовж довжини волокна, так що справедливо застосувати скалярний підхід. По-третє, будемо вважати оптичне поле квазімонохроматичним, тобто спектр із центром на частоті ω_0 має ширину $\Delta\omega$, таку, що $\Delta\omega/\omega_0 << 1$. Тому що $\omega_0 \sim 10^{15} c^{-1}$, останнє допущення вірне для імпульсів тривалістю >0,1 *нс* ($\Delta\omega <\sim 10^{13}\ c^{-1}$).

Використовуючи наближення повільно мінливих амплітуд, можна виділити швидко змінюючи частину електричного поля, записавши:

$$E(r,t)=\frac{1}{2}\hat{x}\left[\bar{E}(r,t)\exp(-i\omega_0 i)+\textit{компл. спол.}\right], \qquad (3)$$

де $\hat{x}$ – одиничний вектор у напрямку поляризації електричного поля, що передбачається лінійно-поляризованим у напрямку вісі x; $\bar{E}(r,t)$ – функція часу яка повільно змінюється, стосовно періоду оптичної хвилі. Поляризації P_L і P_{NL} також можна виразити аналогічно:

$$P_L(r,t)=\frac{1}{2}\hat{x}\left[\bar{P}_L(r,t)\exp(-i\omega_0 t)+\textit{компл. спол.}\right], \qquad (4)$$

$$P_{NL}(r,t)=\frac{1}{2}\hat{x}\left[\bar{P}_{NL}(r,t)\exp(-i\omega_0 t)+\text{компл. сопр.}\right], \quad (5)$$

де P_L – лінійна і P_{NL} – нелінійна частини поляризації, зв'язані з електричним полем у самому загальному випадку співвідношеннями [8]:

$$P_L(r,t)=\varepsilon_0\int_{-\infty}^{\infty}\chi^{(1)}(t-t')\cdot E(r,t')dt', \quad (6)$$

$$P_{NL}(r,t)=\varepsilon_0\int_{-\infty}^{\infty}\int\int\chi^{(3)}(t-t_1,t-t_2,t-t_3)\vdots E(r,t_1)E(r,t_2)E(r,t_3)dt_1dt_2dt_3. \quad (7)$$

Ці співвідношення справедливі в дипольному наближенні, коли передбачається, що відгук середовища є локальним.

Лінійну частину поляризації $\bar{P}_L$ можна одержати, підставляючи рівняння (4) у рівняння (6). У результаті маємо

$$\begin{aligned}\bar{P}_L(r,t)&=\varepsilon_0\int_{-\infty}^{\infty}\chi_{xx}^{(1)}(t-t')\bar{E}(r,t')\exp[i\omega_0(t-t')]dt'=\\&=\varepsilon_0\int_{-\infty}^{\infty}\chi_{xx}^{(1)}(\omega)\tilde{E}(r,\omega-\omega_0)\exp[-i(\omega-\omega_0)t]d\omega,\end{aligned} \quad (8)$$

де $\tilde{E}(r,\omega)$ – фур'є-перетворення $\bar{E}(r,t)$.

Підставивши рівняння (5) у рівняння (7), одержуємо рівняння для нелінійної поляризації $\bar{P}_{NL}(r,t)$, що істотно спрощується, якщо припустити, що нелінійний відгук миттєвий. Тоді залежність $\chi^{(3)}$ від часу в рівнянні (7) буде у вигляді трьох дельта-функцій $\delta(t-t_1)$. У результаті одержуємо, що:

$$P_{NL}(r,t)=\varepsilon_0\chi^{(3)}\vdots E(r,t)E(r,t)E(r,t). \quad (9)$$

Наближення миттєвого нелінійного відгуку означає зневага дисперсією $\chi^{(3)}$. Воно припустимо для імпульсів тривалістю $\geq 0{,}1$ *пс*, тому що електронний внесок у $\chi^{(3)}$ виявляється у волоконних світловодах у часовому масштабі 1–10 *фс*.

Для того щоб зрозуміти причину ФКМ, підставимо рівняння (1) в (9) і в результаті одержимо:

$$\begin{aligned}P_{NL}(r,t)=\frac{1}{2}\hat{x}[&P_{NL}(\omega_1)\exp(-i\omega_1 i)+P_{NL}(\omega_2)\exp(-i\omega_2 t)+P_{NL}(2\omega_1-\\&-\omega_2)\exp[-i(2\omega_1-\omega_2)t]+P_{NL}(2\omega_2-\omega_1)\exp[-i(2\omega_2-\omega_1)t]]+\text{компл.спол}\end{aligned} \quad (10)$$

де

$$P_{NL}(\omega_1)=\chi_{еф}\left(|E_1|^2+2|E_2|^2\right)E_1 \quad (11)$$

$$P_{NL}(\omega_2)=\chi_{еф}\left(|E_2|^2+2|E_1|^2\right)E_2 \quad (12)$$

$$P_{NL}(2\omega_1-\omega_2)=\chi_{еф}E_1^2E_2^* \quad (13)$$

$$P_{NL}(2\omega_2-\omega_1)=\chi_{еф}E_2^2E_1^* \quad (14)$$

Ефективну сприйнятливість можна визначити як

$$\chi_{еф}\frac{3\varepsilon_0}{4}\chi_{xxxx}^{(3)}. \quad (15)$$

Явна залежність тензора $\chi_{xxxx}^{(3)}$ від частоти не показана, оскільки його дисперсією ми зневажили.

Індукована нелінійна поляризація в (10) має члени, осцилюючі з новими частотами $2\omega_1-\omega_2$ та $2\omega_2-\omega_1$. Ці члени виникають через чотирьоххвильове змішування. Для ефектив-

ної генерації нових частотних компонентів необхідно задовольнити умові фазового синхронізму, чого на практиці звичайно не відбувається, якщо не прийняти спеціальних заходів. Припускаючи, що фазовий синхронізм відсутній, ми зневажимо в даній роботі чотирьоххвильовим змішанням. Два члени, що залишилися створюють внесок у показник заломлення. Визначити його можна, записавши $P_{NL}(\omega_j)$ у вигляді (j = 1, 2):

$$P_{NL}(\omega_j) = \varepsilon_0 \varepsilon_j^{NL} E_j, \tag{16}$$

і комбінуючи її з лінійною частиною так, що повна поляризація записується у вигляді

$$P(\omega_j) = \varepsilon_0 \varepsilon_j E_j, \tag{17}$$

де

$$\varepsilon_j = \varepsilon_j^{L} + \varepsilon_j^{NL} = (n_j + \Delta n_j)^2 \tag{18}$$

n_j – лінійна частина показника заломлення і Δn_j – його зміна, викликана нелінійними ефектами третього порядку. За умови що $\Delta n_j << n_j$ нелінійна частина показника заломлення визначається як

$$\Delta n_j \cong \frac{\varepsilon_j^{NL}}{2n_j} \cong n_2\left(\left|E_j\right|^2 + 2\left|E_{3-j}\right|^2\right), \tag{19}$$

де нелінійний коефіцієнт показника заломлення визначається як

$$n_2 = \frac{3}{8n}\chi^{(3)}_{xxxx}, \tag{20}$$

тут передбачається, що показники заломлення серцевини і оболонки світловода практично збігаються і дорівнюють n.

Рівняння (19) показує, що показник заломлення оптичної хвилі залежить не тільки від інтенсивності самої хвилі, але також і від інтенсивності інших хвиль, що поширюються разом з даною. Через те що хвиля поширюється по світловоду, вона отримує залежну від інтенсивності нелінійну фазу:

$$\phi_j^{NL} = \frac{\omega_j z}{c}\Delta n_j = \frac{\omega_j z n_j}{c}\left[\left|E_j\right|^2 + 2\left|E_{3-j}\right|^2\right], \tag{21}$$

де j = 1 чи 2. Перший доданок відповідає за ФСМ. Другий виникає через фазову модуляцію однієї хвилі іншою хвилею, що поширюється разом з нею, і відповідає за ФКМ. Коефіцієнт 2 у правій частині (21) показує, що ФКМ у 2 рази ефективніше ФСМ при тій же інтенсивності. Причину цього можна простежити по числу доданків, що приводять до потрійної суми, що означає в (9) нелінійну поляризацію. Грубо кажучи, коли оптичні частоти двох хвиль різні, число доданків подвоюється в порівнянні з виродженим випадком.

Можна одержати рівняння поширення для двох оптичних хвиль. Припускаючи, що нелінійні ефекти істотно не впливають на модовий розподіл, можна виділити поперечну залежність, записавши $E_j(r,t)$ у вигляді

$$E_j(r,t) = F_j(x,y)A_j(z,t)\exp(i\beta_{0j}z), \tag{22}$$

де $F_j(x,y)$ – модовий розподіл для j-го поля (j = 1,2); $A_j(z,t)$ – амплітуда, що повільно змінюється, β_{0j} – відповідна стала поширення на частоті ω_j. Дисперсійні ефекти враховують при розкладанні частотно-залежної сталої поширення $\beta_j(\omega)$ для кожної хвилі, але обмежуються тільки квадратичними членами.

При цьому виникає рівняння поширення для $A_j(z,t)$:

$$\frac{dA_j}{dz} + \beta_{1j}\frac{dA_j}{dt} + \frac{i}{2}\beta_{2j}\frac{d^2A_j}{dt^2} + \frac{\alpha_j}{2}A_j = \frac{in_2\omega_j}{c}(f_{jj}\left|A_j\right|^2 + 2f_{jk}\left|A_k\right|^2)A_j, \tag{23}$$

де $k \neq j$; $\beta_{1j} = \dfrac{1}{v_{gj}}$; v_{gj} – групова швидкість; β_{2j} – дисперсійний коефіцієнт; α_j – коефіцієнт загасання. Інтеграл перекриття f_{jk} визначається (j,k = 1 чи 2):

$$f_{jk} = \frac{\int\int_{-\infty}^{\infty} |F_j(x,y)|^2 |F_k(x,y)|^2 \, dxdy}{(\int\int_{-\infty}^{\infty} |F_j(x,y)|^2 \, dxdy)(\int\int_{-\infty}^{\infty} |F_k(x,y)|^2 \, dxdy)}. \qquad (24)$$

Різниця між інтегралами перекриття може бути значною в багатомодовому світловоді, де дві хвилі можуть поширюватися в різних модах. У випадку одномодового світловода f_{11}, f_{22} та f_{12} звичайно відрізняються одна від одної через частотну залежність розподілу моди $F_j(x,y)$. Однак ця різниця мала, і на практиці її можна зневажати. У цьому випадку рівняння (23) може бути записане у виді системи зв'язаних рівнянь:

$$\frac{dA_1}{dz} + \frac{1}{v_{g1}}\frac{dA_1}{dt} + \frac{i}{2}\beta_{21}\frac{d^2A_1}{dt^2} + \frac{\alpha_1}{2}A_1 = i\gamma_1(|A_1|^2 + 2|A_2|^2)A_1, \qquad (25)$$

$$\frac{dA_2}{dz} + \frac{1}{v_{g2}}\frac{dA_2}{dt} + \frac{i}{2}\beta_{22}\frac{d^2A_2}{dt^2} + \frac{\alpha_2}{2}A_2 = i\gamma_2(|A_2|^2 + 2|A_1|^2)A_2 \qquad (26)$$

де нелінійний коефіцієнт γ_j визначається як

$$\gamma_j = \frac{n_2\omega_j}{cA_{еф}}, \qquad (27)$$

де j = 1 чи 2 і передбачається, що ефективна площа серцевини $A_{еф} = 1/f_{11}$ для обох хвиль однакова. Звичайно, два імпульси не тільки мають різні коефіцієнти дисперсії, але і швидкості їхнього поширення не збігаються через різниці в групових швидкостях. Нерівність групових швидкостей відіграє важливу роль, оскільки вона обмежує взаємодію при ФКМ, тому що імпульси «розбігаються».

Зв'язок між компонентами вектора поляризації однієї хвилі

Електричне поле еліптично поляризованої хвилі може бути записане у вигляді

$$E(r,t) = \frac{1}{2}(\hat{x}\,E_x + \hat{y}\,E_y)\exp(-i\omega_0 t) + компл.спол., \qquad (28)$$

де E_x і E_y – комплексні амплітуди компонентів вектора поляризації хвилі з несущій частоти ω_0. Далі, одержимо вираз для нелінійної поляризації P_{NL}, підставляючи вираз (28) у рівняння (9). В ізотропному середовищі P_{NL} можна записати в загальному вигляді:

$$P_{NL}(r,t) = \frac{1}{2}(\hat{x}\,P_x + \hat{y}\,P_y)\exp(-i\omega_0 t) + компл.спол., \qquad (29)$$

де P_x та P_y визначаються [8] як

$$P_i = \frac{3\varepsilon_0}{2}\sum_j(\chi^{(3)}_{xxyy}E_iE_jE_j^* + \chi^{(3)}_{xyxy}E_jE_iE_j^* + \chi^{(3)}_{xyyx}E_jE_jE_i^*) \qquad (29)$$

де i, j = x чи y.

Три незалежні компоненти $\chi^{(3)}$ зв'язані з $\chi^{(3)}_{xxxx}$ співвідношенням

$$\chi^{(3)}_{xxxx} = \chi^{(3)}_{xxyy} + \chi^{(3)}_{xyxy} + \chi^{(3)}_{xyyx}. \qquad (30)$$

Відносні величини трьох компонентів залежать від конкретних фізичних механізмів, що вносять внесок у $\chi^{(3)}$. В кварцових світловодах, де $\chi^{(3)}$ має в основному електронне похо-

дження [9], ці три компоненти майже однакові по величині. Якщо для простоти припустити, що вони однакові, то поляризаційні компоненти P_x і P_y з виразу (29) приймають вигляд

$$P_x = \frac{3\varepsilon_0}{4}\chi^{(3)}_{xxxx}\left[\left(\left|E_x\right|^2 + \frac{2}{3}\left|E_y\right|^2\right)E_x + \frac{1}{3}\left(E_x^* E_y\right)E_y\right], \tag{31}$$

$$P_y = \frac{3\varepsilon_0}{4}\chi^{(3)}_{xxxx}\left[\left(\left|E_y\right|^2 + \frac{2}{3}\left|E_x\right|^2\right)E_y + \frac{1}{3}\left(E_y^* E_x\right)E_x\right]. \tag{32}$$

Останній доданок (31) і (32) аналогічно тому, що (10) і виникає через чотирьоххвильове змішання, але через виродження поляризаційних компонент ($\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$) дає внесок на одній частоті. Його вплив на динаміку поляризаційних компонент залежить від ступеня фазового узгодження між ортогонально-поляризованими модами, обумовленою довжиною биття L_B.

Можна показати, що при поширенні у волоконному світловоді відбувається періодичний обмін потужністю між цими двома модами і відповідний період

$$L_B = \frac{2\pi}{\left|\beta_x - \beta_y\right|} = \frac{\lambda}{B}, \tag{33}$$

де, β_x, β_y – сталі поширення мод, поляризованих у x- і y-напрямках; λ – довжина хвилі; B – ступень модового двопроменевого заломлення визначається як [10]:

$$B = \frac{\left|\beta_x - \beta_y\right|}{k_0} = \left|n_x - n_y\right| \tag{34}$$

де $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$; n_x і n_y – ефективні показники заломлення мод у двох ортогональних поляризаційних станах.

Якщо довжина світловода $L >> L_B$, що має місце в світловодах з великою ступеню модового двопроменевого заломлення, то через велику фазову неузгодженість останні члени у виразах (31) і (32) вносять дуже малий внесок. З іншого боку, для світловоду з слабкою дією двопроменевого заломлення цей член необхідно включати, якщо $L << L_B$.

Нелінійний внесок у показник заломлення Δn_x визначається членом, пропорційним E_x у (31). Використовуючи співвідношення, аналогічні рівнянням (17) і (18). можна вивести рівняння для Δn_x і Δn_y:

$$\Delta n_x = n_2\left(\left|E_x\right|^2 + \frac{2}{3}\left|E_y\right|^2\right), \tag{35}$$

$$\Delta n_y = n_2\left(\left|E_y\right|^2 + \frac{2}{3}\left|E_x\right|^2\right), \tag{36}$$

де n_2 визначається згідно (20). Порівняння з (19) показує, що формально обидва випадки схожі. Нелінійний фазовий зсув спостерігається при використанні співвідношення, аналогічного виразу (21). Виявляється, що ФКМ між двома поляризаційними компонентами менш ефективна, чим між двома хвилями на різних частотах, тому що вона включає коефіцієнт 2/3, а не 2 як в співвідношенні (21). Якісна картина проте залишається тією ж самою. Зокрема, нелінійний зв'язок між компонентами поля E_x і E_y, індукована ФКМ, створює нелінійне двопроменеве заломлення, що змінює стан поляризації, якщо вхідне випромінювання еліптично поляризоване.

Використовуючи методику отримання основного рівняння поширення оптичних імпульсів у світловоді, можна вивести рівняння поширення, що визначає динаміку двох поляриза-

щійних компонентів. Амплітуди, що повільно змінюються A_x і A_y визначені в (22), задовольняють наступній системі зв'язаних рівнянь:

$$\frac{dA_x}{dz}+\beta_{1x}\frac{dA_x}{dt}+\frac{i}{2}\beta_{2x}\frac{d^2A_x}{dt^2}+\frac{\alpha}{2}A_x= \\ =i\gamma\left(|A_x|^2+\frac{2}{3}|A_y|^2\right)A_x+\frac{i\gamma}{3}A_x^*A_y^2\exp(-2i\Delta\beta z) \tag{37}$$

$$\frac{dA_y}{dz}+\beta_{1y}\frac{dA_y}{dt}+\frac{i}{2}\beta_{2y}\frac{d^2A_y}{dt^2}+\frac{\alpha}{2}A_y= \\ =i\gamma\left(|A_y|^2+\frac{2}{3}|A_x|^2\right)A_y+\frac{i\gamma}{3}A_y^*A_x^2\exp(-2i\Delta\beta z) \tag{38}$$

де $\Delta\beta=\beta_{1x}-\beta_{1y}$ – розходження синхронізму через лінійне чи модове двопроменеве заломлення світловоду. Слід зазначити, що те ж саме лінійне двопроменеве заломлення також приводить до розходження групових швидкостей між двома поляризаційними компонентами. Рівняння (37) і (38) аналогічні рівнянням (15) і (16), за винятком останнього члена. Варто підкреслити, що через виродження по частоті нелінійний параметр γ однаковий для обох поляризаційних компонент.

Список літератури: 1. *Власов О.М., Каток В.Б., Михайленко Є.В.* Фазова самомодуляція у процесі поширення надкоротких імпульсів // Зв'язок. 2003. №3. С. 49-51. 2. *Власов О.М., Каток В.Б., Михайленко Є.В.* Спектральні та часові зміни солітоноподібних імпульсів у світловоді // Зв`язок. 2003. №4. С. 64-66. 3. *Alfano R., Li Q., Jimbo T., Manassah J., Ho P.* Induced spectral broadening of a weak picosecond pulse in glass produced by an intense picosecond pulse // Opt. Lett. 1986. 11,№10. P.626-628. 4. *Islam M., Mollenauer L., Stolen R., Simpson J., Shang H.* Cross-phase modulation in optical fibers // Opt. Lett. 1987. 12,№ 8. P. 625-627. 5. *Schadt D., Jaskorzynska B.* Frequency chirp and spectra due to self-phase modulation and stimulated Raman scattering influenced by pulse walk-off in optical fibers // J. Opt. Soc. Am. 1987. 4,№5. P. 856-862. 6. *Maker P. D., Terhune R. W., Savage C. M.* Intensity-dependent changes in the refractive index of liquids // Phys. Rev. Lett. 1964. 12,№18. P. 507--509. 7. *Owyoung A., Hellwarth R. W., George N.* Intensity-induced changes in optical polarizations in glasses // Phys. Rev. B. 1972. 5,№2. P. 628–633. 8. *Шен И.Р.* Принципы нелинейной оптики: Пер. с англ. М.: Наука, 1989. 560с. 9. *Duguay M. A., Hansen J. W.* An ultrafast light gate // Appl. Phys. Lett. 1969. 15,№6. P.192-194. 10. *Stolen R. H., Ramaswamy V., Kaiser P., Pleibel W.* Linear polarization in birefringent single-mode fibers // Appl. Phys. Lett. 1978. 33, №8. P. 699-701. Державний університет інформаційно-комунікаційних технологій, Київ

Державний університет
інформаційно-комунікаційних технологій,
м. Київ

Надійшла до редколегії 15.01.2006

УДК 621.391.01

О. П. БАТАЕВ, канд. техн. наук, А. П. ЖИЛА, А. Е. КОЛЕСНИК

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ОПТИМАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЕНИ ПОИСКА СИГНАЛОВ

Введение

Задачи обнаружения сигналов при последовательном поиске по некоторому его параметру или группе параметров широко используются в радиолокации, радиосвязи, радионавигации и в других телекоммуникационных технологиях. В ряде случаев поиску сигнала предшествует предварительное целеуказание, например в радиолокации, радиосвязи, мобильных системах связи.

Обычно, из-за отсутствия достаточных априорных сведений о принимаемом сигнале, целеуказание характеризует лишь вероятность, с которой все параметры сигнала находятся в том или ином участке поискового диапазона (ПД). При осуществлении поиска сигнала, требуется так распределить по диапазону ограниченное время, отводимое на поиск, чтобы вероятность обнаружения сигнала оказалась максимальной [1].

Анализ проведенных исследований

В ряде работ [1,3-7] приводятся различные методы (процедуры) обнаружения сигналов. Так, в [1] найдено выражение для плотности распределения вероятностей времени обнаружения сигналов в соответствии с последовательным распределением Вальда [3]. Однако недостатком последовательной процедуры является то, что отдельные опыты по времени могут затягиваться, а это приводит к случайному увеличению времени обнаружения сигналов.

В [4] показано, что продолжительность последовательной процедуры в среднем значительно меньше продолжительности процедуры, использующей алгоритмы с фиксированным объемом выборки. А чтобы избегать явления затягивания, можно применять усеченную последовательную процедуру, которая оказывается весьма эффективной и сохраняет преимущества последовательной процедуры Вальда.

В [7] приводится новый метод нахождения максимума апостериорной плотности распределения вероятностей времени обнаружения сигналов на основе принципа локально-глобального погружения.

Однако все указанные методы требуют значительных временных затрат на выполнение соответствующих вычислительных операций, что затрудняет их использование в инженерной практике. Кроме того, в данных работах и в известной литературе не приводятся методики оценки оптимального времени поиска сигнала.

Постановка задачи

На основе использования аналитического метода разработать методику оценки оптимального распределения времени поиска сигналов при последовательном обнаружении с целью уменьшения времени, затрачиваемого на выполнение соответствующих вычислительных операций, и как следствие этого, – уменьшение времени, отводимого на поиск сигнала.

Решение задачи

Пусть диапазон поиска разбит на N поддиапазонов, каждый из которых содержит n_i ячеек (элементов) поиска с равными априорными вероятностями появления в них сигнала. При этом под ячейкой поиска понимается участок поддиапазона, равный разрешающей способности поискового устройства.

Пусть также известны априорные вероятности p_i наличия сигнала в i-й ячейке и условная вероятность $p_o(t)$ обнаружения сигнала при его наличии в данной ячейке как функция текущего времени наблюдения t.

Тогда задачу определения оптимального распределения времени на анализ каждой ячейки можно свести к нахождению координат $t_1, t_2, ..., t_M$.

$$\max_{t_1,t_2,\ldots,t_M} \sum_{i=1}^{M} p_i \cdot p_o(t_i) \qquad (1)$$

при наличии ограничения на суммарное время поиска

$$T = \sum_{i=1}^{M} t_i ,$$

где $M = \sum_{j=1}^{N} t_j$ – общее количество ячеек поиска.

Предлагаемая методика определения оптимального распределения времени поиска сигнала основана на аналитическом методе решения задачи в предположении, что функция $p_o(t)$ описывается выражением [2]:

$$p_o(t) = 1 - e^{-\alpha \cdot t}, \qquad (2)$$

которое с достаточной точностью отображает свойство многих реальных обнаружителей сигнала [6].

Так как производная функции (2) монотонно убывающая, то время поиска в ячейках с одинаковыми априорными вероятностями p_i в оптимальном режиме должно распределяться по этим ячейкам равномерно.

Поэтому достаточно определить лишь распределение времени T по N поддиапазонам, для чего необходимо найти условия максимума

$$\max_{t_1,t_2,\ldots,t_N} \sum_{j=1}^{N} p(j) \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{\alpha \cdot T_j}{n_j} \right) \right], \qquad (3)$$

где $p(j)$ – априорная вероятность наличия сигнала в j-м поддиапазоне поиска.

Для упрощения дальнейшего анализа будем считать, что поддиапазоны поиска сигнала пронумерованы в порядке убывания априорных вероятностей $p(j)/n_j$ наличия сигнала в одной ячейке поддиапазона.

Тогда с учетом наличия ограничения на общее время поиска выражение (3) можно записать в виде

$$\max_{t_1,t_2,\ldots,t_N} \left\{ p(j) \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{\alpha}{n_1} \cdot \left(T - \sum_{i=2}^{N} T_i \right) \right) \right] + \sum_{j=2}^{N} p(j) \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{\alpha \cdot T_j}{n_j} \right) \right] \right\}, \qquad (4)$$

где учтено равенство $T_1 = T - (T_2 + T_3 + \ldots + T_N)$.

Для нахождения максимума выражения (4) приравниваем нулю частные производные по T_j $(j = 2,3,\ldots,N)$ от функции, заключенной в фигурных скобках.

Это приводит к системе $N-1$ уравнений вида:

$$\frac{p(j)}{n_j} \cdot \exp\left[-\frac{\alpha}{n_j} \cdot \left(T - \sum_{i=2}^{N} T_i \right) \right] = \frac{p(j)}{n_j} \cdot \exp\left(-\frac{\alpha \cdot T_j}{n_j} \right), \; j = 2,3,\ldots,N . \qquad (5)$$

Вычитая последовательно из левой и правой частей каждого j-го уравнения соответствующие части $(j+1)$-го уравнения, получим $N-2$ следующих равенства:

$$\frac{p(j)}{n_j} \cdot \exp\left(-\frac{\alpha \cdot T_j}{n_j} \right) = \frac{p(j+1)}{n_{j+1}} \cdot \exp\left(-\frac{\alpha \cdot T_{j+1}}{n_{j+1}} \right), \; j = 2,3,\ldots,N-1 ,$$

которые совместно с одним из уравнений системы (5) образуют новую систему уравнений, эквивалентную (5), но уже более простую.

Решение полученной системы уравнений дает искомые выражения для оптимального времени анализа j-го поддиапазона

$$T_j = \frac{n_j}{\sum_{i=1}^{N_o} n_i} \cdot \left[T - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_o} n_i \cdot \ln \frac{p(i) \cdot n_j}{p(j) \cdot n_i} \right], \tag{6}$$

где N_o – наибольшее целое число V, при котором удовлетворяется неравенство

$$\alpha \cdot T > \sum_{i=1}^{V-1} n_i \cdot \ln \frac{p(i) \cdot n_V}{p(V) \cdot n_i}, \tag{7}$$

являющееся условием того, что при заданном времени T поиск сигнала должен производиться в поддиапазонах $1,2,\ldots,N_o$ и не производиться в ячейках с априорными вероятностями, меньшими, чем $p(N_o)/n_{N_o}$.

Вследствие отрицательного знака у вторых производных целевой функции условие (6) определяет максимум вероятности обнаружения сигнала за время поиска T, которая с учетом (6) записывается в виде:

$$w(T) = \sum_{j=1}^{N_o} p(j) \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{\alpha \cdot T_j}{n_j} \right) \right]. \tag{8}$$

При расчете оптимального распределения времени поиска сигнала можно также воспользоваться выражением

$$T_{krj} = \frac{1}{\alpha} \cdot \sum_{i=1}^{j-1} n_i \cdot \ln \frac{p(i) \cdot n_j}{p(j) \cdot n_i}, \tag{9}$$

определяющим, каким должно быть минимально отводимое на поиск сигнала время T, чтобы в оптимальном режиме целесообразно было анализировать j-й поддиапазон.

При условии $T < T_{krj}$ все время поиска целесообразно распределять по ячейкам с априорными вероятностями, большими, чем $p(j)/n_j$.

В качестве примера определим оптимальное распределение времени T, отводимого на поиск сигнала по направлению его прихода в координатах азимут φ и угол места θ, если в результате предварительного целеуказания известны вероятности $p(j)$ его наличия в зонах Z_j (рис. 1), представляющих собой концентрические пояса шириной, равной разрешающей способности $\Delta\varphi$ приемной антенны.

Пусть сектор поиска ограничен четырьмя зонами, причем $p(1) = 0{,}2$; $p(2) = 0{,}35$; $p(3) = 0{,}26$; $p(4) = 0{,}19$. Количество ячеек поиска в каждой зоне, учитывая разрешающую способность антенны и допуская небольшое их взаимное перекрытие, составляет: $n_1 = 1$; $n_2 = 7$; $n_3 = 13$; $n_4 = 19$.

Время T_j, затрачиваемое на анализ каждой j-й зоны при заданном общем времени поиска сигнала T, может быть найдено из выражения (6).

Результаты временных соотношений, рассчитанных в соответствие с (6), представлены на рис. 2 в виде зависимостей относительных времен анализа T_j/T $(j = 1,2,3,4)$ от нормированного времени поиска $\alpha \cdot T$.

На рис. 2 отмечены также критические моменты времени T_{krj}, полученные из выражения (9). На рис. 3 сплошной линией (кривая 1) показана зависимость вероятности $W(\alpha \cdot T)$ обнаружения сигнала, рассчитанной по формуле (8) при оптимальном распределении времени поиска сигнала по зонам Z_1, Z_2, Z_3 от нормированного времени поиска

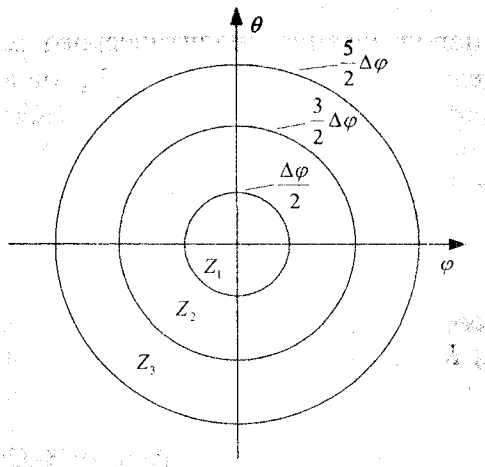


Рис. 1

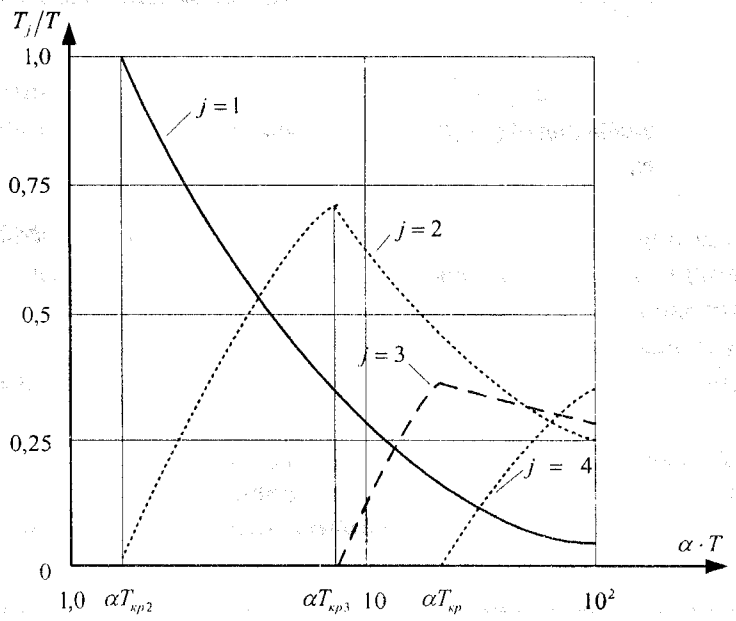


Рис. 2

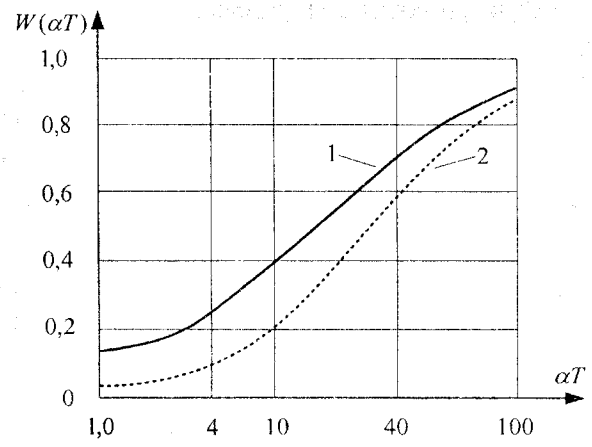


Рис. 3

Пунктирной линией (кривая 2) показана зависимость вероятности обнаружения сигнала при равномерном распределении времени поиска.

Выводы

В работе на основании использования аналитического метода разработана методика оценки оптимального распределения времени поиска сигналов в системах передачи сигналов при последовательном их обнаружении. При этом уменьшится время, затрачиваемое на выполнение соответствующих вычислительных операций.

Полученные результаты показывают, что обеспечение оптимального режима поиска при определенных условиях может приводить к уменьшению времени, отводимого на поиск сигнала, на (25...30) %.

Список литературы: 1. *Тартаковский Г.П.*, Вопросы статистической теории радиолокации. М.: Сов. радио, 1963. 524 с. 2. *Беллман Р., Калаба Р.*, Динамическое программирование и современная теория управления. М.: Наука, 1969. 482 с. 3. *Первачев С.С., Валуев А.А., Чиликин В.М.*, Статистическая динамика радиотехнических следящих систем. М.: Сов. радио, 1973. 273 с. 4. *Сосулин Ю.Г.* Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. М.: Сов. Радио, 1978-320с. 5. *Долинин Н.А.*, Распределение вероятностей длительности эксперимента усеченного последовательного анализа // Радиотехника.1980. Т.35. №5. С.70-73. 6. *Нугманов И.С.*, Усеченная последовательная процедура обнаружения сигналов // Радиотехника. 1989. №1. С.50-52. 7. *Булычев Ю.Г., Шухардин А.Н.* Поиск максимума апостериорной плотности вероятности на основе параллельных вычислений // Радиотехника и Электроника.1996. Т.41. №6. С.698-701.

Украинская государственная академия железнодорожного транспорта, УкрГазТехсвязь, г.Харьков

Поступила в редколлегию 26.02 2006

УДК 621.371.36

М. Е. ИЛЬЧЕНКО, К. С. СУНДУЧКОВ, И. В. БОЙКО, С. И. СУШКО, В. А.ГРЕБЕНЮК

ПОЛОСА ЧАСТОТ ДЛЯ МАЛОЙ КОРПОРАТИВНОЙ СПУТНИКОВОЙ СЕТИ СВЯЗИ

Введение

Малой корпоративной спутниковой сетью называется спутниковая сеть связи со смешанным трафиком (телефон, факс, передача данных) небольшой интенсивности, для которой характерно небольшое количество приемо-передающих станций, размещенных на сравнительно ограниченной территории. Примером такой сети может служить сеть оперативного мониторинга ветроэлектростанций (ВЭС), состоящая из 10 – 12 приемо-передающих станций, обменивающихся информацией с центральным офисом. При этом генерируется общий трафик в час наибольшей нагрузки до 10^6 *байт/час*. Для такой корпоративной сети важнейшим является минимизация эксплуатационных затрат, значительную долю которых составляет аренда частотного ресурса ретранслятора. Целью данного исследования является определение требуемой ширины полосы частот для малой корпоративной спутниковой сети. [1]
На занимаемую ширину полосы частот (а значит – на полосу рабочих частот, арендуемой на спутнике) влияет ряд параметров. Рассмотрим занимаемую полосу частот в зависимости от выбранного метода множественного доступа.

Все статистические методы множественного доступа применимы только для передачи данных, так как задержка пакетов в канале при применении этих методов не ограничена. Последнее принципиально для передачи речевого трафика.
Методы FDMA и TDMA с фиксированным распределением каналов подходят для передачи речевого трафика, так как при их применении задержка и вариация задержки в канале являются постоянными величинами, зависящими от используемой полосы частот. Однако при передаче пульсирующего трафика (данные) выделенный ресурс связи используется неэффективно.

CDMA применим для передачи трафика любого вида (голос и данные), однако является широкополосным методом.

Наиболее приемлемыми с точки зрения характера передаваемого трафика являются методы TDMA с предоставлением каналов по требованию (то есть предоставлением по требованию временных слотов). При этом количество временных слотов меньше количества приемо-передающих станций.

Для проектирования малой корпоративной спутниковой сети необходимо определить требуемую полосу частот в зависимости от количества направлений связи, требуемого времени задержки, объема передаваемой информации. При этом необходимо рассчитать такие характеристики сети, как количество временных слотов и длительность одного слота.
Требуемая полоса частот ΔF тем больше, чем меньше требуемое время задержки $t_з$.
С другой стороны, поскольку количество временных слотов M меньше количества направлений связи n, качество сети характеризуется вероятностью p отказа направлению связи в обслуживании из-за занятости всех временных слотов другими направлениями связи.

Зависимость требуемой полосы частот от времени задержки сигнала

Характеристики сети:
– количество направлений связи –12, 30, 100;
– общий трафик в ЧНН – до $20 \cdot 10^6$ *байт/час*;
– характер трафика – телефон, факс, передача данных;
– задержка распространения для спутникового канала связи – 250 *мс*;
– допустимая общая задержка при передаче речевого сигнала – не более 300 *мс*. Примем время задержки 295 *мс*.

Так как количество пользователей анализируемой сети $n \leq 100$, то при вероятности отказа в обслуживании $p \leq 10^{-2}$ отказ в обслуживании в наихудшем случае получит только один

(сотый) абонент. Для повышения надежности обслуживания ограничим требуемое значение вероятности отказа в обслуживании p $\leq 10^{-3}$.

В соответствии с требованиями для телефонной связи допустимая общая задержка при передаче речевого сигнала не должна превышать 300 *мс*.

При этом, время задержки состоит из времени ожидания пакета перед отправкой t_o, [*c*], времени передачи пакета (длительность временного слота) t_n, [*c*], и времени распространения сигнала t_p, [*c*]:

$$t_з = t_o + t_p + t_n \text{ [c]}. \quad (1)$$

Если T – интервал времени, равный сумме длительностей всех временных слотов, [*c*], M – количество временных слотов, k – порядковый номер слота, n – количество направлений связи, пакет некоторой станции начинает отправляться по прошествии (k –1)T/M секунд $1 \leq k \leq M$) после создания пакета. Таким образом, среднее время ожидания пакета перед отправкой составит:

$$t_o = \frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M}(k-1)\frac{T}{M} = \frac{T}{M^2}\sum_{n=0}^{M-1}n = \frac{T}{M^2}\frac{(M-1)M}{2} = \frac{T}{2}\left(1-\frac{1}{M}\right) = \frac{l}{2R_б}(M-1). \quad (2)$$

Время передачи пакета (длительность временного слота) [2] может быть определено как:

$$t_n = \frac{l}{R_б} = \frac{T}{M}, \quad (3)$$

где l – длина пакета, [байт]; $R_б$ – скорость передачи информации, [бит/с].

Поставляя (2) и (3) в (1) получаем:

$$t_з = \frac{l}{2R_б}(M-1) + \frac{l}{R_б} + t_p. \quad (4)$$

Между требуемой полосой частот ΔF и скоростью передачи информации $R_б$ существует соотношение

$$\Delta F = \frac{R_б}{2\log_2 m} \text{ [Гц]}, \quad (5)$$

где m – число позиций сигнала, зависящее от применяемого метода модуляции. Если применить DQPSK, то $m = 4$, $\log_2 m = 2$, тогда

$$\Delta F = \frac{R_б}{4}. \quad (6)$$

Подставив (6) в (4) и выразив требуемую полосу частот, получим:

$$\Delta F = \frac{l(M+1)}{8(t_з - t_p)}. \quad (7)$$

Зависимость требуемой полосы частот от допустимого времени задержки для некоторых значений длины пакета представлена на рис. 1.

Из рис.1 видно:

Требуемая полоса частот ΔF тем меньше, чем больше допустимое в системе связи время задержки $t_з$.

Требуемая полоса частот ΔF тем меньше, чем меньше количество временных слотов M.

Требуемая полоса частот ΔF тем меньше, чем меньше длина пакета l.

При рассмотрении ограничения на время задержки сигнала требуемая полоса частот ΔF не зависит от количества направлений связи n.

Зависимость требуемой полосы частот от объема передаваемой информации

Качество обслуживания такой сети характеризуется вероятностью отказа в обслуживании p при занятости всех временных слотов. Так как количество направлений связи не превышает 100, то в соответствии с формулой Энгсета [3], эта вероятность зависит от количества абонентов n, суммарной нагрузки z [*Эрл*] и количества временных интервалов M:

$$p = \frac{C_n^M z^M (1-z)^{n-M}}{\sum_{k=0}^{M} C_n^k z^k (1-z)^{n-k}} \left(1 - \frac{M}{n}\right). \qquad (8)$$

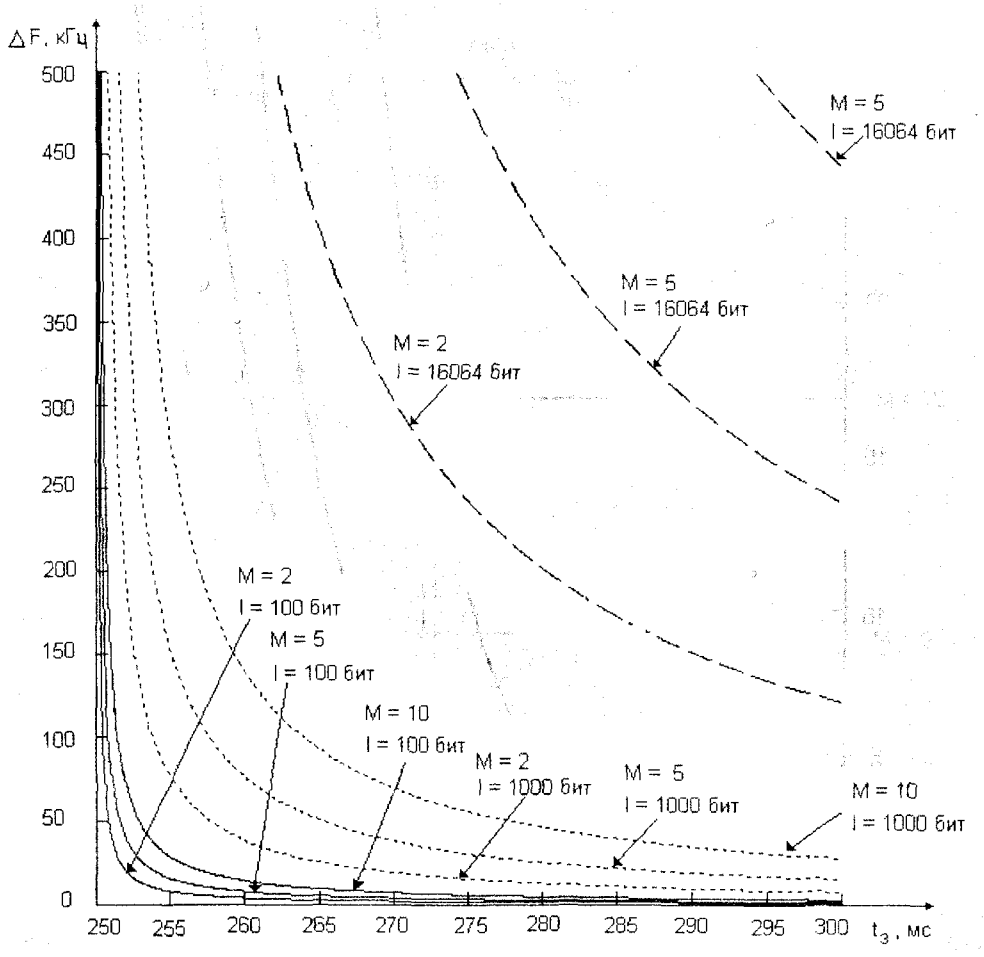


Рис.1

Так как суммарная нагрузка z – время занятия канала в течение часа, то она может быть выражена как отношение суммарного объема передаваемой информации G в час [*бит/час*], к скорости передачи информации $R_б$, [*бит/час*]:

$$z = \frac{G_{[байт/час]} \cdot 8_{[бит/байт]} / 3600_{[с/час]} [бит/с]}{R_{б[кбит/с]} \cdot 10^3{}_{[бит/кбит]} [бит/с]} = \frac{G_{[Мбайт/час]} \cdot 8}{4\Delta F_{[кГц]} \cdot 10^3 \cdot 3600} =$$

$$= \frac{G_{[байт/час]}}{\Delta F_{[кГц]} \cdot 1{,}8 \cdot 10^{-6}} [Эрл]; \qquad (9)$$

$$\Delta F = \frac{G_{[байт/час]}}{1{,}8 \cdot 10^{-6} \cdot z} [кГц]. \qquad (10)$$

То есть при фиксированном времени занятия всех каналов в час, чем больший объем информации необходимо передать, тем большая полоса частот для этого требуется.

Из данных зависимостей можно сделать следующие выводы:

При заданной вероятности отказа в обслуживании, количестве абонентов и суммарном трафике требуемая полоса канала тем меньше, чем больше количество временных слотов.

Если количество временных слотов остается постоянным, то при увеличении полосы частот уменьшается время задержки сигнала, соответственно, увеличивается скорость передачи информации, а следовательно, уменьшается вероятность отказа в обслуживании.

Зависимость требуемой полосы частот от суммарного объема информации представлена на рис. 2:

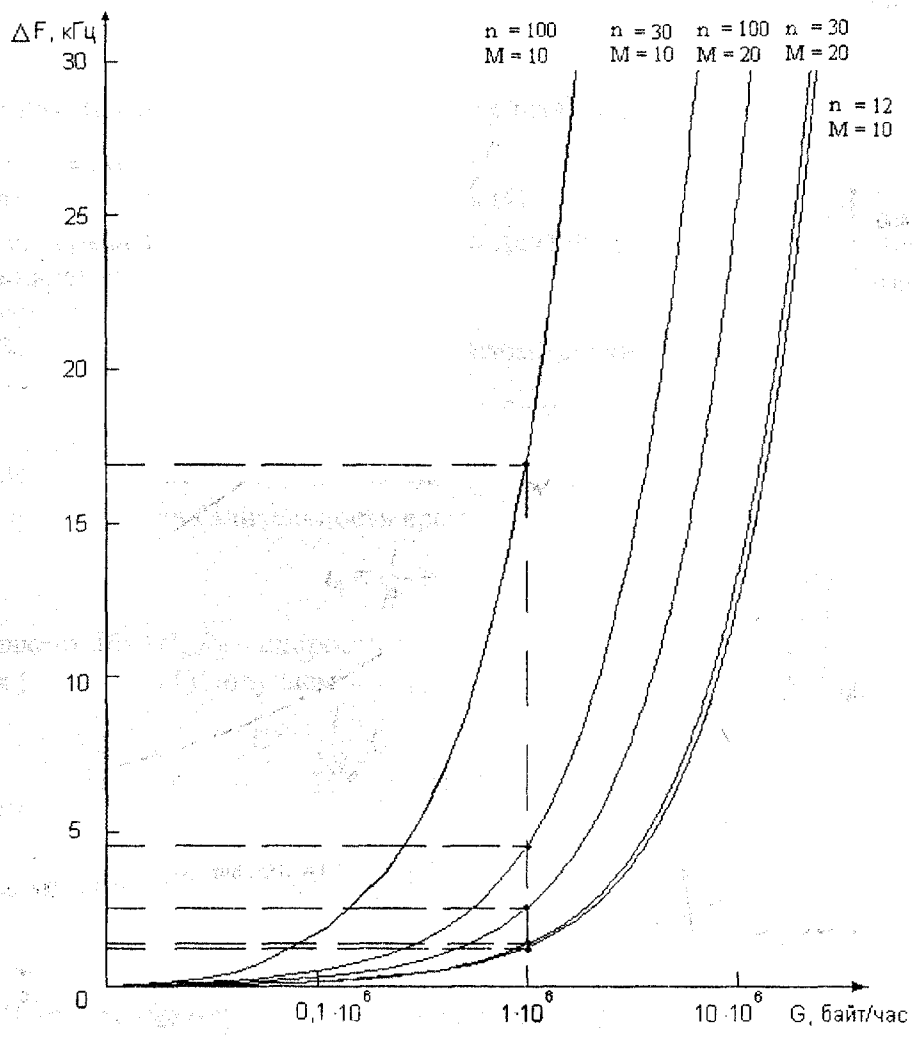


Рис. 2

Нахождение требуемой полосы частот при объединении ограничений на время задержки вероятность отказа в обслуживании

Для нахождения оптимального числа слотов и требуемой полосы частот необходимо решить систему из двух уравнений (7) и (10) с двумя неизвестными:

$$\begin{cases} \Delta F_{[кГц]} = \dfrac{l_{[бит]} \cdot (M+1)}{8 \cdot (t_з - t_p)_{[с]} \cdot 10^3}; \\ \Delta F_{[кГц]} = \dfrac{G_{[байт/час]}}{1{,}8 \cdot 10^{-6} \cdot z}. \end{cases} \qquad (11)$$

где M – целое.

В первом уравнении переменная M присутствует неявно, так как z=f(M,n).

На рис. 3 изображено пересечение графиков уравнений системы (11) при длине пакета l = 1000 *бит*, графики функций для M = 5 представлены сплошными линиями, а для M = 10 – пунктирными. Поскольку полоса частот в уравнении (7) не зависит от объема передаваемой информации, график этой функции представляет собой систему прямых, параллельных оси абсцисс. Уравнение (10) – зависимость полосы частот от объема передаваемой информации.

Графическое решение системы (11) дает точку А, по которой можно отсчитать требуемую полосу частот (30,5 *кГц*). Это решение выполняется при единственном значении объема

передаваемой информации, которое назовем пороговым ($G_{пор}$). Если передаваемый в сети объем информации отличается от порогового, требуемая полоса частот ΔF отсчитывается по большему значению. При $G_1 < G_{пор}$ отсчет ΔF берется по уравнению (7) (30,5 *кГц*), а при $G_2 > G_{пор}$ – по уравнению (10) (44 *кГц*).

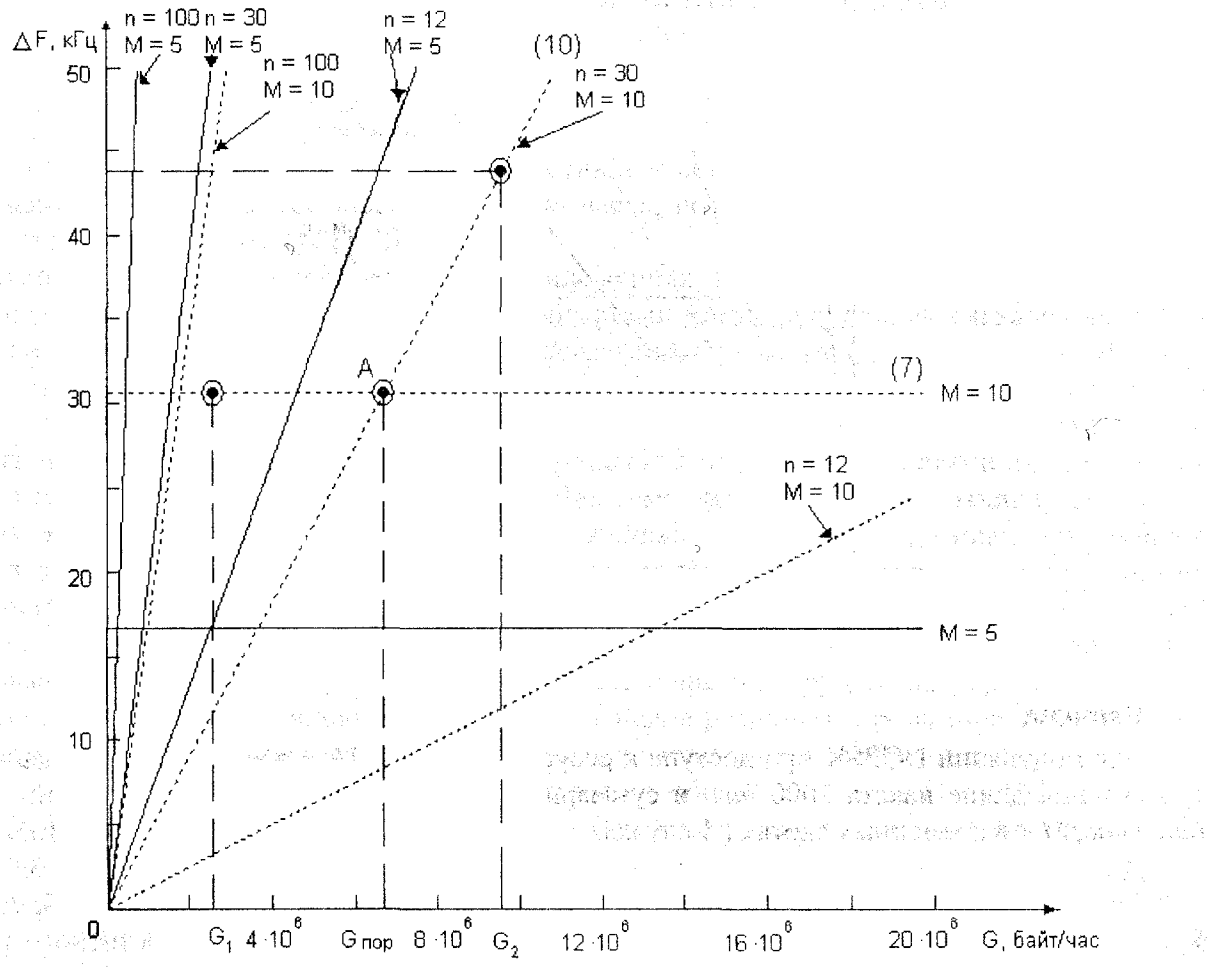


Рис. 3

Пороговое значение объема передаваемой информации $G_{пор}$ представляет собой то значение объема передаваемой информации, при котором ограничения являются равнозначными, поэтому $G_{пор}$ может быть найдено из уравнения, полученного из системы (11) при приравнивании правых частей уравнений:

$$G_{пор} = \frac{1{,}8z \cdot l(M+1)\cdot 10^{-6}}{8(t_з - t_р)\cdot 10^{3}}. \qquad (12)$$

Для определения оптимального числа временных слотов и требуемой полосы частот построена зависимость требуемой полосы частот от объема передаваемой информации при n = 12, l = 1000 *бит* (рис. 4). Из рис. 4 видно, для объема передаваемой информации G = 1 - 10^6 *байт/час* требуемая полоса частот минимальна при M = 3 разговорных временных слотах.

Для организации служебной связи необходимо выделить дополнительный временной слот, при этом объемом служебной информации можно пренебречь. Таким образом, фактическое требуемое число временных слотов для 12 направлений связи составит M = 4, требуемая полоса частот ΔF = 16,67 *кГц*.

Определение длины временного слота

Длительность временного слота зависит от суммарного времени задержки и количества временных слотов (3), (4):

$$t_n = \frac{2(t_з - t_р)}{(M+1)}. \qquad (13)$$

При $M = 3$ слотам $t_п \leq 22{,}5$ *мс*, а при $M = 4$ слотам $t_n \leq 18$ *мс*, поскольку $(t_з - t_р) \leq 45$ *мс*.

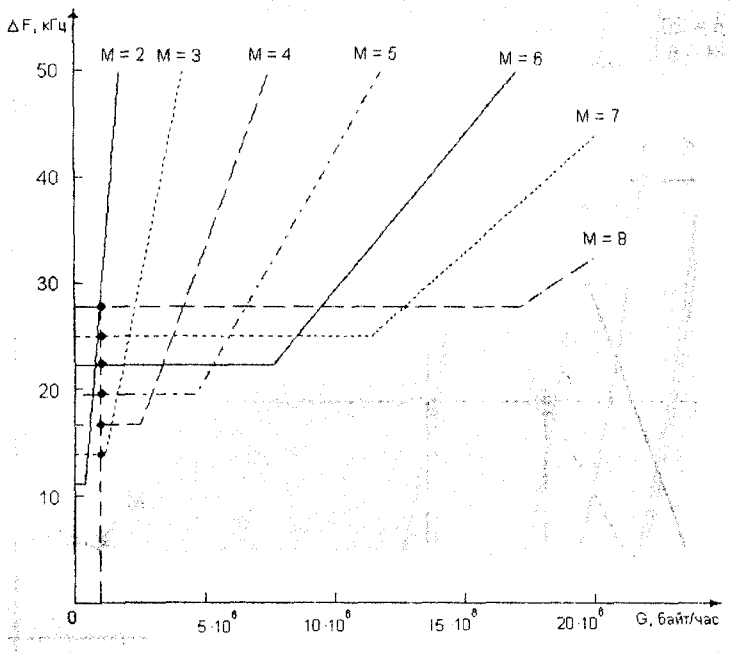


Рис. 4

Выводы

Для модуляции DQPSK при доступе к ресурсу связи TDMA с предоставлением каналов по требованию, длине пакета 1000 *бит* и суммарном объеме передаваемой информации $1 \cdot 10^6$ *байт/час*, $M = 4$ временных слотах (1 служебный) требуемая полоса частот составит 16,67 *кГц*.

Для обеспечения дуплексной связи полоса частот увеличится вдвое и составит 33,34 *кГц*.

Если положить, что стоимость 1 *МГц* полосы равна $ 5000, оплата за 33,34 *кГц* составит $ 166,7. Если сеть состоит из 12 направлений связи, плата за аренду частотного ресурса с одного абонента будет равна $ 13,89 в месяц.

Список литературы: 1. *Сундучков К. С.* Архитектура малой корпоративной спутниковой сети связи / Сундучков К. С., Сушко С. И., Когут А. Л., Бойко И. В // Радиотехника. 2005. Вып. 142. С. 21 - 22. 2. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 3. *Романов А. И.* Основы теории телекоммуникационных сетей. Учеб. пособие для вузов К., 2002. 152 с., ил.

НТУУ «КПИ»,
Институт телекоммуникационных систем,
г. Киев

Поступила в редколлегию 24.02.2006

УДК 621.397

М. С. ЗРЯХОВ, В. В. ЛУКИН, д-р техн. наук

ПРЕДВАРИТЕЛЬНАЯ ОБРАБОТКА ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ СЖАТИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ОДНОМЕРНЫХ СИГНАЛОВ

Введение

В современном мире значительные усилия и средства выделяются на разработку методов сжатия, применяемых к различным мультимедийным данным для их распространения и передачи по глобальным, локальным, корпоративным сетям и каналам беспроводной связи. Информация такого рода составляет большую часть, потребляемую пользователями и хранимую на внешних носителях [1, 2].

Несколько по-другому обстоит дело в приложениях, которые оперируют с многоканальными одномерными сигналами. Типичными областями применения таких сигналов являются медицина (например, кардиография и энцефалография), телеметрия, дистанционное управление и дистанционное зондирование (ДЗ) [3, 4]. При этом общепринятые стандарты сжатия таких многоканальных данных отсутствуют. Разработка специализированных алгоритмов сопряжена, помимо очевидных материальных и временных затрат, с трудностями их адаптации в случае изменения типа получаемых данных. Поэтому некоторые разработчики заимствует идеи из эффективных методов сжатия, разработанных для мультимедийных приложений. В результате такого подхода адаптированные алгоритмы зачастую не учитывают многих особенностей многоканальных данных. Не все они способны удовлетворять предъявляемым требованиям по вычислительной сложности и быстродействию, а при аппаратной реализации – требованиям к объему, весу и стоимости соответствующего оборудования [1].

Наибольшее распространение при сжатии сигналов различного рода получили алгоритмы сжатия с потерями, в основе которых лежат ортогональные преобразования [1,2,4,5] (как правило, это дискретные косинусное и вейвлетное преобразования – ДКП и ДВП). Их широкое применение связано с относительной простотой реализации при достаточно высоких степенях компрессии.

При сжатии с потерями обычно оперируют такими основными параметрами как коэффициент сжатия (CR – compression ratio, определяется в виде отношения исходного размера сигнала (в байтах или битах) к размеру сигнала после сжатия) и величиной, характеризирующей искажения, вносимые при сжатии, например, PRD (percent rate distortion – процентное среднеквадратичное отклонение) или PSNR (peak signal-to-noise ratio – пиковое соотношение сигнал-шум). В совокупности CR и PRD (или PSNR) определяют эффективность сжатия. Эффективность сжатия тем выше, чем лучше достигается компромисс в отношении CR и PRD (при фиксированном PRD достигается более высокий CR либо при фиксированном CR обеспечивается меньший PRD).

Опыт применения рассматриваемых методов сжатия на основе ортогональных преобразований показывает [4, 5, 6], что их эффективность зависит от ряда факторов. Во-первых, CR тем выше, чем сильнее коррелированны между собой соседние отсчеты в исходном сигнале (изображении). Во-вторых, степень сжатия определяется эффективностью ортогонального преобразования, выполняющего декорреляцию входных данных. В-третьих, на качественные показатели сжатия влияет также и используемый методом неразрушающего сжатия (кодирования) [7].

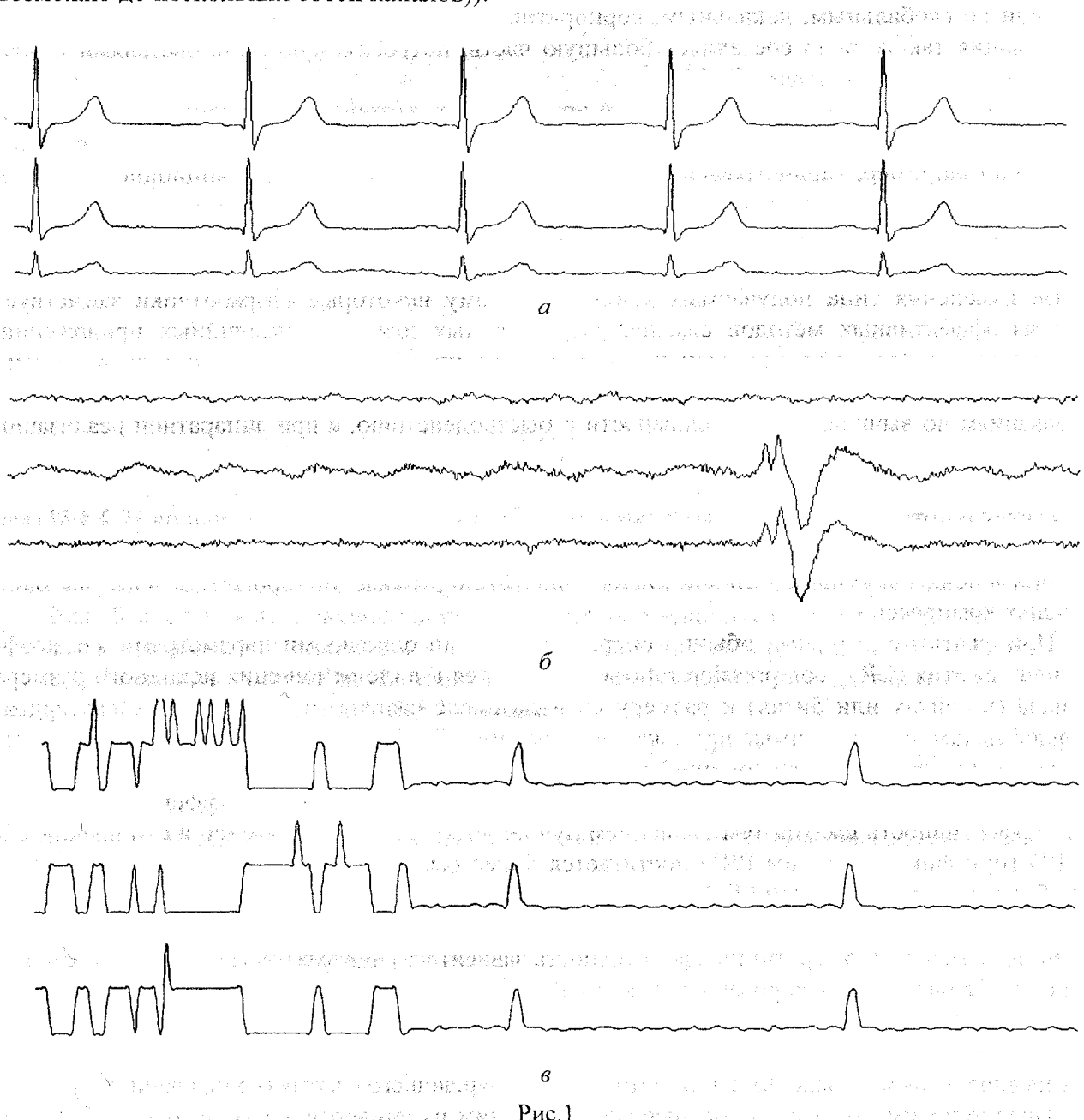
Предположим, что сжатие осуществляется одним из универсальных методов, адаптированным для многоканальных сигналов [4]. Чтоб увеличить степень сжатия при допустимых вносимых искажениях нами предлагается применить предварительную обработку многоканальных сигналов перед их сжатием.

Таким образом, данная статья посвящена разработке процедур предварительной обработки многоканальных сигналов, которые позволяют подготовить данные к их дальнейшему эффективному сжатию универсальными методами. При разработке таких процедур предла-

гается учитывать возможное наличие коррелированности и другие характерные свойства одномерных сигналов в многоканальной последовательности [4,5].

Анализ свойств многоканальных сигналов и методика моделирования тестового сигнала

Примеры типичных многоканальных сигналов представлены на рис.1: (многоканальные электрокардиографические (ЭКГ) сигналы (обычно от 3 до 12 каналов) (рис.1, *а*), энцефалографические (ЭЭГ) сигналы (от 16 до 256 каналов) (рис.1б), данные телеметрии (рис.1, *в*) (возможно до нескольких сотен каналов)).



а

б

в

Рис.1

Как видно из представленных выше примеров, многоканальные сигналы для различных приложений существенно отличаются по форме. Кроме того, существенные различия наблюдаются и в степени коррелированности одномерных сигналов многоканальных данных [1,7,8].

Обычно для определения степени подобия двух сигналов S_j и S_k применяют коэффициент корреляции R^{cor} – значение максимума взаимно корреляционной функции (ВКФ), который может быть получен в виде

$$R_{jk}^{cor} = \max_{\Delta i}\left\{R_{jk}(\Delta i)\right\}, \quad (1)$$

где R_{jk} – ВКФ, Δi – интервал сдвига, j, k – номера каналов многоканальной последовательности, N – количество отсчетов, которыми представлены одномерные сигналы, σ_i^2 и σ_j^2 – дисперсии сигналов, для которых вычисляется R_{jk}.

Кроме того, одновременно с определением R_{jk} возможно определить и величину сдвига сигналов друг относительно друга Δ_{jk}

$$\Delta_{jk} = \arg\max_{\Delta i} R_{jk}(\Delta i), \quad (2)$$

Для ЭКГ R^{cor} обычно лежит в диапазоне значений 0,2..0,98, ЭЭГ-сигналам присущи значения коэффициента корреляции в пределах 0,1..0,8, а сигналы телеметрии могут быть как сильно коррелированы (R^{cor} достигает 0,92), так и вовсе не коррелированы (R^{cor} меньше 0,1).

Поскольку целью данного исследования является анализ влияния коррелированности многоканальных сигналов на характеристики их сжатия и разработка методов предварительной обработки и сжатия, учитывающих возможность такой коррелированности, изучим эти аспекты на примере синтезированного нами тестового сигнала, свойства которого отражают особенности описанных выше реальных сигналов.

В [9] показано, что чем ближе обрабатываемый сигнал по характеристикам к случайному процессу, тем хуже он поддается сжатию. Поэтому, логичным будет предположение, что если предлагаемые процедуры предварительной обработки положительным образом влияют на CR для сигнала, представляющего собой случайный процесс, то и для квазипериодических сигналов типа ЭКГ, и для сигналов с медленно изменяющимися во времени характеристиками предлагаемый подход будет эффективным.

Приведем процедуру формирования исходного тестового сигнала:

1) Формируется двумерная последовательность A размерностью M x N (M=16 – количество строк, N=4104 – количество столбцов);

2) Каждому элементу последовательности A присваивается случайное число в диапазоне -128..127 (плотность распределения случайных значений в диапазоне -128..127 равномерная);

3) Затем полученную двумерную последовательность A обрабатывается линейным усредняющим фильтром [10] с размерностью скользящего окна 9x9. Результатом такой обработки является двумерный сигнал B размерностью L x K (L=8, K=4096 отсчетов);

$$B_{ji} = \frac{1}{81}\sum_{p=i}^{i+8}\sum_{q=i}^{j+8} A_{pq}, \quad (3)$$

где i – номер отсчета в строке массива B с индексом j, q – номер отсчета в строке массива A с индексом p.

4) Массив B построчно нормируется в соответствии со следующим уравнением;

$$B_{ji}^{n} = \frac{B_{ji}}{Q_j}, \quad Q_j = \sqrt{\sum_{i=0}^{K-1}\left(B_{ji} - \overline{B}_j\right)^2}, \quad (4)$$

где B^n – двумерный массив после нормировки значений, $\overline{B}$ – среднее значение, рассчитанное для строки с индексом j, Q – массив значений коэффициентов нормировки.

5) Выполняется процедура масштабирования амплитуды значений B^n таким образом, чтобы в результате такой операции значения сформированного массива X были в пределах $-127 \le X_{ji} \le 127$;

Таким образом, характеристики исходного тестового сигнала (см. рис. 2), полученного с помощью описанного выше метода, следующие:

1) многоканальная последовательность состоит из восьми одномерных сигналов с нулевым средним;

2) каждый одномерный сигнал представляет собой случайный процесс с ограниченным спектром;

3) длительность каждого одномерного сигнала составляет 4096 отсчетов;

4) каждый отсчет представлен 8-битным целым числом;

5) дисперсии одномерных сигналов в многоканальной последовательности равны;

6) значения R^{cor}_{jk} для соседних строк велики и убывают по мере увеличения $|j-k|$ (значения R^{cor}_{jk} для одномерных сигналов в X представлены в табл.1);

7) все сдвиги сигналов друг относительно друга Δ_{jk} равны нулю.

Таблица 1

№ строки	1	2	3	4	5	6	7	8
1	1	0,88	0,75	0,61	0,51	0,4	0,28	0,16
2	0,88	1	0,88	0,75	0,65	0,54	0,42	0,31
3	0,75	0,88	1	0,89	0,79	0,67	0,54	0,43
4	0,61	0,75	0,89	1	0,89	0,77	0,64	0,53
5	0,51	0,65	0,79	0,89	1	0,89	0,76	0,66
6	0,4	0,54	0,67	0,77	0,89	1	0,88	0,77
7	0,28	0,42	0,54	0,64	0,76	0,88	1	0,89
8	0,16	0,31	0,43	0,53	0,66	0,77	0,89	1

На рис. 2 приведен пример реализации тестового многоканального сигнала.

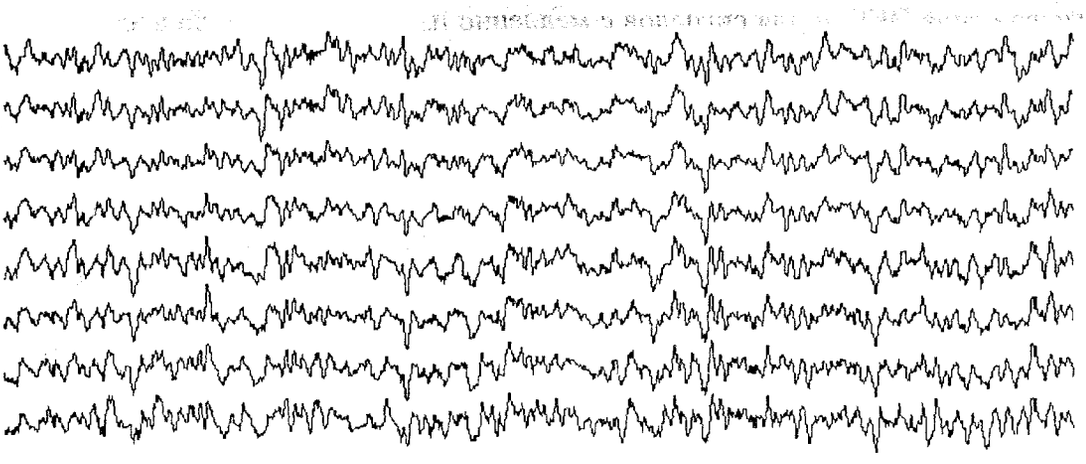


Рис.2

Таким образом, приведенный выше тестовый сигнал представляет собой двумерную последовательность, которой присущи некоторые свойства многоканальных сигналов, а именно: количество одномерных сигналов больше трех и присутствует существенная корреляция между одномерными сигналами в многоканальной последовательности.

В реальных системах многоканальный сигнал может подвергаться воздействию различных неблагоприятных факторов, ухудшающих степень сжатия. Методика моделирования тестовых сигналов, искаженных некоторыми из неблагоприятных факторов, приведена в разделе 3.

Особенности сжатии многоканальных сигналов

Предварительная обработка данных выполняется до их сжатия и призвана увеличить степень сжатия при том же уровне вносимых искажений. В обобщенном виде схема сжатия с применением этапа предварительной обработки приобретает вид, показанный на рис. 3. Отметим, что сведения о применяемой предварительной обработке и ее параметрах выделяются в поток служебных данных.

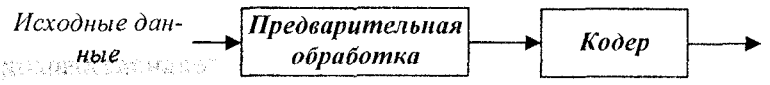


Рис.3

Декодирование будет выполняться в порядке, обратном кодированию (схема декодирования сжатых данных отображена на рис.4)

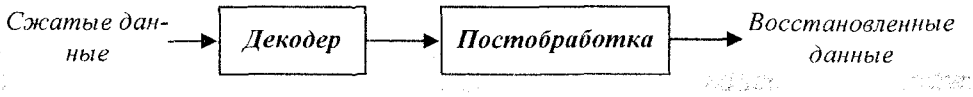


Рис.4

В результате предобработки входной поток должен измениться таким образом, чтобы степень сжатия преобразованных данных была выше степени сжатия исходных, «необработанных» данных. При этом преобразование должно быть обратимым.

Поскольку большее распространение получили методы сжатия с потерями, основанные на ортогональных преобразованиях, то в качестве базового метода сжатия (кодера) было принято решение воспользоваться оригинальным методом компрессии на основе двумерного ДКП [4]. Основная идея метода заключается в представлении многоканального сигнала в виде двумерного массива данных X^M - изображение с количеством элементов в строке, существенно превышающим количество строк. Сформированный массив разбивается на неквадратные блоки фиксированного размера (в данном случае, 128x8), для которых рассчитывают двумерное ДКП. Затем осуществляется формирование одномерного массива из матрицы коэффициентов ДКП (с помощью, адаптированного к прямоугольным блокам зигзаг-считывания (пример считывания см. на рис.5)) и дальнейшего равномерного квантования коэффициентов ДКП. На заключительном этапе сформированный вектор квантованных коэффициентов совместно с данными служебной информации кодируются методом неразрушающего сжатия на основе BWT [2].

1	2	6	7	15	16	28	29	44	45	60	61	76	77	92	93
3	5	8	14	17	27	30	43	46	59	62	75	78	91	94	107
4	9	13	18	26	31	42	47	58	63	74	79	90	95	106	108
10	12	19	25	32	41	48	57	64	73	80	89	96	105	109	118
11	20	24	33	40	49	56	65	72	81	88	97	104	110	117	119
21	23	34	39	50	55	66	71	82	8	98	103	111	116	220	225
22	35	38	51	54	67	70	83	86	99	102	112	115	221	224	226
36	37	52	53	68	69	84	85	100	101	113	114	222	223	227	228

Рис.5

Как было отмечено выше, X^M может иметь такие статистические и спектрально-корреляционные свойства, которые могут приводить к уменьшению эффективности сжатия. Предположим, что многоканальный сигнал формируется несколькими датчиками, регистрирующими сигнал от одного источника. Тогда в зависимости от расстояния от датчиков до источника, а также среды, в которой распространяется сигнал, может возникать сдвиг сигналов друг относительно друга в строках X^M ($\Delta i_{jk} \neq 0$, при $j \neq k$), могут уменьшаться и значения R^{cor}_{jk}. Расстояние и среда распространения влияют также на мощности сигналов σ_j^2 и их постоянные составляющие m_j (математическое ожидание). В этом случае имеем: $\sigma_j^2 \neq \sigma_k^2$ и $m_j \neq m_k$, $j \neq k$, где j и k – индексы строк формируемого двумерного массива. Однако, при этом значения R^{cor}_{jk} никоим образом не отражают возможные различия мощности и постоянной составляющей одномерных сигналов, а также тот факт, что их взаимная задержка может быть ненулевой.

Кроме того, в многоканальных системах регистрации и хранении получаемых данных порядок расположения сигналов в многоканальной последовательности выбирается в соответствии с определенными стандартами или из соображений удобства дальнейшего анализа различными системами или оператором. При таком подходе сигналы в двумерном массиве X^M оказываются расположенными таким образом, который в большинстве случаев является не наилучшим с точки зрения их последующего сжатия [11].

Прежде, чем перейти к описанию процедур предварительной обработки, напомним, что при сжатии с потерями оперируют параметрами CR и PRD. Кроме CR для определения степени сжатия часто используется величина *bpp* – количество бит, приходящихся на один отсчет после сжатия и определяемая следующим образом

$$bpp = \frac{W}{CR}, \tag{5}$$

где W – количество бит, которыми представляется один отсчет до сжатия сигнала.

Для оценки величины вносимых при сжатии искажений будем использовать традиционный критерий PRD. Оценка величины вносимых искажений осуществляется в области коэффициентов ДКП. Такая операция корректна, поскольку косинусное преобразование является ортогональным [4,7], следовательно, искажения, вносимые при квантовании коэффициентов преобразования в частотной области, соответствуют искажениям значений сигнала в амплитудно-временной области.

$$PRD = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{K}\left(V_i - \tilde{V}_i\right)^2}{\sum_{i=1}^{K}\left(V_i - \bar{V}\right)^2}} \times 100\%, \tag{6}$$

где V – исходный вектор коэффициентов ДКП, $\tilde{V}$ – восстановленный вектор коэффициентов ДКП после квантования, $\bar{V}$ – среднее значение на интервале длительностью K, i – индекс отсчета в V.

Отметим, что основная задача при стремлении повысить эффективность сжатия многоканальных сигналов (при использовании кодеров, в основе которых лежат ортогональные преобразования) – увеличение числа нулевых коэффициентов преобразования после квантования.

Предлагаемые методы предварительной обработки и анализ их эффективности

Перестановка сигнала в соседних каналах. Предположим, что двумерный массив X^M сформирован из одномерных сигналов определенным способом. Например, номер строки может соответствовать номеру канала (на практике такой порядок встречается наиболее часто). Из теории комбинаторики [12] следует, что количество возможных вариантов расположения N_{var}, которыми можно разместить N строк в двумерном массиве X^M, равно $N!$.

Исследования [11] показали, что чем выше степень коррелированности отсчетов в соседних строках двумерного массива, тем выше коэффициент сжатия. Для некоторых приложений, например, для сжатия многоканальных ЭКГ со стандартной системой отведений [8], оптимальный порядок может быть определен заранее. Однако для более общего случая рекомендации касательно выбора оптимального порядка расположения отсутствуют.

Для определения рекомендуемого порядка расположения сигналов в строках двумерного массива нами проделан ряд экспериментов. Их суть заключалась в том, что сжатию подвергались X^M, строки которого были сформированы из строк массива X. Напомним, что мощности сигналов в строках X равные, математические ожидания нулевые и $\Delta_{jk}=0$, при $j \neq k$. При этом были исследованы все возможные варианты порядка расположения сигналов в строках X^M. Анализ результатов показал, что наиболее высокая степень сжатия достигается при формировании строк X^M из одномерных сигналов таким образом, чтобы значение произведения

коэффициентов корреляции сигналов в соседних строках $ПR$ было максимальным из всего набора вариантов расположения N_{var}.

$$ПR = \max_{N_{\text{var}}} \prod_{j=1}^{N-1} R_{j,j+1} \qquad (7)$$

Для реализации этой процедуры предварительной обработки необходимо заранее получить значения всех R_{jk} для сигналов исходного массива. Отметим, что временные затраты на выполнение операции перестановки сигналов в строках резко возрастают при увеличении N.

При перестановке каналов порядок расположения следует сохранять в качестве служебной информации с целью корректного восстановления. Для кодирования этой служебной информации необходимо выделять такое количество байт, которое будет достаточно для ее представления. Например, если сигнал 8-канальный ($N=8$), то каждое значение порядка расположения достаточно представлять не более, чем 3-битным числом, что в сумме составит 2 байта.

Приведем некоторые оценки эффективности предлагаемой процедуры путем моделирования нескольких вариантов расположения сигналов в X^M. Для этого представим сигнал в моделируемом двумерном массиве X^M сигналами тестовой последовательности в следующих порядках: случай 1$а$ – X^M эквивалентен тестовому сигналу ($X^M{}_{ji}=X_{ji}$), случай 1$б$ ($X^M{}_{1i}=X_{8i}$, $X^M{}_{(2..7)i}=X_{(2..7)i}$, $X^M{}_{8i}=X_{1i}$), случай 1$в$ ($X^M{}_{1i}=X_{4i}$, $X^M{}_{2i}=X_{6i}$, $X^M{}_{3i}=X_{2i}$, $X^M{}_{4i}=X_{8i}$, $X^M{}_{5i}=X_{1i}$, $X^M{}_{6i}=X_{7i}$, $X^M{}_{7i}=X_{3i}$, $X^M{}_{8i}=X_{5i}$). Результаты сжатия X^M представлены кривыми на графике рис. 6.

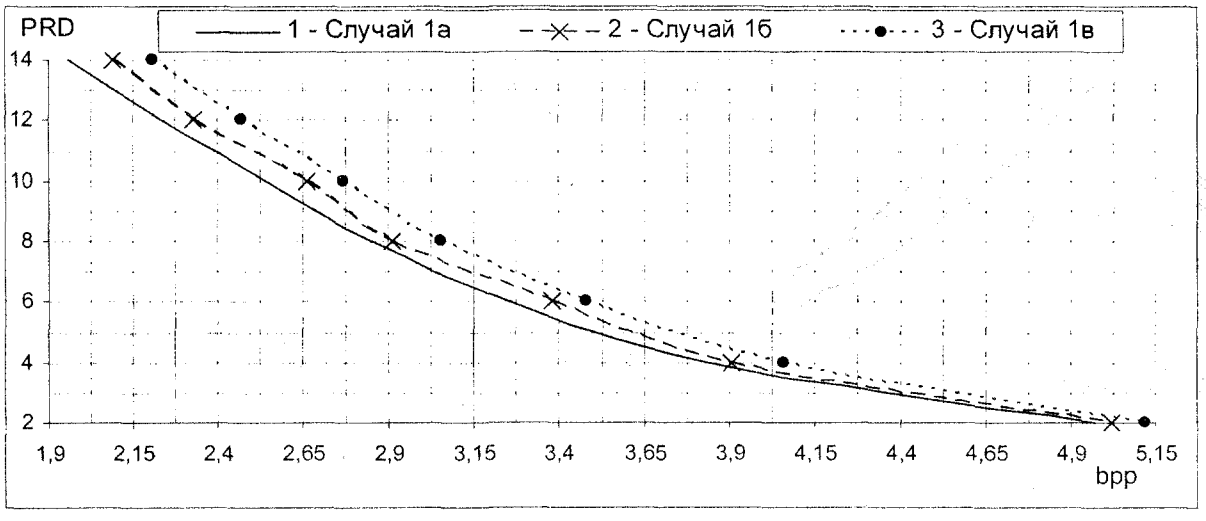


Рис.6

Как видно из анализа кривых, при различных порядках расположения сигналов X^M сжимается с разными CR. Так, при фиксированном PRD (например, PRD=10%) наименьшее bpp получено для кривой 1 (bpp=2,525, при этом $ПR$ наибольшее из всех возможных вариантов и составляет 0,428), для кривой 2 bpp=2,68 ($ПR$=0,18), для кривой 3 получено наибольшее bpp (bpp=2,775, $ПR$=0,0024).

Таким образом, предположение о том, что степень сжатия тем выше, чем более коррелированными являются сигналы в соседних строках многоканальной последовательности, подтверждается.

Нормировка сигнала. Следующий аспект предварительной обработки – это устранение возможного различия мощностей сигналов в строках X^M. Чтоб добиться примерного равенства мощностей сигналов во всех строках предлагается проводить их нормировку по мощности поканально. Такая операция может быть осуществлена в соответствии с (4) аналогично операции 4, выполняемой при получении X. В этом случае мы получим X^M с равными мощностями, при этом $\Delta_{jk}=0$. Тем не менее, для последующего корректного восстановления сигналов (на последнем этапе их декомпресии) на практике необходимо сохранять массив значений нормировки Q.

Исследования показали, что для различных сигналов значения массива Q (при 8-ми битном представлении отсчетов исходного массива) очень редко превышают значение 65535 (представляется 16-ю битами), поэтому для сохранения коэффициентов нормировки предлагается представлять элементы Q 16-битным числом. Если же оказывается, что $Q_j>65535$, то такие элементы Q_j предлагается разбивать на три 16-битных числа (одно число флаговое и два символьных). Например, при $N=8$ размер части служебной информации, состоящей из значений $Q_j<65535$, занимает 16 байт, то есть объем этой части служебной информации относительно мал.

Промоделируем сигнал с различными мощностями в массиве X^M и проанализируем поведение кривых зависимостей *PRD(bpp)* для этого случая. Процедура моделирования X^M с различными мощностями одномерных сигналов осуществлялась путем умножения элементов строк X на некоторую константу в пределах 0,5..2,5.

Рассмотрим в качестве примеров несколько вариантов моделирования: случай 2а ($X^M_{ji}=X_{ji}$), случай 2б ($X^M_{1i}=1,5*X_{1i}$, $X^M_{(2..7)i}=X_{(2..7)i}$, $X^M_{8i}=2,5*X_{8i}$), случай 2в ($X^M_{1i}=1,5*X_{1i}$, $X^M_{2i}=1,75*X_{2i}$, $X^M_{3i}=X_{3i}$, $X^M_{4i}=0,5*X_{4i}$, $X^M_{5i}=2*X_{5i}$, $X^M_{6i}=2,5*X_{6i}$, $X^M_{7i}=2,2*X_{7i}$, $X^M_{8i}=0,75*X_{8i}$). Кривые зависимостей PDR(bpp) для 2-го случая моделирования представлены на рис. 7.

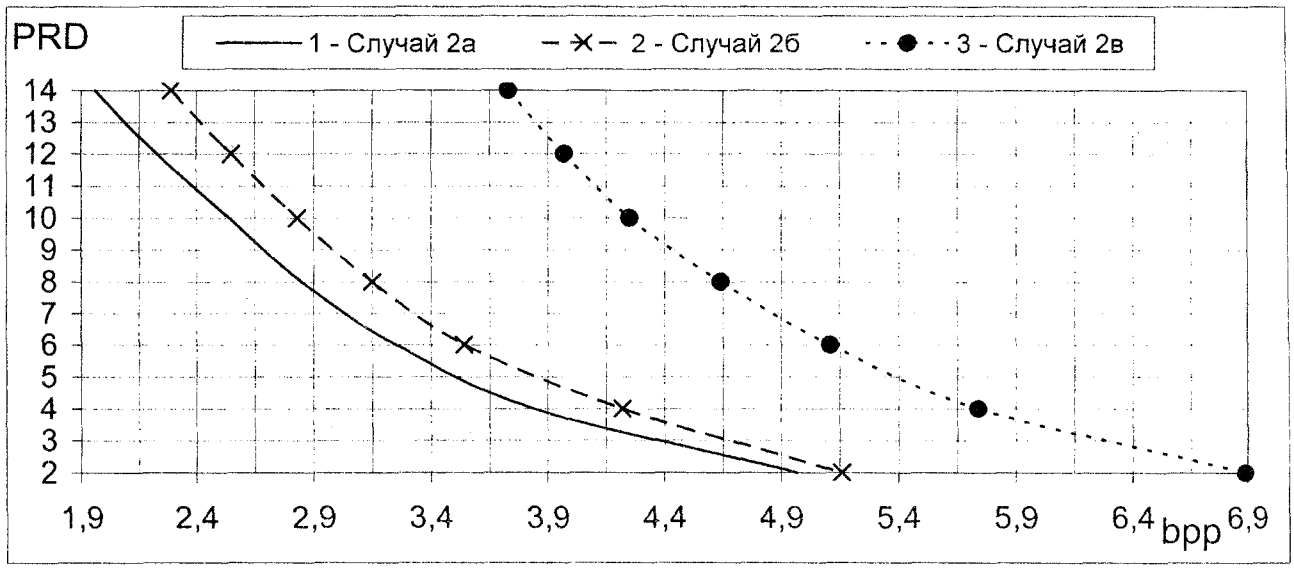


Рис.7

Из анализа кривых зависимостей PRD(bpp) на рис.7 следует характерная закономерность – степень сжатия тем выше, чем меньше различие по мощности в одномерных сигналах. Например, при PRD=10% для случая 2*а* (все сигналы имеют одинаковые мощности) bpp составил 2,525, для случая 2*б* (два одноканальных сигнала имеют мощности, отличные от всех остальных) bpp=2,83, для случая 2*в* (все сигналы имеют различные мощности) bpp=4,25.

Таким образом, при фиксированном PRD (например PRD=10%) степень сжатия для случая 2*а* в 1,12 раза больше, чем для случая 2*б* и в 1,68 раза выше, чем для случая 2*в*.

Приведенные результаты показывают, что с помощью процедуры нормировки возможно существенно повысить степень сжатия. Отметим, что эта процедура не требует существенных вычислительных затрат и проста в реализации.

Сдвиг сигнала. В связи с тем, что вследствие задержки между одномерными сигналами в двумерном массиве могут возникать ненулевые сдвиги Δ_{jk}, предлагается увеличивать межканальную корреляцию путем устранения Δ_{jk}. Определение Δ_{jk} осуществляется путем анализа ВКФ согласно (1) и (2). Для устранения Δ_{jk} предлагается сдвигать сигнал в строках массива X^M.

Процедуру можно организовать следующим образом: найти координаты максимумов ВКФ сигналов $R_{1k}(\Delta i)$ для строк с $k=2,...,8$, и затем циклически смещать сигналы на найденную величину Δ_{1k}. При этом сигнал из первой строки остается неизменным, а сдвигаются только сигналы в строках со второй по восьмую. При выполнении этой операции часть значений отсчетов переносятся либо в начало, либо в конец соответствующей строки в зависимости от знака Δ_{1k}.

После выполнения указанных выше операций необходимо сохранять в качестве служебной информации полученные значения Δ_{1k}. Исследования показали, что в зависимости от приложения значения Δ_{1k} (целые числа), лежат в разных пределах, в наихудшем случае от $-K$ до K. В частности, для многоканальных ЭКГ-сигналов значения Δ_{1k} находится в пределах от -50 до 50, поэтому достаточно представлять каждое значение сдвига 8-битным числом. Размер служебной информации (массив значений Δ_{1k}) зависит от N и равен $N-1$ байт.

Рассмотрим результаты, полученные при моделировании сдвига сигналов друг относительно друга. Как и при предыдущих вариантах моделирования X^M (см. подразделы 3.1 и 3.2) рассмотрим три случая: случай *3а* ($X^M_{ji}=X_{ji}$, сдвиг $\Delta_{1j}=0$), случай *3б* (для $X^M_{(1,3..7)i}$ $\Delta_{1(1,3..7)}=0$, для X^M_{2i} $\Delta_{12}=10$, для X^M_{8i} $\Delta_{18}=20$), случай *3в* (для X^M_{ji} $\Delta_{1j}=10*(j-1)$). При этом мощности сигналов во всех каналах были одинаковыми (или предварительно нормированными). Результаты сжатия моделируемого сигнала в рассматриваемом случае отображены на рис. 8.

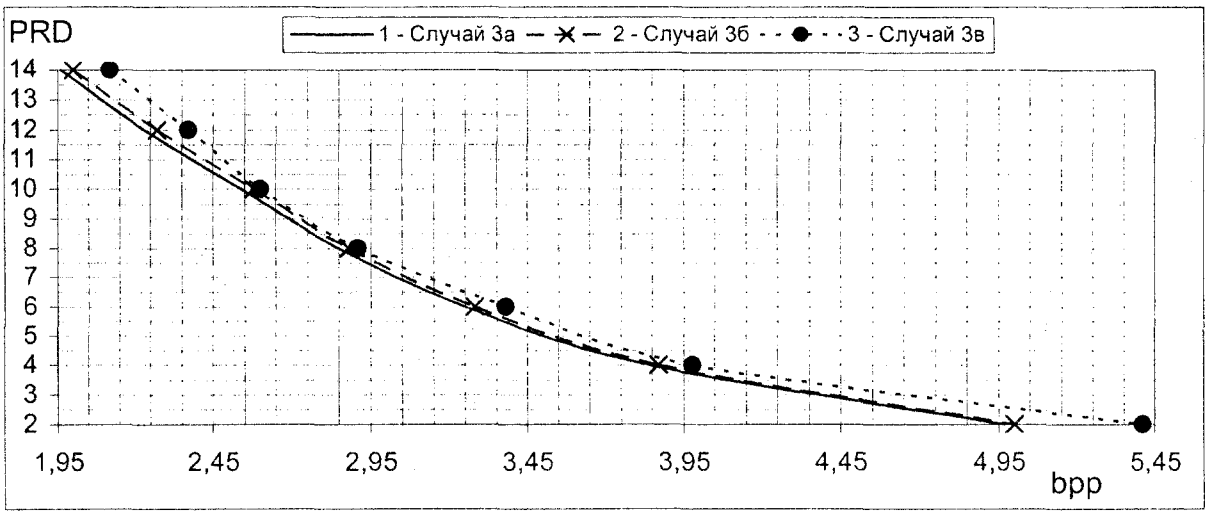


Рис.8

Как показывает анализ зависимостей PRD(bpp) рассматриваемая процедура сдвига сигналов для моделируемого сигнала не приводит к существенному увеличению степени сжатия. Эффективность сжатия для случая *3а* ($X^M_{ji}=X_{ji}$, сдвиг $\Delta_{1j}=0$, что соответствует предварительному устранению взаимных сдвигов) при PRD=10% возросла примерно в 1,02 раза по сравнению с случаем *3в*.

Таким образом, исходя из анализа зависимостей на рис.6-8 следует, что разного типа искажения вносят различный вклад в уменьшение степени сжатия по сравнению с идеальным случаем. Наибольшее негативное влияние на величину bpp оказали произвольное расположение сигналов в исходном массиве данных и неравенство мощностей одномерных сигналов в X^M.

Моделирование совместного воздействия факторов. Факторы, которые влияют на ухудшение степени сжатия, как правило воздействуют на сигнал совместно (одновременно). Следовательно, возникает вопрос: «Каким образом ведут себя зависимости PRD(bpp) в случае комбинированного воздействия причин, ухудшающих степень сжатия?». Для частичного ответа на поставленный вопрос, промоделируем случай одновременного воздействия нескольких неблагоприятных факторов (одномерные сигналы преобразованы в двумерный массив произвольным образом, сдвинуты друг относительно друга и обладают разными мощностями). В этом случае моделируемый сигнал X^M получается следующим образом:

случай 4*а* ($X^M_{ji}=X_{ji}$), случай 4*б* – комбинация 1*в* и 2*в* ($X^M_{1i}=1,5*X_{4i}$, $X^M_{2i}=1,75*X_{6i}$, $X^M_{3i}=X_{2i}$, $X^M_{4i}=0,5*X_{8i}$, $X^M_{5i}=2*X_{1i}$, $X^M_{6i}=2,5*X_{7i}$, $X^M_{7i}=2,2*X_{3i}$, $X^M_{8i}=0,75*X_{5i}$), случай 4*в* – комбинация 4*б* и 3*в* (после моделирования 4*б* добавляется Δ_{1j}: для X^M_{ji} $\Delta_{1j}=10*(j-1)$). Результаты сжатия моделируемого многоканального сигнала приведены на рис. 9.

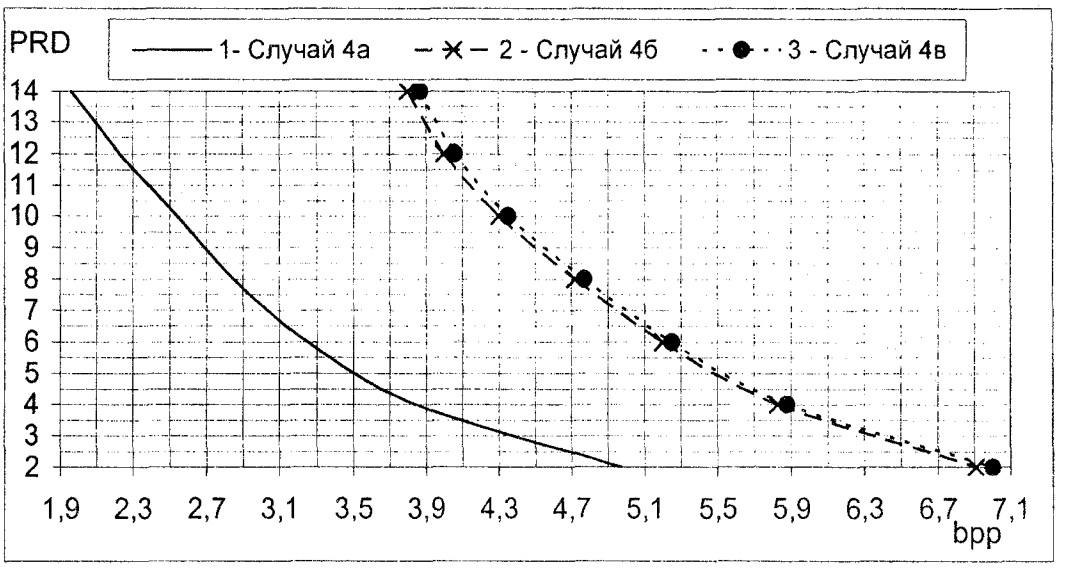


Рис. 9

Как и следовало ожидать, совместное влияние ухудшающих степень сжатия факторов значительно снизила эффективность сжатия. При PRD=10% для случая 4*б* bpp составил 4,3, а для 4*в* bpp=4,35. Таким образом, степень сжатия уменьшилась примерно в 1,7 раза по сравнению со случаем 4*а*. Кроме того, влияние взаимного сдвига сигналов и в этом случае оказывает незначительное влияние (сравните зависимости для случаев 4*б* и 4*в*). Однако для других приложений (в частности, для ЭКГ [11]) устранение Δ_{1j} на этапе предварительной обработки вносит заметный вклад в увеличение CR. Следовательно, решение о необходимости применять процедуру сдвига сигналов должно приниматься для каждого приложения индивидуально.

Таким образом, проведенные исследования и предложенные на их основе процедуры повышения избыточности входных данных позволяют существенно повысить эффективность сжатия при одном и том же уровне вносимых искажений. При этом изменения, вносимые в сигнал на этапе предварительной обработки, обратимы. Все необходимые данные (порядок перестановки, коэффициенты нормировки, величины сдвига) сохраняются в качестве служебной информации, при этом ее объем мал.

Заключение

Ранее в работах [4, 11] было показано, что с помощью процедур предварительной обработки одномерных многоканальных сигналов возможно повысить CR многоканальных ЭКГ до 2,5 раз по сравнению со случаем, когда предобработка не применяется. В данной статье проанализирована эффективность процедур предобработки, применяемых для повышения CR, для тестового сигнала более общего вида. Как и следовало ожидать, эффективность сжатия зависит от спектральных характеристик многоканальных сигналов.

В данной работе рассмотрена универсальная процедура предварительной обработки для повышения степени сжатия многоканальных одномерных сигналов. Предлагаемая процедура может применяться к различным типам сигналов, которые формируются в рассмотренных приложениях. При этом, смоделировано воздействие на сигнал различных ухудшающих степень сжатия факторов по отдельности и при их различных комбинациях.

Отметим также, что существует возможность адаптировать предложенную методику предобработки к многоканальным многомерным сигналам, например, к многоканальным изображениям дистанционного зондирования.

Список литературы: 1. *Крук Б.И., Попантонопуло В.Н., Шувалов В.П.,* Телекоммуникационные системы и сети. М.: Телеком, 2004. 647 с. 2. *Ватолин Д., Ратушняк А., Смирнов М. и др.,* Методы сжатия видеоданных. Петербург, 2002. 250 с. 3. *Rosen E.*, Mobile telemedicine arrives // Telemedicine Today, Vol 40, Oct. 1997. P.14–42. 4. *Зряхов М.С., Лукин В.В., Наседкин К.В.*, Сжатие многоканальных ЭКГ на основе предварительной обработки и применения двумерного ДКП // Радіоелектронні і комп'ютерні системи, Харьков: Национальный аэрокосмический университет. 2003. Вып. 1. С. 18-25. 5. *Kaarna A., Parkkinen J.,* Blockwise Distortion Measure for Lossy Compression of Multispectral Image // Proceeding of the 10-th European Signal Processing Conference, Tampere, Finland, 5-8 September, 2000. P. 2197-2200. 6. *Ponomarenko M.* Partition Scheme Based High Quality Image Compression: Thesis for the degree of Doctor of Technology, Tampere, Finland, Tampere University of Technology. 2005. 180 p. 7. *Ponomarenko N.N., Lukin V.V., Egiazarian K.O., Astola J.T.*, DCT Based High Quality Image Compression // in Proceedings of 14th Scandinavian Conference on Image Analysis, Joensuu, Finland, 2005, pp. 1177-1185. 8. *Cohen A., Zigel Y.,* Compression of Multichannel ECG Through Multichannel Long-Term Prediction // IEEE Engineering in Medicine and Biology, January/February 1998. P. 109-115. 9. *Смирнов М.А.*, Анализ сжатия данных различного рода, Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, http://www.compression.ru/download. 10. *Беседин А.Н., Зеленский А.А., Кулемин Г.П., Лукин В.В.*, Обработка случайных сигналов и процессов: Учеб. пособие. Харьков: Нац. Аэрокосм. Ун-т «Харьк. Авиац. Ин-т», 2005. 469 с. 11. *Зряхов М.С., Лукин В.В.* Модификация метода сжатия многоканальной ЭКГ на основе двумерного дискретного косинусного преобразования // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. Харьков: Нац. Аэрокосм. Ун-т. Вып. 4 (8). 2004. С. 110-117. 12. *Яремчук Ф.П.*, Комбинаторика. Киев: Наук. думка, 1985. 189 с.

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

Поступила в редколлегию 26.02.2006

УДК 621.372

В. С. МАРЧУК, канд. техн. наук, А. В. КОЛТЫКОВ

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОРЯДКА РАЗЛОЖЕНИЯ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ И АЛГОРИТМОВ ВЫБОРА ПОРОГА ОГРАНИЧЕНИЯ ВЕЙЛЕТ-КОЭФФИЦИЕНТОВ НА СНИЖЕНИЕ УРОВНЯ ШУМОВ В ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ С УСТРОЙСТВАМИ ВЕЙВЛЕТ-ФИЛЬТРАЦИИ ШУМОВ

Во всем мире ведется интенсивная разработка высокоскоростных длинноволновых (1,3 – 1,55 *мкм*) волоконно-оптических систем связи (ВОСС), увеличивается расстояние между ретрансляторами ВОСС. Повышение скорости передачи увеличивает информационную емкость систем, а при увеличении расстояния между передающими и приемными модулями возрастает надежность за счет уменьшения количества компонентов. Оба указанных фактора приводят к уменьшению стоимости систем.

С увеличением полосы пропускания приемного модуля повышается скорость передачи, однако порог чувствительности фотоприемников при этом повышается и соответственно уменьшается допустимое расстояние между ретрансляторами. Для снижения уровня шумов и понижения порога чувствительности при высокой скорости передачи были проведены исследования, направленные на усовершенствование фотоприемников с внутренним усилением: *p-i-n* фотодиодов и лавинных фотодиодов [1].

Снижения уровня шумов можно достичь также с помощью фильтрации сигналов. В классических методах фильтрации [2,3] для удаления шумов используется хорошо известный прием – удаление высокочастотных составляющих из спектра сигнала с использованием Фурье-преобразований.

В последние годы стало очевидно, что традиционный аппарат представления произвольных функций и сигналов в виде рядов Фурье оказывается малоэффективным для функций с локальными особенностями, в частности для импульсных и цифровых сигналов, получивших широкое распространение. Это связано с тем, что базисная функция рядов Фурье – синусоида определена в пространстве от $-\infty$ до $+\infty$ и по своей природе является гладкой и строго периодической функцией. Такая функция на практике (в условиях ограничения числа членов ряда или спектра разложения) принципиально не способна описывать произвольные сигналы и функции.

Основой нового решения стала разработка принципиально нового базиса и класса вейвлет функций, которые используются для декомпозиции и реконструкции функций и сигналов – в том числе нестационарных. Соответственно был создан и новый аппарат представления функций и сигналов и необходимые инструментальные и программные средства для его реализации [4,5].

Поэтому актуальной является задача по исследованию возможностей снижения уровня шумов в ВОСС устройствами вейвлет-фильтрации шумов.

При использовании вейвлетов для борьбы с шумами используют ограничение уровня детализирующих коэффициентов [6].

Известно, что кратковременные особенности сигнала создают детализирующие коэффициенты с высоким содержанием шумовых компонент, имеющих большие случайные выбросы значений сигнала. Задав некоторый порог для их уровня, и срезав по уровню детализирующие коэффициенты, можно уменьшить уровень шумов. При этом уровень ограничения можно устанавливать для каждого коэффициента отдельно, что позволяет строить адаптивные к изменениям сигнала системы удаления шумов на основе вейвлетов.

Рассмотрим источники шума в ВОСС. Шумы вызываются различными причинами и могут быть разделены на две группы. К первой относятся шумы, уровень которых не зависит от уровня принимаемого светового сигнала. Ко второй группе относятся дробовые шумы, величина которых зависит от уровня принимаемого светового сигнала.

К шумам, оказывающим существенное влияние на параметры ВОСС, следует отнести: шумы лазера, шумы за счет темнового тока в фотодиоде, тепловой шум фотодиода и предусилителя, дробовой шум фотодиода.

Схема модели устройства быстрого дискретного прямого и обратного вейвлет преобразования для исследования фильтрации зашумленного цифрового сигнала проходящего через ВОСС представлена на рис.1. Эта схема является классическим алгоритмом Малла.

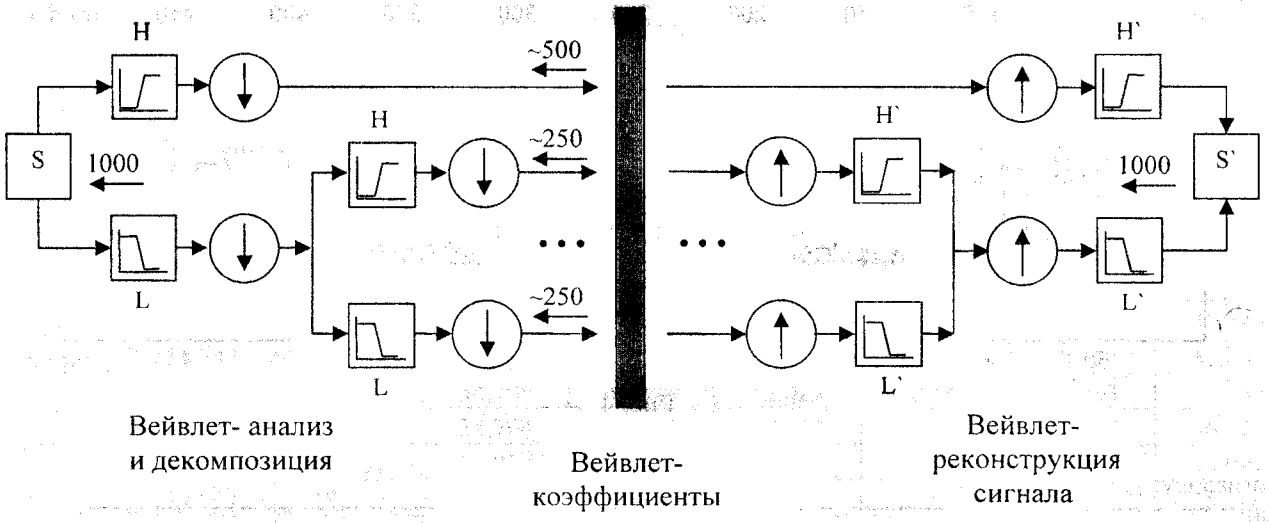


Рис.1

На рис. 1 обозначено: S – исходный сигнал, H – фильтр декомпозиции высоких частот, L – фильтр декомпозиции низких частот, ↓ – операция децимации (уменьшение числа частотных составляющих вдвое), ↑ – операция обратная децимации (увеличение вдвое числа частотных составляющих путем добавления нулевых компонентов вперемежку с имеющимися компонентами), H` – фильтр реконструкции высоких частот, L` – фильтр реконструкции низких частот, S` – восстановленный сигнал.

По приведенному алгоритму разработана программа моделирования в среде Matlab. Исследования были выполнены при следующих условиях. На исходный цифровой сигнал (рис. 2) накладывался гауссовский белый шум. Исследование вейвлет-фильтрации выполнены при соотношении сигнал/шум на входе 24 *дБ*. Отношение сигнал/шум для цифровых ВОСС находится в диапазоне от 20 до 60 *дБ* [7]. Зашумленный сигнал изображен на рис.3. Далее проводилась вейвлет-фильтрация на основе базиса Хаара, при этом изменялся тип порога, порядок разложения и алгоритм выбора порога. Пример очищенного сигнала приведен на рис. 4.

Результаты исследования влияния порядка разложения вейвлет-преобразования и алгоритмов выбора порога ограничения вейлет-коэффициентов на снижение уровня шумов в волоконно-оптических системах связи с устройствами вейвлет-фильтрации шумов представлены на рис.5 – 9 и в таблице.

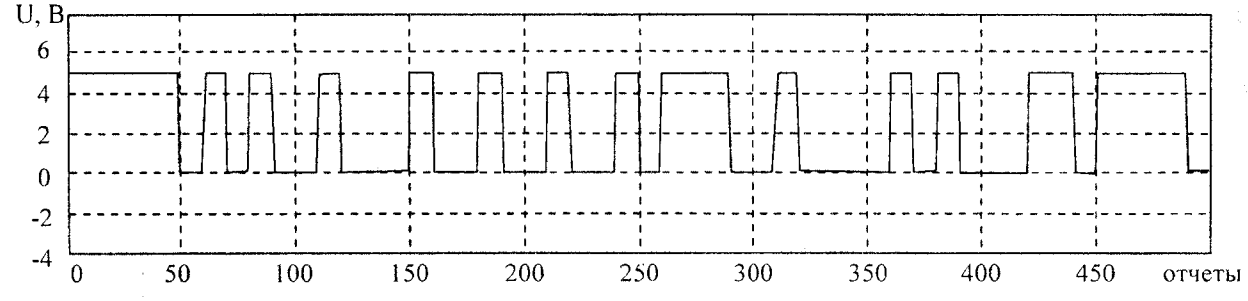


Рис. 2

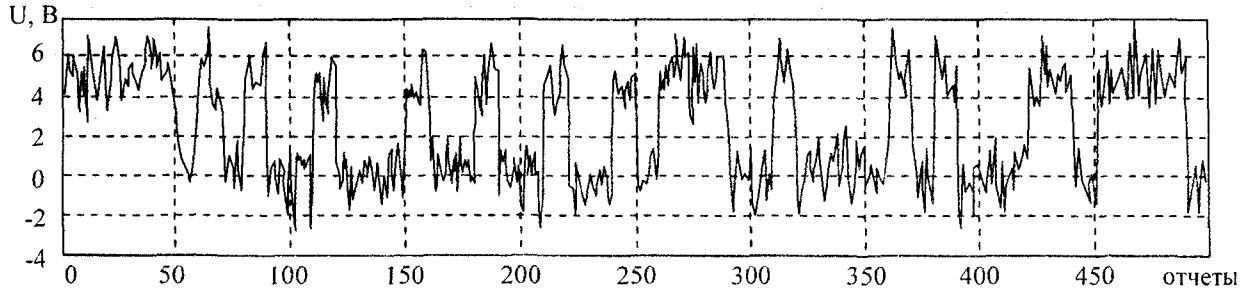


Рис. 3

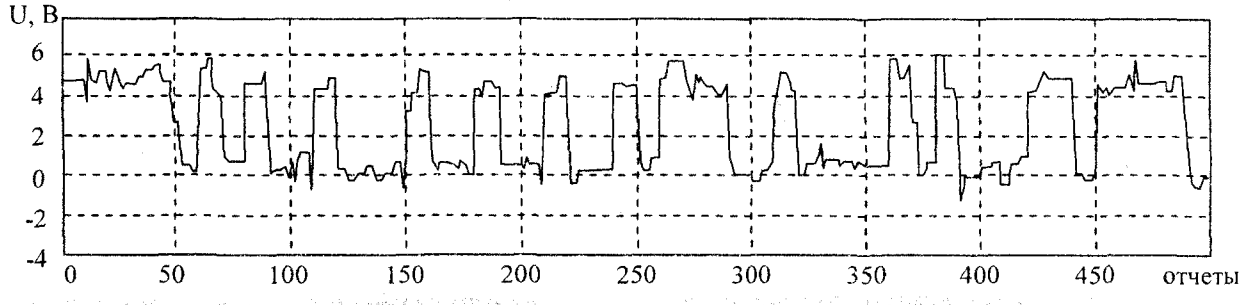


Рис. 4

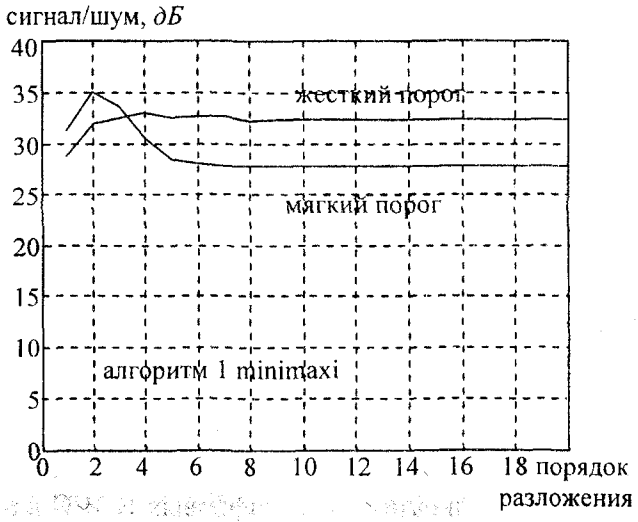


Рис. 5

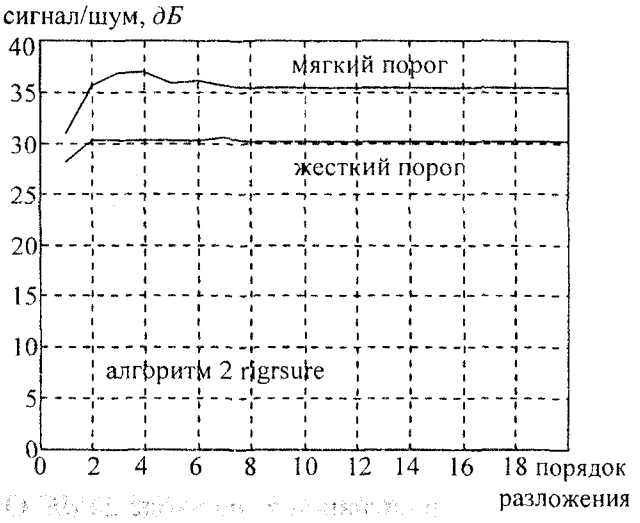


Рис. 6

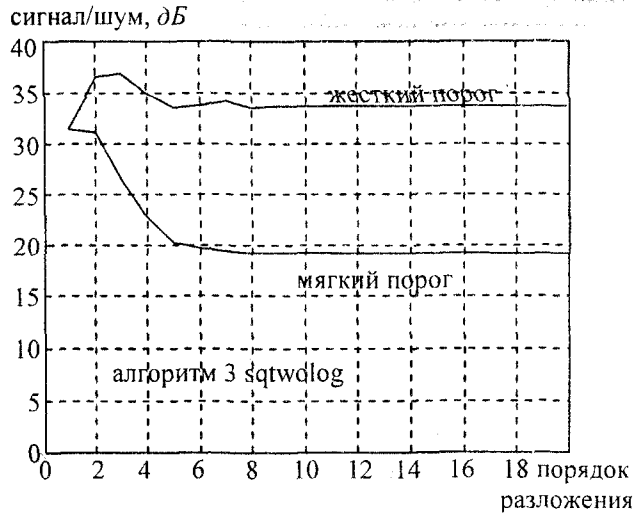


Рис. 7

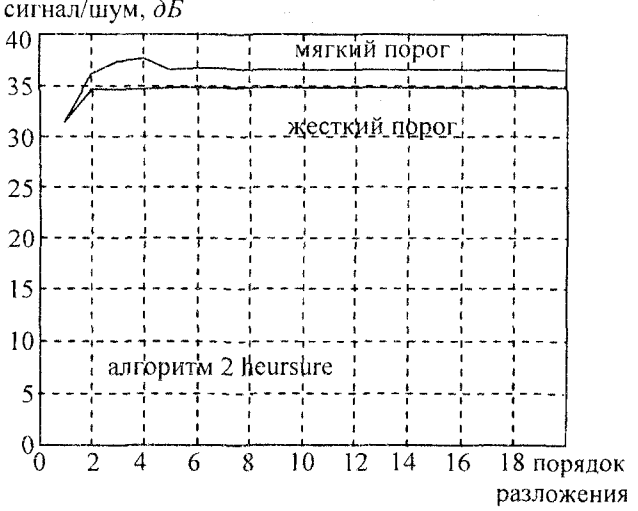


Рис. 8

На рис. 5 представлены графики зависимостей соотношения сигнал/шум от порядка разложения для мягкого и жесткого порога ограничения детализирующих коэффициентов для случая вычисления уровня ограничения по минимаксному алгоритму (minimaxi), на рис. 6 – тоже для алгоритма Штейна несмещенной оценки риска (rigrsure), на рис. 7 – для алгоритма инверсного порога (sqtwolog), на рис. 8 – для эвристического алгоритма Штейна (heursure).

На рис. 9 представлено семейство графиков зависимостей отношения сигнал/шум от порядка разложения при мягком пороге для алгоритмов 1 – 4, а на рис. 10 тоже для жесткого порога.

Сигнал/шум после вейвлет-фильтрации, *дБ*									
Алгоритм выбора порога		sqtwolog		heursure		minimaxi		rigrsure	
Тип - порога		жесткий	мягкий	жесткий	мягкий	жесткий	мягкий	жесткий	мягкий
Порядок	1	31,403	31,403	31,403	31,403	28,711	31,258	28,102	31,088
	2	36,489	31,021	34,629	36,226	31,937	35,043	30,311	35,720
	3	36,742	26,399	34,699	37,420	32,624	33,465	30,356	36,851
	4	34,792	22,704	34,709	37,640	33,023	30,748	30,363	37,060
	5	33,667	20,230	34,764	36,529	32,617	28,444	30,399	36,008
	6	33,767	19,561	34,774	36,617	32,710	28,031	30,405	36,091
	7	34,049	19,230	34,774	36,688	32,710	27,936	30,604	35,786
	8	33,531	19,127	34,774	36,577	32,255	27,755	30,234	35,465
	9	33,572	19,129	34,774	36,577	32,291	27,768	30,263	35,516
	10	33,572	19,126	34,774	36,577	32,291	27,764	30,263	35,516

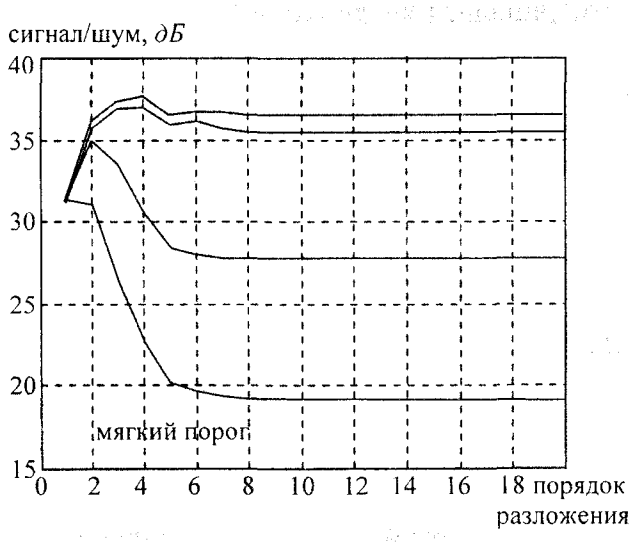


Рис. 9

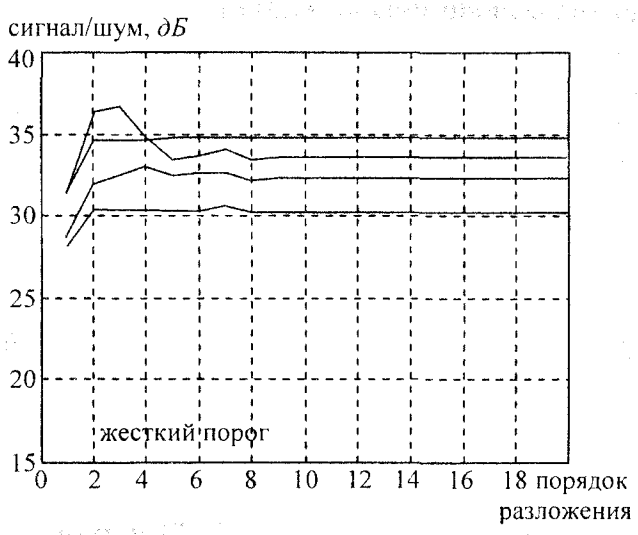


Рис. 10

Из анализа полученных результатов исследования можно сделать следующие выводы по эффективности фильтрации сигналов в ВОСС с помощью вейвлет-преобразований:

1. Для цифровых сигналов в качестве базиса вейвлет-преобразования обеспечивающего эффективное подавление шумов, можно рекомендовать базис Хаара.

2. Выбор порядка разложения существенно влияет на эффективность фильтрации. Для значения порядка от 2 до 6 фильтрация наиболее эффективна, при порядке более 6 фильтрация не приводит к улучшению соотношения сигнал/шум.

3. Для фиксированного инверсного алгоритма вычисления порога можно рекомендовать применение жесткого порога ограничения детализирующих коэффициентов.

4. Для адаптивных алгоритмов Штейна и фиксированного минимаксного вычисления порога можно рекомендовать использование мягкого порога ограничения детализирующих коэффициентов. Причем при мягком пороге наилучший показатель по соотношению сигнал/шум у эвристического варианта алгоритма Штейна, который является лучшим из всех

Список литературы: 1. *Тсанга У.* Техника оптической связи. Фотоприемники. Пер. с англ. Под ред. М.А.Тришенкова М.: Мир, 1988. 528 с. 2. *Henry Ott* Noise Reduction Techniques in Electronic Systems, Wiley, 2d Ed., 1988. 3. *Richard J. Higgins*, Digital Signal Processing in VLSI, Prentice-Hall, 1990. 4. *Воробьев В.И., Грибунин В.Г.* Теория и практика вейвлет-преобразований. С. Пб.: ВУС.1999. 5. *Добеши И.* Десять лекций по вейвлетам: Пер. с англ. Мищенко Е. В.Под ред. Петухова А.П. М.:РХД, 2001. 6 *Дьяконов В.П.* Вейвлеты. От теории к практике. М.: СОЛОН-Р, 2002. 448 с. 7. *Гауэр. Д.* Оптические системы связи. М.: Радио и связь, 1989. 504с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 20.12.2005

УДК 621.391

А.В. ЛЕМЕШКО, д-р техн. наук, О.Ю. ЕВСЕЕВА, канд. техн. наук, Д.В. СИМОНЕНКО,

ИГРОВАЯ ТРАКТОВКА ЗАДАЧИ ИЕРАРХИЧЕСКО-КООРДИНАЦИОННОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ В ТЕРРИТОРИАЛЬНО-РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

Введение

Современные территориально-распределенные телекоммуникационные системы (ТКС) характеризуются иерархическим структурно-функциональным построением. Необходимость иерархического строения ТКС продиктована необходимостью повышения, во-первых, масштабируемости решений по управлению трафиком, маршрутизацией, сетевыми ресурсами, а во-вторых, показателей надежности (живучести), качества обслуживания и производительности системы в целом. В этой связи ряд наиболее распространенных сетевых технологий, таких как IP (Internet Protocol), ATM (Asynchronous Transfer Mode) и MPLS (MultiProtocol Label Switching), поддерживают в том или ином виде многоуровневые решения в области маршрутизации. Например: в рамках технологии IP телекоммуникационная система на структурном уровне декомпозицируется на автономные системы, а маршрутизирующие протоколы функционально подразделяются на IGP (Interior Gateway Protocols) и EGP (Exterior Gateway Protocol) группы [1, 2]. В ATM-сетях также предусмотрено деление на кластеры узлов сети (peer group) с использованием протоколов иерархической маршрутизации PNNI (Private Network-to-Network Interface) или I-PNNI (Integrated PNNI) [3, 4]. При этом допустимые размеры автономной системы или кластера сетевых узлов определяются объемом памяти и вычислительной мощностью маршрутизаторов (коммутаторов), что позволяет проектировать и эксплуатировать ТКС достаточно высокой размерности.

Отличительной особенностью иерархических систем управления является присутствие нескольких центров принятия решений, то есть расчет маршрутных таблиц происходит одновременно на нескольких маршрутизаторах, которые функционируют в интересах той или иной подсети (кластера или автономной системы). Эффективность функционирования иерархических ТКС во многом определяется качеством решения задач координации тех решений, которые получены в подсетях с целью недопущения (устранения) перегрузки сетевых (буферных и канальных) ресурсов между подсетями. К сожалению, декларирование реализации принципов иерархической маршрутизации в IP и ATM технологиях не снимает общей проблемы получения скоординированных решений, т.к. распределение функций между протоколами IGP и EGP маршрутизации носит преимущественно статический и эвристический характер [2], а моделирование кластеров сети в виде логических узлов верхнего уровня маршрутизации в протоколе PNNI значительно огрубляет получаемые решения [5]. В этой связи актуальной представляется задача выбора или разработки адекватных математических моделей и методов иерархической маршрутизации в ТКС, обеспечивающих динамическую координацию решений, полученных в подсетях.

Выбор математической модели маршрутизации в ТКС и ее декомпозиционное представление

Математическое описание ТКС в соответствии с реализацией требований системного подхода должно сопровождаться разработкой системы моделей, каждая из которых отображает одну или несколько сторон функционирования сети. Структура ТКС может быть представлена в виде неориентированного графа $\Gamma(V, D)$ (рис.1). Множество вершин $\{V\}$ данного графа составляют узлы (маршрутизаторы) ТКС ($V_j, j = \overline{1, N}$), N – общее число узлов; $\{D\}$ – множество трактов передачи между узлами ТКС ($D_{i,j}; i, j = \overline{1, N}; i \neq j$). В соответствии с иерархическим представлением сети в виде совокупности взаимодействующих Q подсетей,

представим каждую из них в виде подграфа $\Gamma_q(V_{(q)}, D_{(q)})$ графа $\Gamma(V, D)$, в котором $V_{(q)}$ – подмножество узлов, образующих q-ю подсеть ТКС с количеством узлов в ней – N_q. Кроме того, $D_{(q)}$ – множество трактов передачи ТКС, инцидентных узлам q-й подсети.

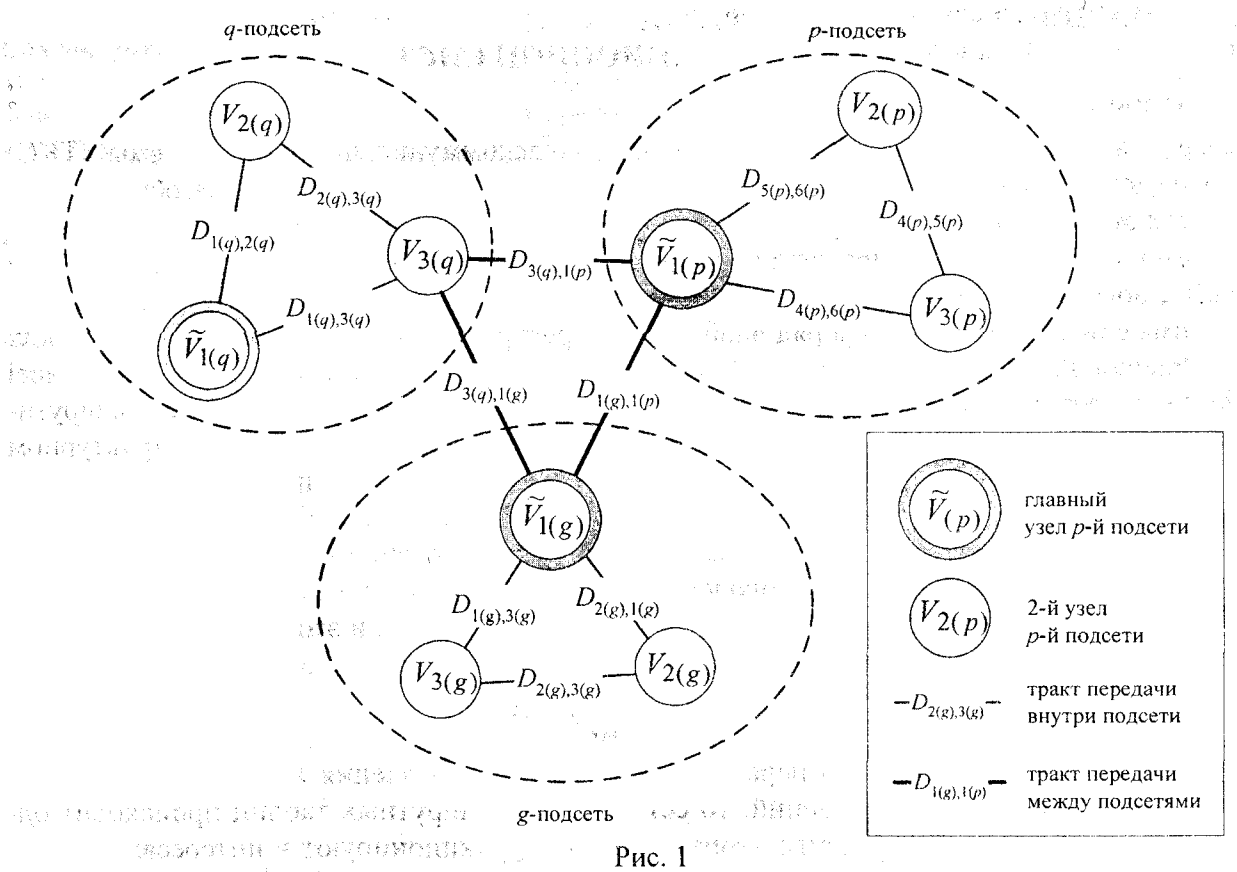


Рис. 1

С учетом динамического характера процессов информационного обмена и маршрутизации в территориально-распределенных ТКС ее функциональная модель может быть представлена системой неавтономных разностных уравнений состояния системы вида [6, 7]

$$x_{i(q),j(g)}(k+1) = x_{i(q),j(g)}(k) - \sum_{\substack{V_i \in V_q \\ l \neq i(q)}}^{N_q} b_{i(q),l}(k) u_{i(q),l}^{j(g)}(k) + \sum_{\substack{V_i \in V_q \\ m \neq i(q),j(g)}}^{N_q} b_{m,i(q)}(k) u_{m,i(q)}^{j(g)}(k) +$$

$$+ \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq q}}^{Q} \left[\sum_{\substack{V_n \in V^p \\ n \neq j(g)}}^{N} b_{n,i(q)}(k) u_{n,i(q)}^{j(g)}(k) - \sum_{V_r \in V_q}^{N} b_{i(q),r}(k) u_{i(q),r}^{j(g)}(k) \right] + y_{i(q),j(g)}(k), \qquad (1)$$

где $b_{m,i(q)}(k) = c_{m,i(q)}(k)\Delta t$, $y_{i(q),j(g)}(k) = \xi_{i(q),j(g)}(k)$ ($\Delta t = t_{k+1} - t_k$); $x_{i(q),j(g)}(k)$ – объем данных, находящихся на узле $V_{i(q)}$ и предназначенных для передачи узлу $V_{j(g)}$ в момент времени t_k; $u_{i(q),l(g)}^{j(p)}(k)$ – доля пропускной способности тракта передачи $D_{i(q),l(g)}$, выделенная информационному потоку с адресом $V_{j(p)}$ в момент времени t_k и трактуемая в дальнейшем как маршрутная управляемая переменная; $c_{i(q),j(p)}(k)$ – скорость передачи данных от узла $V_{i(q)}$ к узлу $V_{j(g)}$ в момент времени t_k в тракте $D_{i(q),j(g)}$; $\xi_{i(q),j(g)}(k)$ – интенсивность поступления данных на узлы ТКС в момент времени t_k с адресатом узла $V_{j(g)}$.

Система скалярных уравнений динамики информационного обмена между отдельными

узлами q-й подсети ($q=\overline{1,Q}$) (1) может быть представлена в векторно-матричном виде, характеризующем динамику информационного обмена в рамках q-й подсети

$$X_q(k+1)=X_q(k)+B'_q(k)U'_q(k)+B''_q(k)U''_q(k)+Y_q(k), \qquad (2)$$

где $X_q(k)$ – вектор состояния q-й подсети ($q=\overline{1,Q}$), который объединяет переменные $x_{i,j}(k)$ такие, что $V_i \in V_{(q)}$, $V_j \in V$ и имеет размерность $N_q(N-1)$; $U'_q(k)$ – вектор управления маршрутами в q-й подсети, объединяющий переменные $u^j_{i,l}(k)$ такие, что $V_i, V_l \in V_{(q)}$, $V_j \in V$, $i \neq l, j$; $U''_q(k)$ – вектор управления взаимодействием q-й подсети с другими подсетями, объединяющий переменные $u^j_{i,l}(k)$ такие, что $V_i \in V_{(q)}$, $V_l \in V_{(g)}$, $q \neq g$, $V_j \in V$; матрицы $B'_q(k)$ и $B''_q(k)$ формируются на основе величин $\pm b_{i(q),j(q)}(k)$ в уравнении (1) (матрица $B'_q(k)$) и $\pm b_{i(q),j(g)}(k)$, $q \neq g$ в уравнении (1) (матрица $B''_q(k)$).

Причем $U'_q(k)$ – вектор управления маршрутами передачи данных в q-й подсети размерности $N_q(N_q-1)(N-1)$; $U''_q(k)$ – вектор взаимодействия между узлами q-й подсети ТКС и узлами других подсетей размерности $2N_q(N-N_q)(N-1)$, рассчитываемый в q-й подсети.

Система уравнений (2) может быть обобщена и представлена в виде

$$X(k+1)=X(k)+\sum_{q=1}^{Q} B_q(k)U_q(k)+Y(k), \qquad (3)$$

где матрица $B_q=\left[B'_q, B''_q\right]$ имеет блочную структуру, а векторы состояния ТКС и управления маршрутами представляются в виде

$$X(k)=\begin{bmatrix} X_1(k) \\ \cdot \\ X_q(k) \\ \cdot \\ X_Q(k) \end{bmatrix} \text{ и } U_q(k)=\begin{bmatrix} U'_q(k) \\ U''_q(k) \end{bmatrix}.$$

С целью предотвращения перегрузки сетевых элементов (узлов и трактов передачи) на переменные состояния и управления накладываются ограничения вида

$$0 \le x_{i(q),j(g)}(k) \le x^{\max}_{i(q),j(g)}, \qquad (4)$$

$$0 \le u^{j(g)}_{i(q),l}(k), \ \sum_{j=1}^{N} u^{l}_{i(q),l}(k) \le 1, \qquad (5)$$

где $x^{\max}_{i(q),j(g)}$ – емкость буфера очередей на узле $V_{i(q)}$ для данных с адресатом $V_{j(g)}$.

Исходя из условия идентичности управления общими (совместными) сетевыми ресурсами маршрутизаторами различных подсетей на вектор взаимодействия подсетей накладываются ограничения вида [7]

$$U''_q(k)=\sum_{p=1}^{Q} F_{qp}U''_p(k), \qquad (6)$$

где F_{qp} – матрица, определяющая взаимосвязь между векторами взаимодействия q-й и p-й подсетей, элементы которой выбираются из условия равенства соответствующих компонент векторов $U''_q(k)$ и $U''_p(k)$.

Таким образом, задача иерархическо-координационной (ИК) маршрутизации свелась к задаче оптимального управления, связанной с расчетом векторов $U'_q(k)$ и $U''_q(k)$ в соответствии с ограничением на взаимодействие подсетей (6).

Игровая постановка задачи иерархическо-координационной маршрутизации в ТКС

В связи с тем, что вектор $U_q(k)$ составляют основу маршрутных таблиц q-й подсети, его расчет в целом или расчет его отдельных координат для обеспечения необходимой масштабируемости получаемых решений должен осуществляться на главных маршрутизаторах $\widetilde{V}_{(q)}$ ($q=\overline{1,Q}$). При этом, каждый маршрутизатор $\widetilde{V}_{(q)}$ ($q=\overline{1,Q}$) стремится максимизировать (минимизировать) свою целевую функцию (функционал), связанный, например, с повышением производительности подсети или снижением стоимости используемых сетевых (буферных и канальных) ресурсов. Выполнение условия (6) гарантирует отсутствие перегрузки межсетевых канальных ресурсов. Таким образом, задача иерархическо-координационной маршрутизации приобретает игровой вид, а известные ранее методы ИК-маршрутизации представляют собой частные случаи формализации исхода неантоганистической рекурсивной игры с векторными критериями [12–14], где в качестве игроков выступают отдельные сетевые узлы (главные маршрутизаторы) телекоммуникационной системы. Ниже остановимся на определении места в классификации игр, характер которых определяется тем или иным методом решения ИК-маршутизации.

Решение задачи иерархическо-координационной маршрутизации в рамках вышеприведенной модели ТКС в работах [7–9] сводилось в том или ином виде к минимизации следующего квадратичного целевого функционала:

$$J=\sum_{q=1}^{Q}\sum_{k=0}^{a-1}\left\{X_q^T(k)W_q^xX_q(k)+U_q'^T(k)W_q'U_q'(k)+U_q''^T(k)W_q''U_q''(k)\right\}, \qquad (7)$$

где параметр a характеризует количество периодов перерасчета маршрутных таблиц в рамках периода прогнозирования предполагаемого состояния системы T ($T=a\Delta t$); W_q^x – диагональная неотрицательно определенная весовая матрица, определяемая приоритетностью очередей на узлах q-й подсети; W_q' и W_q'' – диагональные неотрицательно определенные весовые матрицы, определяемые важностью отдельных трактов передачи q-й подсети и между подсетями ТКС ($q=\overline{1,Q}$) соответственно.

Решение поставленной оптимизационной задачи, связанной с минимизацией функционала (7) при наличии ограничений (3)-(6), удалось обеспечить декомпозиционными методами, согласующимися с иерархической моделью ТКС и сочетающими преимущества прямых и непрямых методов оптимизации. Декомпозиционные методы обеспечивают решение исходной задачи минимизации с помощью многоуровневой вычислительной структуры, в которой задачи, решаемые на каждом из уровней, являются более простыми по сравнению с исходной. Таким образом, их использование нацеливает на значительное снижение вычислительных затрат при расчете управляющих переменных прежде всего за счет возможности реализации распределенных вычислений и/или распараллеливания вычислений. В работах [7-9] предложены двухуровневые методы решения задач иерархическо-координационной маршрутизации (рис.2) с выделением одного координатора решений маршрутных задач по подсетям ТКС в целом. Для координации решений маршрутных задач по подсетям в работе [8] использовался принцип прогнозирования взаимодействий, в работе [9] – принцип оценки взаимодействий, в работе [7] применялся принцип целевой координации.

При использовании метода целевой координации для решения задачи минимизации функционала (7) необходимо максимизировать по λ функцию $\Phi(\lambda)$, где

$$\Phi(\lambda)=\min_{x,u}L(X,U,\lambda), \qquad (8)$$

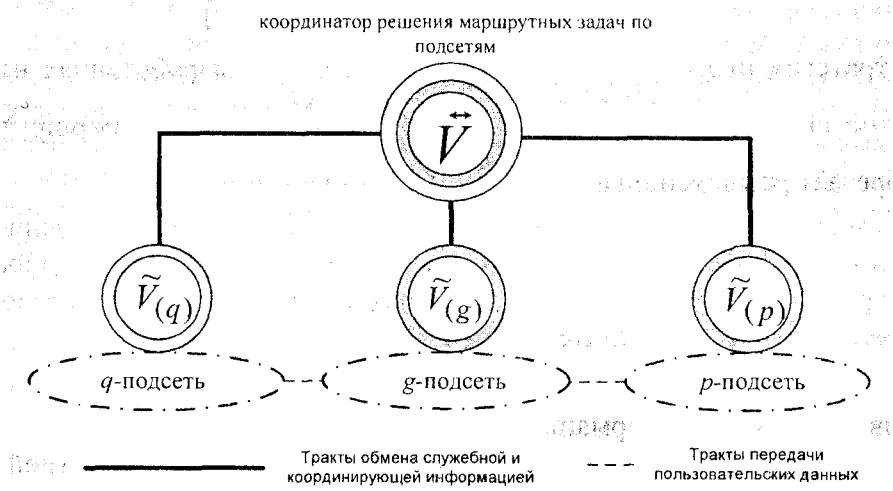


Рис. 2

в соответствии с ограничениями (4, 5), а также динамическими ограничениями (3). При этом

$$L(X,U,\lambda)=\sum_{q=1}^{Q}\sum_{k=0}^{a-1}\left\{X_q^T(k)W_q^x X_q+U_q'^T(k)W_q'U_q'(k)+U_q''^T(k)W_q''U_q''(k)+\right.$$
$$\left.+\lambda_q^T(k)\left[U_q''(k)-\sum_{p=1}^{Q}F_{qp}U_p''(k)\right]\right\}=\sum_{q=1}^{Q}L_q, \qquad (9)$$

$$L_q=\sum_{k=0}^{a-1}\left\{X_q^T(k)W_q^x X_q+U_q'^T(k)W_q'U_q'(k)+U_q''^T(k)W_q''U_q''(k)+U_q''(k)\left[\lambda_q(k)-\sum_{p=1}^{Q}\lambda_p^T(k)F_{pq}\right]\right\} \qquad (10)$$

с учетом того, что $\sum_{q=1}^{Q}\lambda_q^T\sum_{p=1}^{Q}F_{qp}U_p''(k)=\sum_{q=1}^{Q}\sum_{p=1}^{Q}\lambda_p^T F_{pq}U_q''(k)$.

Решение поставленной задачи, связанной с расчетом $U_q'(k)$ и $U_q''(k)$, методом целевой координации сводится к игре, в ходе которой выделяется $Q+1$ игроков. В качестве игроков выступают главные маршрутизаторы и один координатор. Игра классифицируется как неантоганистическая коалиционная игра, которая носит четко выраженный динамический характер. Динамический характер игры определяет итерационность процесса координации решений маршрутных задач по подсетям.

Первый ход одновременно проводят игроки-маршрутизаторы $\tilde{V}_{(q)}$ коалиции путем расчета векторов

$$U_q(k)=\begin{bmatrix}U_q'(k)\\U_q''(k)\end{bmatrix}\ (q=\overline{1,Q})$$

за счет минимизации лагранжиана (10). При этом вектор $U_q(k)$ полностью определяет стратегию игрока $\tilde{V}_{(q)}$, а лагранжиан (10) обуславливает общий вид функции выигрыша (проигрыша) q-го игрока. Следующий ход производит координатор $\ddot{V}_{(q)}$, определяя множество векторов множителей Лагранжа $\lambda_q(k)$ $(q=\overline{1,Q})$ с использованием процедур градиентного типа

Таким образом, задача иерархическо-координационной (ИК) маршрутизации свелась к задаче оптимального управления, связанной с расчетом векторов $U'_q(k)$ и $U''_q(k)$ в соответствии с ограничением на взаимодействие подсетей (6).

Игровая постановка задачи иерархическо-координационной маршрутизации в ТКС

В связи с тем, что вектор $U_q(k)$ составляют основу маршрутных таблиц q-й подсети, его расчет в целом или расчет его отдельных координат для обеспечения необходимой масштабируемости получаемых решений должен осуществляться на главных маршрутизаторах $\widetilde{V}_{(q)}$ ($q=\overline{1,Q}$). При этом, каждый маршрутизатор $\widetilde{V}_{(q)}$ ($q=\overline{1,Q}$) стремится максимизировать (минимизировать) свою целевую функцию (функционал), связанный, например, с повышением производительности подсети или снижением стоимости используемых сетевых (буферных и канальных) ресурсов. Выполнение условия (6) гарантирует отсутствие перегрузки межсетевых канальных ресурсов. Таким образом, задача иерархическо-координационной маршрутизации приобретает игровой вид, а известные ранее методы ИК-маршрутизации представляют собой частные случаи формализации исхода неантоганистической рекурсивной игры с векторными критериями [12–14], где в качестве игроков выступают отдельные сетевые узлы (главные маршрутизаторы) телекоммуникационной системы. Ниже остановимся на определении места в классификации игр, характер которых определяется тем или иным методом решения ИК-маршутизации.

Решение задачи иерархическо-координационной маршрутизации в рамках вышеприведенной модели ТКС в работах [7–9] сводилось в том или ином виде к минимизации следующего квадратичного целевого функционала:

$$J=\sum_{q=1}^{Q}\sum_{k=0}^{a-1}\left\{X_q^T(k)W_q^xX_q(k)+U_q'^T(k)W_q'U_q'(k)+U_q''^T(k)W_q''U_q''(k)\right\}, \qquad (7)$$

где параметр a характеризует количество периодов перерасчета маршрутных таблиц в рамках периода прогнозирования предполагаемого состояния системы T ($T=a\Delta t$); W_q^x – диагональная неотрицательно определенная весовая матрица, определяемая приоритетностью очередей на узлах q-й подсети; W_q' и W_q'' – диагональные неотрицательно определенные весовые матрицы, определяемые важностью отдельных трактов передачи q-й подсети и между подсетями ТКС ($q=\overline{1,Q}$) соответственно.

Решение поставленной оптимизационной задачи, связанной с минимизацией функционала (7) при наличии ограничений (3)-(6), удалось обеспечить декомпозиционными методами, согласующимися с иерархической моделью ТКС и сочетающими преимущества прямых и непрямых методов оптимизации. Декомпозиционные методы обеспечивают решение исходной задачи минимизации с помощью многоуровневой вычислительной структуры, в которой задачи, решаемые на каждом из уровней, являются более простыми по сравнению с исходной. Таким образом, их использование нацеливает на значительное снижение вычислительных затрат при расчете управляющих переменных прежде всего за счет возможности реализации распределенных вычислений и/или распараллеливания вычислений. В работах [7-9] предложены двухуровневые методы решения задач иерархическо-координационной маршрутизации (рис.2) с выделением одного координатора решений маршрутных задач по подсетям ТКС в целом. Для координации решений маршрутных задач по подсетям в работе [8] использовался принцип прогнозирования взаимодействий, в работе [9] – принцип оценки взаимодействий, в работе [7] применялся принцип целевой координации.

При использовании метода целевой координации для решения задачи минимизации функционала (7) необходимо максимизировать по λ функцию $\Phi(\lambda)$, где

$$\Phi(\lambda)=\min_{X,U}L(X,U,\lambda), \qquad (8)$$

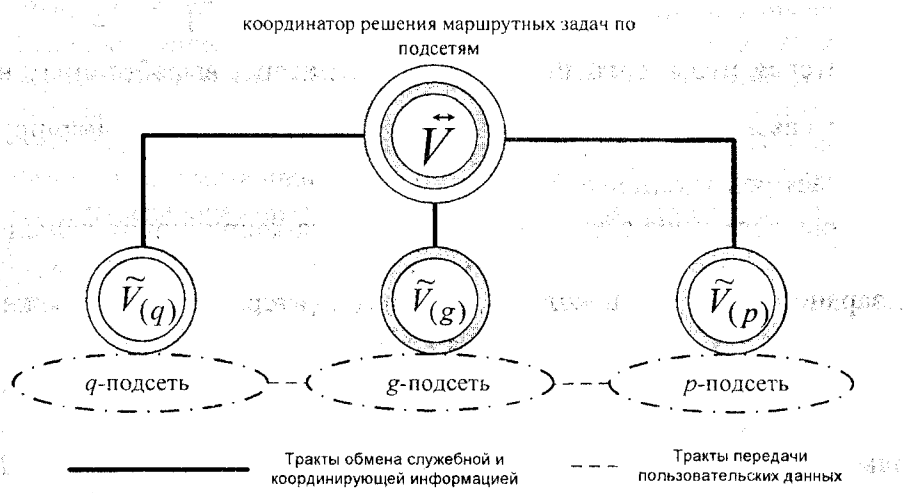


Рис. 2

в соответствии с ограничениями (4, 5), а также динамическими ограничениями (3). При этом

$$L(X,U,\lambda)=\sum_{q=1}^{Q}\sum_{k=0}^{a-1}\left\{X_q^T(k)W_q^x X_q+U_q'^T(k)W_q'U_q'(k)+U_q''^T(k)W_q''U_q''(k)+\right.$$
$$\left.+\lambda_q^T(k)\left[U_q''(k)-\sum_{p=1}^{Q}F_{qp}U_p''(k)\right]\right\}=\sum_{q=1}^{Q}L_q, \qquad (9)$$

$$L_q=\sum_{k=0}^{a-1}\left\{X_q^T(k)W_q^x X_q+U_q'^T(k)W_q'U_q'(k)+U_q''^T(k)W_q''U_q''(k)+U_q''(k)\left[\lambda_q(k)-\sum_{p=1}^{Q}\lambda_p^T(k)F_{pq}\right]\right\} \qquad (10)$$

с учетом того, что $\sum_{q=1}^{Q}\lambda_q^T\sum_{p=1}^{Q}F_{qp}U_p''(k)=\sum_{q=1}^{Q}\sum_{p=1}^{Q}\lambda_p^T F_{pq}U_q''(k)$.

Решение поставленной задачи, связанной с расчетом $U_q'(k)$ и $U_q''(k)$, методом целевой координации сводится к игре, в ходе которой выделяется $Q+1$ игроков. В качестве игроков выступают главные маршрутизаторы и один координатор. Игра классифицируется как неантоганистическая коалиционная игра, которая носит четко выраженный динамический характер. Динамический характер игры определяет итерационность процесса координации решений маршрутных задач по подсетям.

Первый ход одновременно проводят игроки-маршрутизаторы $\tilde{V}_{(q)}$ коалиции путем расчета векторов

$$U_q(k)=\begin{bmatrix}U_q'(k)\\U_q''(k)\end{bmatrix}\ (q=\overline{1,Q})$$

за счет минимизации лагранжиана (10). При этом вектор $U_q(k)$ полностью определяет стратегию игрока $\tilde{V}_{(q)}$, а лагранжиан (10) обуславливает общий вид функции выигрыша (проигрыша) q-го игрока. Следующий ход производит координатор $\tilde{V}_{(q)}$, определяя множество векторов множителей Лагранжа $\lambda_q(k)$ $(q=\overline{1,Q})$ с использованием процедур градиентного типа

$$\nabla\Phi(\lambda)\Big|_{\lambda=\lambda^*} = \left[U_q''(k) - \sum_{p=1}^{Q} F_{qp} U_p''^*(k)\right]^T, \qquad (11)$$

где $U_q''^*(k)$ – стратегия игры q-го игрока-маршрутизатора, выработанная на предыдущем шаге игры. В этой связи, игра для участников коалиции из игроков-маршрутизаторов $\tilde{V}_{(q)}$ ($q = \overline{1,Q}$) приобретает рефлексивный вид.

Окончание игры, связанное с завершением процесса координации решения маршрутных задач по подсетям, определяется близостью к нулю градиента (11). Таким образом, в рамках данной игры, заранее определить количество шагов (итераций) невозможно. Кроме того, вектор $U_q''(k)$ реализуем только по окончании процесса координации, что в случае низкой сходимости координационных процедур связано с необходимостью передачи в ТКС значительных объемов служебной информации.

При использовании метода прогнозирования взаимодействий стратегией координатора $\tilde{V}_{(q)}$ уже являются множество векторов $U_q''(k)$ ($q = \overline{1,Q}$), а векторы $U_q'(k)$ определяют стратегии игроков-маршрутизаторов $\tilde{V}_{(q)}$ ($q = \overline{1,Q}$). Игра также носит динамический, но нерефлексивным характер. В отличие от предыдущего случая длительность игры можно заранее указать, т.к. вектор $U_q''(k)$, определяющий маршрутизацию на межсетевом участке, всегда является реализуемым в том смысле, что созданные на их основе таблицы маршрутизации могут быть использованы для организации информационного обмена в течение текущего интервала перерасчета. Это позволяет реализовать «линейную» или секвенционную координацию, заметно снижая, тем самым, объем передаваемой служебной информации.

Действенность метода прогнозирования взаимодействий зависит от точности предсказания решения маршрутных задач между подсетями или, в более широком смысле, – от влияния ошибок прогнозирования, оказывающих определяющее влияние на скорость сходимости координационных. При реализации данного метода по сравнению с методом целевой координации усложняется алгоритмическое и программное обеспечение маршрутизаторов координирующего уровня, но упрощаются задачи маршрутизаторов подсетей.

Выводы

Таким образом, игровая трактовка позволяет, с одной стороны, обобщить и систематизировать известные методы решения задач иерархическо-координационной маршрутизации, а с другой – открывает дополнительные возможности для разработки новых методов ИК-маршрутизации. Эти методы, в отличие от ранее известных, обеспечат учет таких важных особенностей процесса координирования как образование коалиции игроков, кооперативный характер игры, что в конечном итоге позволит получить более высокие показатели качества и оперативности решений со снижением объемов служебного трафика.

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 издание: Пер. с англ. М.: Изд. дом "Вильяме", 2001. 448 с. 3. *Денисова Т.Б., Лихтциндер Б.Я., Назаров А.Н., Симонов М.В., Фомичев С.М.* Мультисервисные АТМ сети. М.: Эко Трендз, 2005. 320 с. 4. *Chen-Khong T., Jianning M., Lawrence W. C.* A QoS-based routing algorithm for PNNI ATM networks // Comput. Commun. 2002. Vol.25, № 7. P. 714-729. 5. *Гуськов В. И.* I-PNNI - интегрированный протокол маршрутизации // Сети и системы связи. 1996. №8. С. 16-18. 6. *Segall A.* The modeling of adaptive routing in data-communications networks // IEEE Trans. on communications, 1975. Vol. 25. №1. P. 85-95. 7. *Лемешко А.В.* Алгоритм иерархическо-координационного управления информационным обменом в сети передачи данных // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии: Сб. науч. тр. ХАИ. Харьков: ХАИ, 1998. Вып. 1. С. 323-328. 8. *Беленков А.Г., Евсеева О.Ю., Лемешко А.В.* Метод распределения нагрузки в иерархических телекоммуникационных сетях на базе декомпозиционных принципов предсказания взаимодействий и целевой координации // Праці УНДІРТ. 2005.

№2(42). С. 11-16. 9. *Евсеєва О.Ю., Беленков А.Г., Алексеев С.В.* Распределение загрузки в иерархических телекоммуникационніх сетях декомпозиционным методом // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С. 63-70. 10. *Сингх М., Титли А.* Системы: декомпозиция, оптимизация и управление. М.: Машиностроение, 1986. 494 с. 11. *Месарович М., Мако Д., Такахара И.* Теория иерархических многоуровневых систем. М.: Мир, 1973. 344 с. 12. *Красовский Н.Н., Субботин А.И.* Позиционные дифференциальные игры. М.: Наука, 1974. 456 с. 13. *Клейменов А.Ф.* Универсальное решение в неантоганистической позиционной дифференциальной игре с векторными критериями // Труды института математики и механики УрО РАН. Т.1, 1992. С. 97-105. 14. *Петросян Л.А., Данилов Н.Н.* Кооперативные дифференциальные игры и их приложения. Томск: Изд-во Томск. ун-та, 1985. 276 с. 15. *Вайсборд Э.М., Жуковский В.И.* Введение в дифференциальные игры нескольких лиц и их приложения. М: Сов. радио, 1980. 304 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 09.02.2006

УДК 621.396.962

И.В. БУНЯЕВА, А.П. ВЕРЕЩАК канд. техн. наук, А.А. ЗЕЛЕНСКИЙ, д-р техн. наук

ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ГРУППИРОВКИ СПУТНИКОВ

Введение

В настоящее время для дистанционного зондирования поверхности Земли из космоса широкое применение находят пассивные радиометрические системы, измеряющие распределение интенсивности радиотеплового излучения поверхности в различных участках спектра электромагнитного излучения.

Вместе с тем радиометрические системы в настоящее время существенно уступают датчикам оптического и инфракрасного диапазонов, а также активным радиолокационным системам с синтезированием аперуры в части разрешающей способности. Последнее связано с ограниченными техническими возможностями по развертыванию на орбите антенн необходимых размеров.

Весьма критичным параметром при радиометрии с низких околоземных орбит является также и чувствительность радиометрических систем. Это связано с тем, что из-за высоких скоростей движения космических аппаратов (более 7 км/сек) не удается в типовых радиометрах обеспечить достаточно длительное накопление принимаемых сигналов. Более того, с увеличением разрешающей способности время накопления и, следовательно, чувствительность таких систем приходится уменьшать, поскольку уменьшается время нахождения космического аппарата над соответствующим элементом разрешения. Определенный эффект в направлении улучшения разрешающей способности радиометрических систем дает использование в их составе в качестве приемных антенн разреженных антенных решеток с большими размерами, определяющими разрешающую способность системы, но малой физической площадью и, следовательно, весом (см., например, [2,5,6]). Следующим шагом в повышении разрешающей способности радиометров является использование инструментов со сверхбольшими базами, элементы которых размещены на отдельных спутниках, образующих единую группировку, единую, большую антенную решетку [8]. С точки зрения реализуемости системы наиболее сложной оказывается проблема координатно-временного обеспечения такой группировки - взаимное положение фазовых центров антенн должно быть известно с точностью до долей длины волны принимаемого излучения, а шкалы времени должны быть сведены с точностью до долей периода принимаемых колебаний [8,9].

В этой связи значительный интерес представляет задача синтеза алгоритмов обработки радиотепловых сигналов в радиометрической системе на основе простейшей группировки спутников, в условиях пониженных требований к координатно-временному обеспечению системы в целом.

Ниже получены два алгоритма обработки сигналов, принимаемых простейшим двухантенным радиометром - интерферометром со сверхбольшой базой в условиях пониженных требований к качеству координатно-временного обеспечения его элементов. Первый алгоритм ориентирован на реализацию с помощью простейшего интерферометра с апертурными антеннами на концах базы. Второй предполагает использование на концах базы линейных антенных решеток. Представлен анализ функции неопределенности (импульсной характеристики), разрешающей способности, и радиометрической чувствительности обоих вариантов радиометра. Возможности таких инструментов демонстрируются на примере радиометра L - диапазона.

Постановка задачи

Геометрия задачи изображена на рис.1. Для упрощения, без потери общности, Земля предполагается плоской. Излучающая поверхность S с элементом $\Delta S = \Delta x \Delta y$ параллельна плоскости xoy. В этой плоскости находятся две антенны, размещенные на двух спутниках с

высотой орбиты $z = h$, перемещающихся с постоянной скоростью V вдоль оси x. Положение фазовых центров антенн 1 и 2 определяется векторами $\overline{R}_1(t) = (Vt, -D/2, 0)$ и $\overline{R}_2(t) = (Vt, D/2, 0)$, где D – база интерферометра.

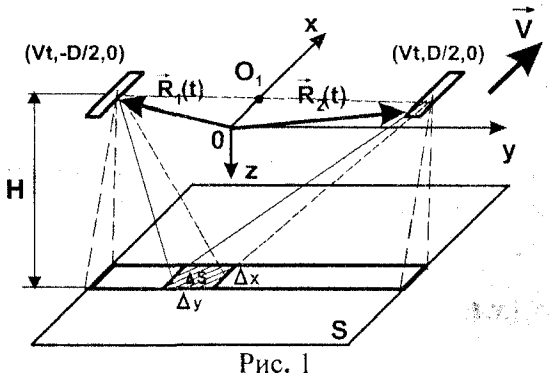


Рис. 1

Координаты излучающего элемента ΔS заданы вектором $\overline{R}\,(\overline{R}_S = (x, y))$ в плоскости S в пределах полосы обзора шириной Y. Положение центра O_1 интерферометра относительно элемента ΔS определяется вектором $\overline{R}_0(t) = \overline{R} - V_0 t$, а направление на ΔS - единичным вектором $\overline{\theta}_0(x, y, t) = \overline{R}_0(x, y, t) / |\overline{R}_0(x, y, t)|$ или его проекцией $\overline{\theta}_0(x, y, t) = \theta_x(x, y, t), / \theta_y(x, y, t)$ на плоскость xoy.

В качестве антенн используются апертурные антенны или линейные активные антенные решетки. Соответственно антенны имеют один выход или группу выходов. К каждому выходу присоединены идентичные приемные устройства с частотными характеристиками $H(f)$ (центральная частота f_0 и эквивалентная шумовая полоса $2F$):

$$H(f) = \begin{cases} 1/2F, при |f - f_0| \le F \\ 0, при |f - f_0| > F \end{cases}. \qquad (1)$$

С центральной частотой f_0 и эквивалентной шумовой полосой $2F$. В единую радиометрическую систему оба спутника объединяются радиолинией, по которой сигналы, принятые на одном из них, передаются на другой для совместной обработки.

Излучение поверхности S будем характеризовать спектрально - пространственной плотностью $\dot{A}(x, y, f)$ комплексных амплитуд радиоизлучения в начале координат, являющейся нормальным случайным полем с нулевым средним и корреляционной функцией

$$\left\langle \dot{A}(x_1, y_1, f_1) \cdot \dot{A}^*(x_2, y_2, f_2) \right\rangle = \frac{B(x_1, y_1)}{4\pi(H^2 + y_1^2)} \delta(x_1 - x_2)\delta(y_1 - y_2)\delta(f_1 - f_2).$$

Функция $B(x, y)$ имеет смысл спектрально - пространственной плотности потока мощности (радиояркости) радиоизлучения, восходящего от точки с координатами (x, y) поверхности S. Величину $B(x, y)$ в пределах полосы пропускания радиометрической системы положим постоянной. Кроме того, положим для простоты, что излучение поверхности изотропно. Сигнал $\dot{S}_i(t)$, принимаемый i-м элементом интерферометра от поверхности S, определяется соотношением

$$\dot{S}_i(t) = \sqrt{G_0} \iint_{FS} F(x, y, t) \cdot \dot{A}(x, y, f) H(f) \exp\{-j2\pi f [t - R_i(x, y, t)/c]\} df dx dy . \qquad (2)$$

Здесь c – скорость света, G_0 – коэффициент усиления элемента интерферометра по мощности, $F(x,y,t)$ – диаграмма направленности антенны (или элемента антенной решетки), а $R_i(x,y,t)$ – модуль (длина) вектора $\overline{R}_i(x,y,t) = \overline{R} + \overline{R}_i(t)$.

На практике радиояркость $B(x,y)$ измеряется для счетного множества значений координат. Соответствующий шаг дискретизации по координатам (x,y) при этом выбирается равным разрешающей способности измерительной системы. Для такой ситуации более адекватной будет не континуальная (2), а дискретная модель принимаемого излучения. Поскольку, на каждом интервале обработки длительностью T осуществляется прием, фактически, только от полосы $\Delta x \times Y$ поверхности S, интегрирование в (2) по поверхности S может быть заменено однократным суммированием. При этом

$$\dot{S}_i(x,t) = \sqrt{G_0} \sum_{n=1}^{N} F(x,y_n,t) s_n(x, t - \tau_{in}(t)) . \qquad (3)$$

Здесь $s_n(x,t)$ – колебание, излучаемое n-м пикселем с координатами (x,y_n) в полосе частот приемных трактов;

$$s_n(x,t) = \int_F \dot{A}_\Delta(x,y_n,f) H(f) \exp\{-j2\pi f t\} df . \qquad (4)$$

$\dot{A}_\Delta(x,y_n,f) = \dot{A}_\Delta(x,y_n,f)\Delta S$ – спектральная плотность комплексной амплитуды излучения элемента разрешения ΔS (пикселя), $\Delta S = \Delta x \Delta y$, $\tau_{in}(t) = R_i(x,y_n,t)/c$. Суммирование ведется по всем $N = Y/\Delta y$ элементам разрешения, на которые разбивается полоса $\Delta x \times Y$.

Несложно убедиться, что колебание $s_n(x,t)$ является стационарным нормальным процессом с нулевым средним, корреляционной функцией $\left\langle s_i(x_1,t_1) \cdot s_n^*(x_2,t_2) \right\rangle$ и дисперсией (мощностью) $B_\Delta(x,y_n)$. Дисперсия равна (5) и пропорциональной усредненной по элементу разрешения яркости поверхности:

$$B_\Delta(x,y_n) = \frac{B(x,y_n)}{4\pi(H^2 + y_n^2)} \Delta S \cdot 2F = N_n(x) 2F . \qquad (5)$$

Здесь $N_n(x)$ – спектральная плотность мощности излучения, приходящего от пикселя с координатами (x,y_n). Кроме того, излучение несовпадающих элементов разрешения некоррелировано, т.е.

$$\left\langle s_i(x_1,t_1) \cdot s_n^*(x_2,t_2) \right\rangle = B_\Delta(x_1,y_n) \delta_{in} \rho(t_1 - t_2) \delta(x_1 - x_2), \qquad (6)$$

где δ_{in} – символ Кронекера, $\rho(t_1 - t_2)$ – автокорреляционная функция шумов.

Прием сигналов $\dot{S}_i(t)$ осуществляется на фоне нормальных помех $\dot{n}_i(t)$, обусловленных фоновым излучением поверхности, а также пересчитанными на выход элемента решетки тепловыми шумами приемного устройства. При этом $\langle \dot{n}_i(t) \rangle = 0$, а

$$\left\langle \dot{n}_i(t_1) \cdot \dot{n}_k^*(t_2) \right\rangle = N_0 \delta_{ik} \rho(t_1 - t_2) . \qquad (7)$$

Здесь N_0 – спектральная плотность мощности тепловых шумов приемников, $\rho(\tau) = R(\tau)\cos(2\pi f_0 \tau)$ – автокорреляционная функция шумов, определяемая частотной характеристикой $H(f)$ приемников. Отметим, что автокорреляционная функция полезных сигналов на выходах приемных каналов будет точно такой же. При этом

$$R(\tau) = \sin(2\pi F\tau)/(2\pi F\tau) = Sinc(2\pi F\tau) . \qquad (8)$$

Диапазон изменения индексов *(i,k)* в формулах (2) – (7) равен двум для системы с апертурными антеннами и удвоенному числу элементов в антенной решетке для систем с активными антенными решетками.

Шкалы времени на каждом спутнике сведены грубо, но так, что на интервале обработки можно полагать фазовый сдвиг между колебаниями гетеродинов постоянным.

Требуется по реализациям, наблюдаемым на выходах антенных каналов приема, сформировать оценку распределения радиояркости $\widetilde{B}_{\Delta}(x, y_n) = \widetilde{N}_n(x)2F$ или спектральной плотности $\widetilde{N}_n(x)$ излучения поверхности S на интервале наблюдения $t \in T$. Необходимо также определить характеристики этой оценки. Протяженность интервала наблюдения T определяется в данном случае временем нахождения элемента разрешения в диаграмме направленности приемной антенны.

Бистатический радиометр с апертурными антеннами

Алгоритм обработки. Укрупненная функциональная схема системы приведена на рис. 2. Апертурная линейная антенна 1, малошумящий усилитель 2, смеситель 3, опорный высокостабильный генератор 4, фильтр 5, аналого-цифровой преобразователь 6, аппаратура межспутниковой передачи данных 7, передающая антенна линии связи 8 размещены на одной платформе (спутнике). Аналогичная аппаратура размещена на второй платформе. Кроме того, там же находится приемная антенна 9, аппаратура приема и совместной обработки данных 10, принятых антеннами 1. После обработки информация передается на землю потребителю 11.

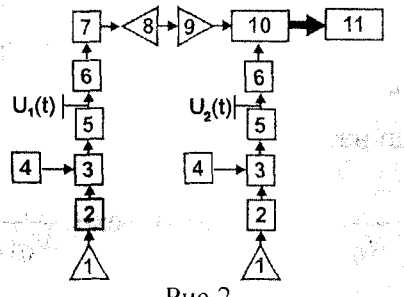


Рис.2

Нормированные диаграммы направленности $F(x,y,t)$ по полю апертурных антенн одинаковы и ориентированы своими максимумами в надир:

$$F(x,y,t) = \exp\left[-\frac{(x-vt)^2 H^2}{2(\Delta x)^2\left(H^2+y^2\right)}\right]\exp\left[-\frac{y^2}{2Y^2}\right]. \qquad (9)$$

В выражении (9) символом Δx обозначена разрешающая способность системы по оси x в линейной мере. Учитывая, что $\Delta x << Y$, описываемая выражением (9) диаграмма направленности обеспечивает прием излучения только из узкой полосы $\Delta x << Y$, ориентированной короткой стороной вдоль линии пути (следа орбиты группировки спутников).

На вход устройства обработки поступают колебания

$$\dot{U}_i(x,t) = \dot{S}_i(x,t)e^{-j\varphi(3/2-i)} + \dot{n}_i(t) = \sqrt{G_0}\left[\sum_{n=1}^{N} F(x,y_n,t)s_n(x,t-\tau_{in})\right]e^{-j\varphi(3/2-i)} + \dot{n}_i(t)\ . \qquad (10)$$

В (10) символом φ обозначена случайная фаза, равномерно распределенная в интервале $(-\pi,\pi)$, постоянная на интервале обработки, моделирующая расхождение шкал времени (гетеродинов) разнесенных приемников.

Положим, что радиометрическая система строится таким образом, что размер пикселя соответствует ее разрешающей способности по Релею. В этом случае в канал обработки, настро-

енный на прием излучения от данного элемента разрешения практически не попадает излучение других элементов разрешения. При этом оптимальная обработка совокупности сигналов (10) совпадает с оптимальной обработкой в системе, на входе которой может присутствовать один единственный сигнал. Соответствующий выходной эффект радиометрической системы при этом должен формироваться на интервале накопления $t \in T$ для множества всех возможных значений координат $y_n, n = \overline{1, N}$ элементов разрешения.

Учитывая сказанное, выражение для принимаемых сигналов можно упростить:

$$\dot{U}_i(x,t) = \sqrt{G_0} F(x, y_n, t) s_n(x, t - \tau_{in}) e^{-j\varphi(3/2-i)} + \dot{n}_i(t), i = 1,2.. \qquad (11)$$

При выбранной аппроксимации помех, условная плотность вероятности совокупности колебаний $\dot{U}_i(x,t)$, выражается формулой (12) [7] при условии, что сигнал $s_i(x,t)$ или представляющий его вектор $\bar{S}(x)$ имеет данное фиксированное значение:

$$p(U(x) | S(x)) = (2\pi 2FN_0)^{-2(M+1)} \exp\left\{ -\frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^{2} \int_T \left| \dot{U}_i(x,t) - s_n(x, t - \tau_{in}) e^{j(3/2-i)\phi} \right|^2 dt \right\}, \; M = [2FT]. \qquad (12)$$

Колебания $\dot{U}_i(x,t)$ представлены вектором $\bar{U}(x)$, компонентами которого являются отсчеты $U_i(x, k\Delta t)$ и $U_{\perp i}(x, k\Delta t), i = 1,2$, при условии, что сигнал $s_i(x,t)$ или представляющий его вектор $\bar{S}(x)$ имеет данное фиксированное значение.

Опуская промежуточные громоздкие преобразования, приведем окончательное выражение для функции правдоподобия спектральной плотности потока мощности $N_n(x)$ излучения элемента разрешения с координатами (x, y_n):

$$p(\mathrm{U}(x) / N_n(x)) \cong C_u \left[\frac{N_o}{N_0 + 2N_n(x)} \right]^{(M+1)} \exp\left[\frac{N_n(x)}{N_0 (N_0 + 2N_n(x))} Z_n(x) \right].. \qquad (13)$$

Здесь

$$Z_n(x) = \left| \int_T \widetilde{U}_i(x,t) \widetilde{U}_2^*[x, t + \tau(x, y_n)] dt \right|. \qquad (14)$$

Оценка $\widetilde{N}_n(x)$ интересующей нас спектральной плотности находится из уравнения правдоподобия, решение которого (15)

$$\widetilde{N}_n(x) = \frac{Z_n(x)}{4(M+1)} - \frac{N_0}{2} \qquad (15)$$

совпадает с координатой точки максимума функции правдоподобия.

Таким образом, основная процедура при формировании оценки максимального правдоподобия радиояркости $B(x, y_n) = N_n(x) 2F$ состоит в формировании модуля комплексного корреляционного интеграла $Z_n(x)$. Учитывая далее, что развертка изображения вдоль оси x осуществляется за счет движения спутников, а разрешающая способность Δx по этой оси определяется шириной диаграммы направленности антенн радиометрической системы, получим рабочий алгоритм обработки принимаемых колебаний:

$$Z_n(x) = \left| \int_{x/v - T}^{x/v} \widetilde{U}_i(x,t) \widetilde{U}_2^*[x, t + \tau(y_n)] dt \right|, |y_n| \le Y/2. \qquad (16)$$

При этом соотношение (16) описывает, фактически, выходной эффект радиометрической системы, статистические характеристики которого определяют качество полученного решения.

Статистическая аттестация решения. Найдем статистические характеристики функции $Z_n(x)=Z(x,y_n)$ (выходного эффекта радиометрической системы). Для этого выделим его сигнальную $Z_s(x,y)$ и помеховую $Z_n(x,y)$ составляющие:

$$Z_s(x,y)=\left|\int_{x/v-T}^{x/v}\dot{S}_1(t)\cdot S_2^*(t+\tau(y))dt\right|,|y|\le Y/2. \qquad (17)$$

Математическое ожидание случайной функции $Z_s(x,y)$, распределенной при $2FT>>1$ по обобщенному закону Релея, с учетом (4) и (5), оказывается пропорциональным свертке радиояркости $B(x,y)$ с функцией неопределенности $\Psi(x_1,y_1;x,y)$ системы:

$$\langle Z_S(x,y)\rangle=\int_S\frac{B(x_1,y_1)}{H^2+y_1^2}\Psi(x_1,y_1;x,y)dx_1dy_1. \qquad (18)$$

$$B(x_1,y_1)=\delta(x-x_1)\delta(y-y_1)$$

Функция неопределенности (аппаратная функция) $\Psi(x_1,y_1;x,y)$ представляет собой нормированное изображение точечного излучателя с координатами (x_1,y_1) и в зоне обзора радиометрической системы имеет только один выброс (лепесток) с максимумом в точке (x_1,y_1). Она описывается соотношением:

$$\Psi(x_1,y_1;x,y)=R[\tau(y_1)-\tau(y)]F^2(x_1,y_1-y,x/v) \qquad (19)$$

или иначе

$$\Psi(x_1,y_1;x,y)=Sinc\left[\frac{2\pi FD(y-y_1)}{c\sqrt{H^2+y_1^2}}\right]\exp\left[-\frac{(x_1-x)^2H^2}{(\Delta x)^2\left(H^2+y_1^2\right)}\right]\exp\left[-\frac{(y-y_1)^2}{Y^2}\right]. \qquad (20)$$

Последний сомножитель в (20) ограничивает ширину Y полосы обзора и на разрешающую способность практически не влияет. Второй сомножитель характеризует разрешающую способность системы вдоль полосы обзора, обеспечиваемую физическим размером антенны по оси x. При этом размеры апертуры L_x и L_y по соответствующим осям связаны со значениями Δx и Y соотношениями

$$L_x=\lambda H/\Delta x, L_y=\lambda H/Y. \qquad (21)$$

Разрешение в поперечном направлении определяется первым сомножителем. При этом размер Δy пикселя в надире по уровню - 3 $дБ$

$$\Delta y=\frac{cH}{2FD}=\frac{\lambda_F H}{D}, \qquad (22)$$

где $L_F=c/2F$ – эквивалентная длина волны, определяемая полосой пропускания приемников.

Таким образом, разрешающая способность радиометра в плоскости, проходящей через базу интерферометра, обратно пропорциональна полосе пропускания приемных трактов и размеру базы.

Учитывая сказанное, выражение (18) можно представить следующим образом:

$$\langle Z_S(x,y)\rangle\approx 2\cdot 2FT\,\tilde{B}(x,y)\frac{\Delta y}{Y}\frac{1}{2}, \qquad (23)$$

где $\tilde{B}(x,y)$ – усредненная на элементе разрешения радиояркость. Также учтено, что коэффициент усиления антенны связан с сечением $\Delta x \times Y$ ее диаграммы направленности соотношением:

$$G_0 = 4\pi(H^2 + y^2)/(\Delta x \cdot Y).$$

Это значит, что математическое ожидание выходного эффекта радиометрической системы пропорционально распределению радиояркости излучающей поверхности, сглаженному аппаратной функцией системы.

Учитывая малость отношения сигнал/шум на выходе одного элемента антенной решетки, в помеховой составляющей будем с достаточной для практики точностью учитывать только слагаемое, содержащее произведения $\dot{n}_1(t)\cdot\dot{n}_2^*(t)$, тогда

$$Z_n(x,y) \approx \mathrm{Re}\left[\int_{x/v-T/2}^{x/v+T/2} \dot{n}_1(t)\cdot\dot{n}_2^*(t+\tau(y))dt\right]. \qquad (24)$$

Нормальная случайная функция $Z_n(x,y)$ имеет нулевое математическое ожидание и корреляционную функцию

$$\left\langle Z_n(x_1,y_1)\cdot Z_n(x_2,y_2)\right\rangle = N_0^2\, 2\cdot 2FT\Lambda\left(\frac{x_1-x_2}{vT}\right)Sinc\left[\frac{2\pi FD(y-y_1)}{c\sqrt{H^2+y_1^2}}\right]. \qquad (25)$$

Отношение сигнал/шум μ на выходе радиометрической системы [1, 2] принято характеризовать отношением математического ожидания сигнальной составляющей к среднему квадратичному значению помеховой составляющей [1, 2], т. е.

$$\mu = \frac{\langle Z_S(x,y)\rangle}{\sqrt{\langle B_n^2\rangle}} = \frac{\tilde{B}(x,y)}{N_0}\sqrt{2\cdot 2FT}\cdot\frac{\Delta y}{Y}. \qquad (26)$$

Чувствительность системы. Чувствительность ΔT радиометрической системы [1,2,3] определяют величиной измеряемой радиояркости, выражаемой в радиояркостной температуре, при которой отношение сигнал/шум μ на выходе системы равно единице. В соответствии с (26) получаем

$$\Delta T = \frac{T_s}{\sqrt{2FT}}\frac{Y}{\sqrt{2}\Delta y}, \qquad (27)$$

где $T_s = N_0/k$ — шумовая температура системы, k - постоянная Больцмана.

Сомножитель $T_s/\sqrt{2FT}$ совпадает с выражением для чувствительности типового радиометра с апертурной (сплошной) антенной [1, 3]. Второй сомножитель в (27), равный отношению ширины полосы обзора к ширине интервала разрешения, характеризует ухудшение чувствительности рассматриваемой радиометрической системы по отношению к типовой (при равных временах накопления). Причиной этого эффекта является уменьшение «заполнения» диаграммы направленности антенны излучением пикселя в $\Delta y/Y$ раз по сравнению со сканирующим радиометром, где угловой размер пикселя радиоизображения поверхности совпадает с шириной диаграммы направленности антенны.

Радиометрическое «соотношение неопределенности» [3] для бистатического радиометра с апертурными антеннами при $T = \Delta x/v, \Delta x = \Delta y$ приобретает на основании (27) следующий вид:

$$\Delta T(\Delta x)^{3/2} \geq T_s Y\sqrt{\frac{v}{2\cdot 2F}}. \qquad (28)$$

Бистатический радиометр с антенными решетками

Алгоритм обработки. Предположим теперь, что в качестве линейных антенн в составе бистатического радиометра используются одинаковые, линейные активные антенные решетки соответствующей конфигурации. Каждая решетка имеет в своем составе $2P+1$ идентичных элементов с ориентированными в надир диаграммами направленности:

$$F_э(x,y,t) = \exp\left[-\left(\frac{(x-vt)^2}{2X^2} + \frac{y^2}{2Y^2}\right)\right].$$

Здесь ширина диаграммы по оси x соизмерима с ее шириной по оси y . При $X = Y$ (технически наиболее удобный случай) диаграммы направленности элементов решетки будут иметь осевую симметрию.

К выходу каждого элемента 1 (см. рис. 4) подключены идентичные приемные тракты 2 с частотными характеристиками (1). Сигналы гетеродинов, подводимые к каждому приемному тракту, формируются общим генератором 3 и синфазны. На концах базы используются разные источники гетеродинных сигналов. Стабильность частоты этих генераторов такова, что на интервале обработки, длительностью T разность фаз формируемых ими колебаний постоянна и равномерно распределена в интервале $(0,2\pi)$. Диаграммо-образующие схемы (ДОС) 4 обеспечивают соответствующую фокусировку антенных решеток на линейку пикселей 5.

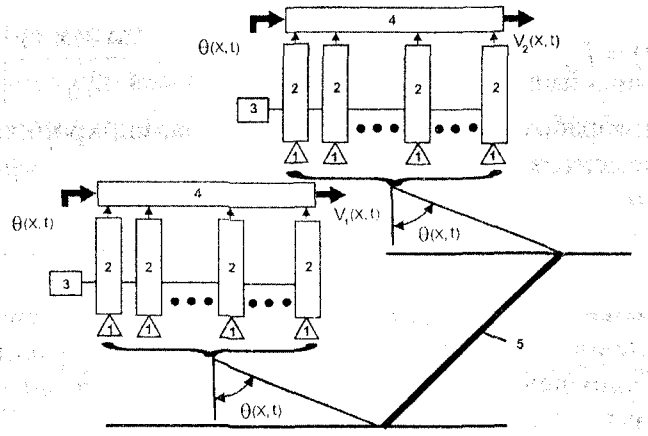


Рис. 4

Первым рассмотрим случай, когда антенные решетки являются эквидистантными, т.е. их фазовые центры имеют координаты $(vt - l\Delta x, D/2)$, $l = (-P, P)$. Длина решетки вдоль вектора скорости спутников равна $L_x = 2P\Delta x$ и относительно невелика. Ее размеры позволяют выполняться условию пространственно-временной узкополосности

$$L_x / c << 1/2F . \qquad (29)$$

Действуя так же, как при выводе алгоритма обработки системы с апертурными антеннами, и учитывая условие (29), колебания на выходах элементов антенной решетки представим следующим образом:

$$\dot{U}_{il}(x,t) = \dot{S}_{il}(x,t)e^{-j\varphi(3/2-i)} + \dot{n}_{il}(t)\sqrt{G_э}F_э(x,y_n,t)s_n(x,t-\tau_{in}) \times$$
$$\times \exp\left\{-j\left[2\pi f_0 \frac{l\Delta x\theta(x,t)}{c} + \varphi(3/2-i)\right]\right\} + \dot{n}_{il}(t), i = 1,2; l = \overline{-P,P} \qquad (30)$$

Здесь $G_э$ – коэффициент усиления элемента антенной решетки, а $\theta(x,t)$ – синус угла визирования (направляющий косинус) линейки пикселей с координатой x из условного центра интерферометра O_1 (рис. 4) в момент времени t:

$$\theta(x,t) = \sin[\vartheta(x,t)] = \frac{x - vt}{\sqrt{H^2 + (x - vt)^2}}.$$

Пересчитанные на входы антенн шумы приемных трактов не коррелированы между собой, т.е.

$$\left\langle \dot{n}_{il}(t_1) \cdot \dot{n}^*_{km}(t_2) \right\rangle = N_0 \delta_{ik} \delta_{lm} \rho(t_1 - t_2), \quad i,k = 1,2; \; l,m = -P, P. \tag{31}$$

Несложно убедиться, что в этих условиях основная операция (при оптимальной обработке колебаний (30)) опять сводится к формированию модуля комплексного корреляционного интеграла, аналогичного (24):

$$Z_n(x) = \left| \int_{x/v - T_H/2}^{x/v + T_H/2} \dot{V}_1(x,t) \dot{V}_2^*(x, t + \tau_n) dt \right|. \tag{32}$$

Здесь символом $\dot{V}_i(x,t)$ обозначен результат обработки принимаемых сигналов в ДОС на концах базы интерферометра:

$$\dot{V}_i(x,t) = F_э(x, y_n, t) \sum_{l=-P}^{P} \dot{U}_{il}(x,t) \exp\left[j2\pi \frac{l \Delta x \theta(x,t)}{\lambda_0} \right], \; i = 1,2. \tag{33}$$

Содержанием этой обработки является непрерывная, синхронная фокусировка антенных решеток на линейку элементов разрешения с координатой x. Другими словами, отличие радиометрической системы, использующей линейные антенные решетки в качестве элементов интерферометра, от рассмотренных ранее систем с обычными антеннами на концах базы интерферометра, состоит в том, что каждая линейка пикселей удерживается в диаграмме направленности его антенн в течение существенно большего интервала времени.

Функция неопределенности радиометрической системы с антенными решетками близка по форме к функции неопределенности системы с апертурными антеннами (при одинаковых геометрических размерах).

Чувствительность системы. Чувствительность радиометрической системы с антенными решетками определяется соотношением, аналогичным (27) с заменой интервала обработки T на $T_н$:

$$\Delta T = \frac{T_s}{\sqrt{2FT_н}} \frac{Y}{\sqrt{2\Delta y}}. \tag{34}$$

Соответственно чувствительность радиометра с антенными решетками оказывается в $(T_н/T)^{1/2} = (X/\Delta x)^{1/2}$ раз лучше, чем у радиометра с апертурными антеннами.

Радиометрическое соотношение неопределенности выглядит при этом следующим образом:

$$\Delta T \Delta x = T_s \sqrt{\frac{Yv}{2 \cdot 2F}}. \tag{35}$$

Запас по чувствительности, возникающий за счет увеличения времени накопления в радиометрической системе с антенными решетками может быть использован для уменьшения числа элементов в этих решетках и, следовательно, их площади и веса. Антенные решетки в

этом случае становятся неэквидистантными, а выражение для чувствительности радиометрической системы с такими антеннами приобретает следующий вид:

$$\Delta T = \frac{T_S}{\sqrt{2FT_H}} \frac{Y}{\sqrt{2}\Delta y} \frac{(2P+1)}{M}. \qquad (36)$$

Здесь $2P+1$ – число элементов в полностью заполненной, эквидистантной антенной решетке, M – число элементов в неэквидистантной решетке.

Требования к координатно-временному обеспечению системы

Погрешности в определении взаимных координат (вектора базы $\overline{D}$) и шкал времени спутников приводят к искажению формируемого радиоизображения. Типовые требования к точности координатно-временного обеспечения радиоинтерферометра [9] связаны с длиной волны λ принимаемого излучения – $|\delta\overline{D}| << \lambda, |\delta t f_0| << 1, |\delta t f_0| << 1, |(\delta f / f_0)T| << 1/f_0$. Здесь T - время накопления, δt - сдвиг шкал времени элементов радиоинтерферометра, а $\delta f / f_0$ – относительная нестабильность частоты опорных генераторов, характеризующая скорость ухода шкал времени элементов радиоинтерферометра.

Поскольку в рассматриваемом случае интерференционная картина формируется на эквивалентной длине волны $\lambda_F = c/2F$, то соответствующие требования будут выглядеть следующим образом: $|\delta\overline{D}| << \lambda_F, |\delta t 2F| << 1, |(\delta f / f_0)T| << 1/f_0$ и оказываются в $\lambda_F/\lambda = f_0/2F$ раз слабее, чем требования для типовых интерферометров.

Бистатический радиометр высокого разрешения L - диапазона

В качестве практического примера определим основные характеристики радиометра – интерферометра высокого разрешения L-диапазона, предназначенного для определения влажности почвы и солености океана. В качестве исходных данных примем проектные характеристики системы SMOS европейского космического агентства [11]: ширина полосы обзора Y =1000 *км*; разрешающая способность на краю полосы обзора ΔS = 50×50 $км^2$; радиометрическая чувствительность ΔT = 1*K*; шумовая температура системы T_S = 250*K*; полоса частот приемного тракта $2F$ = 19 *МГц*; несущая частота f_0 = 1,43 ГГц; высота орбиты спутника h = 750 *км*; скорость движения спутника v = 7,5 *км/с*.

Используя полученные выше соотношения, находим основные характеристики бистатических радиометрических систем (см. таблицу)

Параметр системы	Аперт.ант.	Ант.решет.
длина антенны $L_x = \lambda R/\Delta x$;	*3,78 м*	*3,78 м*
ширина антенны $L_y = \lambda h/$;	*0,1575 м*	*0,1575 м*
число элементов в решетке	-	*24*
длина базы на основании (37) $D = \lambda_B R/\Delta y$;	*285 м*	*285 м*
длительность интервала обработки T;	$\Delta x/v \cong 6$ *с*	$X/v \cong 143$ *с*
чувствительность радиометра ΔT;	*0,33 K*	*0,068 K*
требуемая точность определения вектора базы;	*< 1,5 м*	*< 1,5 м*
требуемая относительная нестабильность ОГ	$< 10^{-10}$	$< 10^{-12}$
допустимое рассогласование шкал времени $\|\delta t\|$.	*< 10 нс*	*< 10 нс*
энергетический запас	*5 дб*	*>11дб*

Заключение

Проведенное рассмотрение показывает принципиальную возможность создания радиометрических систем для исследования природных ресурсов Земли из космоса на основе простейшей группировки из двух спутников. При этом:

- группировка обеспечивает высокую разрешающую способность и чувствительность;
- требуемые характеристики радиометрических систем достигаются с помощью антенн с небольшой физической площадью и, следовательно, с приемлемой для использования на ИСЗ массой;
- требования к координатно-временному обеспечению группировки оказываются не слишком обременительными и реализуемыми уже на современном уровне развития техники.

Определены потенциальные возможности (разрешающая способность и чувствительность) бистатических радиометрических систем с апертурными антеннами и антенными решетками и их связь с параметрами систем. Найдены радиометрические соотношения неопределенности для двух типов радиометрических систем, связывающие их предельно достижимые разрешающую способность и чувствительность. Получены простые в реализации алгоритмы обработки сигналов в таких системах, которые не предъявляют жестких требований к координатно-временному обеспечению систем и позволяют простыми техническими средствами обеспечить их высокую разрешающую способность и чувствительность.

Список литературы: 1.*Николаев А. Г., Перцов С. В.* Радиотеплолокация. М.: Сов. радио, 1964. 335 с. 2. *Le Vine D. M.* The sensitivity of synthetic aperture radiometers for remote sensing applications from space // Radio Sci.1990. 25, N 4.P. 441-450. 3.*Fawwaz T. Ulaby, Richard. K. Moore and Adrian K. Fung*, "Microwave Remote Sensing. Active and Passive Vol.I. Fundamentals and Radiometry", Artech House 1981. 4. *Пискорж В.В., Кирилюк В.М., Верещак А.П.* Радиометрические системы с синтезированием апертуры для исследования природных ресурсов Земли из космоса // Космічна наука і технологія. 1995. I, №2. С. 15 – 23. 5. *Ruf, C. S., C. T. Swift, A. B. Tanner and D M Le Vine*, "Interferometric Synthetic Aperture Microwave Radiometry for the Remote Sensing of the Earth," IEEE Trans. GRS, Vol.26, No. 5, 597-611, 1988. 6. *Colliander, A., Tauriainen, S., Auer, T., Kainulainen, J., Uusitalo, J., Toikka, M., Hallikainen, M.*, "Development and Characterisation of Fully Polarimetric Noise Injection Radiometer for MIRAS," Proc. IGARSS'03, Vol. 3, 2149-2151, 2003. 7.*Фалькович С. Е., Пономарев В. И., Шкварко Ю. В.* Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием. М.: Радио и связь, 1989. 296 с. 8. I*van Bekey*, "Extremely Large Swarm Array of Picosats for Microwave / RF Earth Sensing, Radiometry, and Mapping", Progress report, Research Sub Award # 0760-003-029, march, 2005. 9.*Richard Thompson, A., James M. Moran, George W. Swenson*, "Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy," Krieger Publishing Company, Malabar, Florida, 1994. 10. *Фалькович С.Е., Волосюк В.К., Горбуненко О.А.* Радиотехнические системы дистанционного зондирования: Учеб. пособие Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «ХАИ», 2002. 157 с. 11. *P. Silvestrin, M. Berger, Y. H. Kerr, J.* Font ESA's Second Earth Explorer Opportunity Mission: The Soil Moisture and Ocean Salinity Mission – SMOS // IEEE Geoscience and Remote Sensing Newsletter(118),11-14

Украинская государственная академия железнодорожного транспорта

Поступила в редколлегию 01.03.2006

УДК 621.391

К.С. ВАСЮТА, канд. техн. наук, В.Л. КОРЕЦКИЙ, В.И. СТОРОЖЕВ, С.А. ОЛЕЙНИК

ДИНАМИЧЕСКИЕ И СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕЛИНЕЙНО-ПРЕОБРАЗОВАННЫХ ХАОТИЧЕСКИХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

К настоящему времени проведено много исследований посвященных использованию достижений хаотической динамики для повышения разведзащищенности коммуникационных систем и сетей, в целях передачи, приема и хранения конфиденциальной информации. Данной проблеме посвящены, например, тематические выпуски [1, 2]. В большинстве случаев предполагалось, что источником сигнала или его переносчиком являются хаотические последовательности. Основным способом задания таких последовательностей являются нелинейные дискретные отображения $T(x)$. Отображение (оператор эволюции динамической системы) можно задать в форме рекуррентного уравнения – новое значение состояния динамической системы определяется по предыдущему. В режиме развитого хаоса состояние системы становится трудно прогнозируемо и может быть описано в текущий момент времени инвариантной плотностью распределения вероятности.

В практике передачи и приема сигналов приходится рассматривать случаи, когда передаваемые сигналы в канале связи подверглись нелинейному преобразованию. Для наиболее полного использования свойств таких сигналов (последовательностей) при решении задач их оптимальной обработки, в первую очередь, необходимо изучить инвариантные распределения вероятностей отдельных элементов принимаемого сигнала, различные его статистические характеристики и поведение в фазовом пространстве. Актуальность этой задачи обусловлена тем, что к настоящему времени таких исследований проведено недостаточно.

В работе рассматриваются последовательности, полученные нелинейным преобразованием хаотической последовательности, которую в дальнейшем будем называть порождающей, и изучаются их статистические и динамические характеристики.

Инвариантную плотность хаотической последовательности можно вычислить без дополнительных предположений для одного важного класса топологически сопряженных одномерных отображений [3].

Отображения $T_1 : X_1 \to X_1$ и $T_2 : X_2 \to X_2$ топологически сопряжены или эквивалентны, если существует гомеоморфизм $h : X_1 \to X_2$ такой, что диаграмма

$$\begin{array}{ccc} X_1 & \xrightarrow{T_1} & X_2 \\ h\downarrow & & \downarrow h \\ X_2 & \xrightarrow{T_2} & X_2 \end{array}$$

коммутативна, т.е. $h \circ T_1 = T_2 \circ h$.

Если два отображения сопряжены, то сопряжены и динамические системы, порождаемые этими отображениями. Каждой траектории одной динамической системы соответствует траектория другой динамической системы. Это соответствие задает функция h. Траектории отображения T_1, проходящей через точку x_0, отвечает траектория отображения T_2, проходящая через точку $h(x_0)$. Например, для одномерного отображения

$$x_{n+1} = 2x_n \bmod 1 \equiv T_1(x_n) \qquad (1)$$

инвариантная плотность $p(x) = const$.

Последовательность, порожденная отображением (1), будет дельтакоррелированной [4]. Этим же свойством будут обладать и топологически сопряженные одномерные отображения, например, такие как *tent map*, логистическое, Чебышевские и ряд других.

Вследствие детерминированного характера формирования элементов хаотической последовательности $x_{n+1} = T(x_n)$ двумерная плотность может быть записана в виде

$$p(x_n, x_{n+1}) = p(x_n)p(x_{n+1} \mid x_n) = p(x_n)\delta(x_{n+1} - T(x_n))$$

и легко обобщена на многомерный случай:

$$p(x_0,...x_m) = p(x_0)\prod_{i=1}^{m}\delta(x_n - T^{(i)}(x_0)). \qquad (2)$$

Здесь верхний индекс i – число итераций отображения, а $p(x_0)$ – распределение начального значения x_0 на интервале (a,b).

Например, для Чебышевского отображения, задаваемого полиномом Чебышева первого рода k-го порядка [5]

$$T_k(x) = \cos(k \arccos x),\ |x \le 1|,\ k = 0,\pm 1,... \qquad (3)$$

инвариантная плотность распределения на интервале $x \in (-1,1)$ описывается выражением $p(x) = 1/\pi\sqrt{(1-x^2)}$ и равна нулю за его пределами. Для отображения *tent map* $x_{n+1} = 1 - 2|x_n|$, на том же интервале $p(x) = const$. Заметим, что явные выражения для плотности вероятности удается получить в основном для простейших одномерных отображений.

Не теряя общности рассуждений, для формирования порождающей последовательности выберем отображение (3). При фиксированном значении переменной x_0 и учете полугруппового свойства полиномов Чебышева $T_m(T_n(x)) = T_{mn}(x)$ [5], n-й элемент хаотической последовательности может быть получен n-кратным итерированием отображения (3)

$$x_n = T_k{}^n(x_0) = \cos(k^n \arccos x_0),\ n = 0,1,....$$

Рассмотрим отображение, связанное с полиномом Чебышева первого рода второго порядка $(k = 2)$ $T_2(x) = 2x^2 - 1$. Легко показать, что математическое ожидание элемента хаотической последовательности по континуальному множеству возможных реализаций

$$\langle x_n \rangle = \int_{-1}^{1} x p(x) dx = 0 ..$$

Корреляционные свойства последовательности определяются скалярным произведением

$$(f,g) = \int_a^b q(x) f(x) g(x) dx, \qquad (4)$$

функций $f(x)$ и $g(x)$, которое зависит от отрезка $[a,b]$ и весовой функции $q(x)$.

Опираясь на свойство ортогональности последовательности полиномов Чебышева первого рода на отрезке $[-1,1]$ с весом $\pi^{-1}(1-x^2)^{-1/2}$, можно показать, что порожденная ею хаотическая последовательность для целых значений p, n и l будет дельта-коррелирована

$$\left\langle T_k{}^n(x_0) T_k{}^{n+l}(x_0) \right\rangle = \frac{1}{\pi}\int_{-1}^{1} \frac{T_k{}^n(x) T_k{}^{n+l}(x)}{\sqrt{(1-x^2)}} dx = \frac{1}{2}\delta(l). \qquad (5)$$

Для функций, заданных на множествах, состоящих из конечного числа точек $\{x_0, x_1, ..., x_{N-1}\}$, скалярное произведение

$$(f,g) = \sum_{j=0}^{N-1} q(x_j) f(x_j) g(x_j), \qquad (6)$$

при $f(x_j) = T_{2^j}(x_0)$ и $g(x_j) = T_{2^{j+l}}(x_0)$ может служить основой для определения традиционной временной оценки ковариационной функции эргодической хаотической последовательности,

$$\mathrm{cov}[x_j, x_{j+l}] = E[x_j, x_{j+l}] - E^2[x_j], \qquad (7)$$

где

$$E[x_j, x_{j+l}] = \frac{1}{N}\sum_{j=0}^{N-1-l} x_j x_{j+l} = \frac{1}{N}\sum_{j=0}^{N-1-l} T_{2^j}(x_0) T_{2^{j+l}}(x_0) = \frac{1}{2N}\sum_{j=0}^{N-1-l} [T_{2^j(1-2^l)}(x_0) + T_{2^j(1+2^l)}(x_0)] .$$

Выбор весовой функции в виде $q(x) = (N)^{-1}$ позволяет учесть смещенность оценки ковариационной функции, когда математическое ожидание последовательности неизвестно и оценивается по той же реализации $E[x_j] = \frac{1}{N}\sum_{j=0}^{N-1} x_j = \frac{1}{N}\sum_{j=0}^{N-1} T_{2^j}(x_0)$.

Ковариационная функция (7) оценивается в конечном числе точек. Оценка является вектором, отдельные координаты которого коррелированны между собой в отличие от случая, когда аналогичные характеристики определяются усреднением по ансамблю в фазовом пространстве состояний динамической системы с заданной в нем инвариантной мерой. Объясняется это тем, что на произвольном дискретном множестве последовательность полиномов Чебышева неортогональна. Она образует ортогональную систему

$$\frac{1}{N}\sum_{j=1}^{N} T_n(x_j) T_m(x_j) = \delta_{mn} \text{ при } 0 < n,\ m < N-1.$$

на множестве нулей $x_j = \cos\frac{\pi(2j-1)}{2N}$ полинома $T_N(x)$, заключенном в интервале $(-1,1)$, с весом таким, что $q(x_k) = \begin{cases} 0{,}5, & k = 0, N, \\ 1, & 0 < k < N. \end{cases}$

Рассмотрим динамические свойства (поведение на фазовой плоскости) и статистические характеристики последовательностей, полученных нелинейным преобразованием порождающей хаотической последовательности $\{x_n\}$. В общем случае модель n-го элемента преобразованной последовательности можно представить в виде функции текущего x_n и q предшествующих элементов $x_{n-1},\ldots,x_{n-q}$ порождающей последовательности связанной с отображением $T(x)$, а также $k+1$ хаотических величин $\xi_n,\ldots,\xi_{n-k}$, связанных с отображением $G(\xi)$:

$$y_n^{(q,k)} = F(x_n,\ldots,x_{n-q},\xi_n,\ldots,\xi_{n-k}) \qquad (8)$$

Поскольку нелинейные дискретные отображения $T(x)$ и $G(\xi)$, при определенных значениях управляющих параметров, могут формировать не только хаотические, но и периодические последовательности, преобразование F позволяет учитывать линейные и нелинейные взаимодействия последовательностей $\{x_n\}$ и $\{\xi_n\}$, с различными режимами их формирования. Кроме этого появляется возможность получать из последовательностей с некоррелированными элементами, последовательности с нужными корреляционными (спектральными) свойствами.

Для одномерных отображений ограничимся простейшей нелинейностью функции F:

$$y_n^{(J,K)} = \prod_{j=0}^{J} a_j x_{n+j} + \prod_{j=0}^{K} b_j \xi_{n+j}, \qquad (9)$$

где a_j, b_j – заданные коэффициенты.

Рассмотрим свойства последовательности (9) для $T_{p^j}(x)$ и случая, когда $b_j = 0$:

$$y_n^{(J)} = \prod_{j=0}^{J} a_j T_{p^{n+j}}(x_0) = \prod_{j=0}^{J} a_j T_{p^j}(x_n). \qquad (10)$$

Если $a_j = 1$, то хаотические последовательности связанны с порождающей их последовательностью $\{x_n\}$ следующим выражением:

$$y_n^{(J)} = \prod_{i=0}^{J} T_{2^{n+i}} = \frac{1}{2^J}\left[T_{2^n}\left[2^{J+1}-1\right] + \sum_{l=1}^{2^{J-1}-1} T_{2^n}\left[2^{J+1}-2^{l+1}-1\right] + T_{2^n}\left[3-2^{J+1}\right] + \sum_{l=1}^{2^{J-1}-1} T_{2^n}\left[3-2^{J+1}+2^{l+1}\right]\right]. \quad (11)$$

Здесь для простоты записи аргумент функции $T_{p^J}(x_n)$ опущен.

Выражение (11) описывает n-е значение элемента новой последовательности, как произведение J элементов исходной последовательности, включающих элементы от n до $n+J$.

Особенностью этих последовательностей является отличный от нуля интервал корреляции. Интерес представляют математические ожидания, авто и взаимно-корреляционные функции сформированных последовательностей $y_n^{(J)}$

$$m_{y^{(J)}} = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N} y_n^{(J)} = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\prod_{i=0}^{J} T_{2^{n+i}}\ ,\ r(J,l,i) = \frac{R(J,l,i)}{R(J,l,0)}.$$

Пользуясь известными соотношениями между полиномами Чебышева различных порядков, корреляционную функцию сформированных последовательностей можно записать в виде

$$R(J,l,i) = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}(y_{2^n}^{(J)} - m_{y^{(J)}})(y_{2^{n-i}}^{(l)} - m_{y^{(l)}}) =$$

$$= \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\left[\prod_{k=0}^{J} T_{2^{n+k}} \prod_{p=0}^{l} T_{2^{n+p-i}} - m_{y^{(l)}}\prod_{k=0}^{J} T_{2^{n+k}} - m_{y^{(J)}}\prod_{p=0}^{l} T_{2^{n+p-i}} + m_{y^{(l)}}m_{y^{(J)}}\right] =$$

$$= \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\prod_{k=0}^{J}\prod_{p=0}^{l} T_{2^{n+k}}T_{2^{n+p-i}} - m_{y^{(l)}}m_{y^{(J)}} = \frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\prod_{k=0}^{J}\prod_{p=0}^{l}\frac{1}{2}\left[T_{2^n}\left[2^k-2^{p-i}\right] + T_{2^n}\left[2^k+2^{p-i}\right]\right] - m_{y^{(l)}}m_{y^{(J)}}.$$

Интервал корреляции у этих последовательностей увеличивается, по сравнению с порождающей хаотической последовательностью, а поведение на фазовой плоскости усложняется, однако сохраняет структуру подмногообразия.

Рассмотрим динамические и статистические характеристики нелинейно-преобразованной хаотической последовательности $\{y_n^{(J)}\}$.

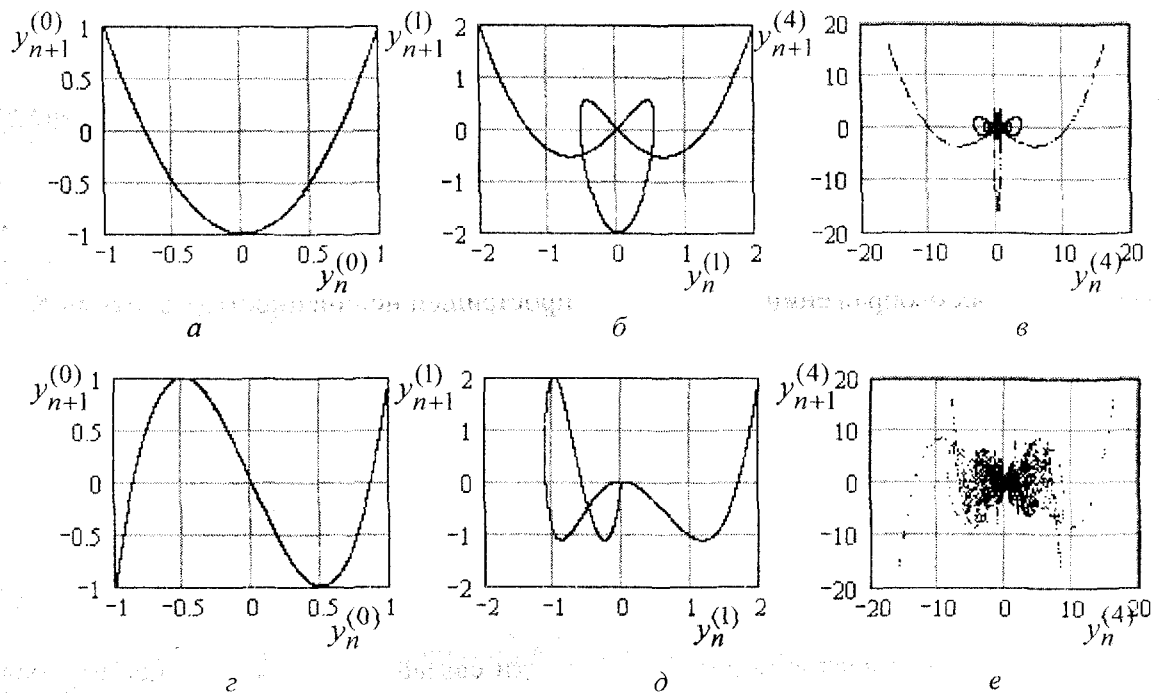


Рис. 1

На рис. 1 *а, б, в* показано поведение на фазовой плоскости $\left(y_{n+1}^{(J)}, y_n^{(J)}\right)$, порождающей ($J$=0) и преобразованных последовательностей с J=1 и J=4 для отображения $T_p(x)$ при p=2, а на рис. 1, *г, д* и *е* – для отображения с p=3.

Ковариационная функция $R(l)$ порождающей последовательности $\{y_n^{(0)}\}$ для рассматриваемых отображений ($T_2(x), T_3(x)$) близка к дельта-функции, а ее энергетический спектр к равномерному. Следует отметить, что порождающие последовательности, сформированные отображениями $T_2(x)$ и $T_3(x)$, имеют одинаковую инвариантную плотность распределения (Улама), показанную на рис. 2, *а* в виде гистограммы распределения.

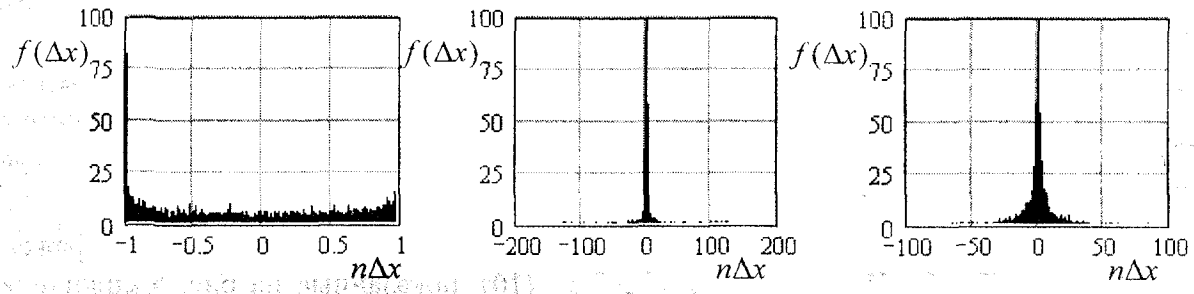


Рис. 2

Однако у гистограммы распределения преобразованной последовательности связанной с отображением $T_2(x)$ при малых значениях J наблюдается заметная асимметрия, которая с увеличением J уменьшается. На рис. 2 *б, в* показаны гистограммы для отображений $T_2(x)$ и $T_3(x)$ при $J = 7$.

Проанализируем влияние увеличения числа сомножителей в нелинейном преобразовании (10) на динамические и статистические характеристики преобразованных последовательностей. Ковариационная функция $R(l)$ преобразованной последовательности $\{y_n^{(7)}\}$, связанной с отображением $T_2(x)$, при $a_i = 1$ и ее энергетический спектр $H(\omega)$ показаны на рис. 3.

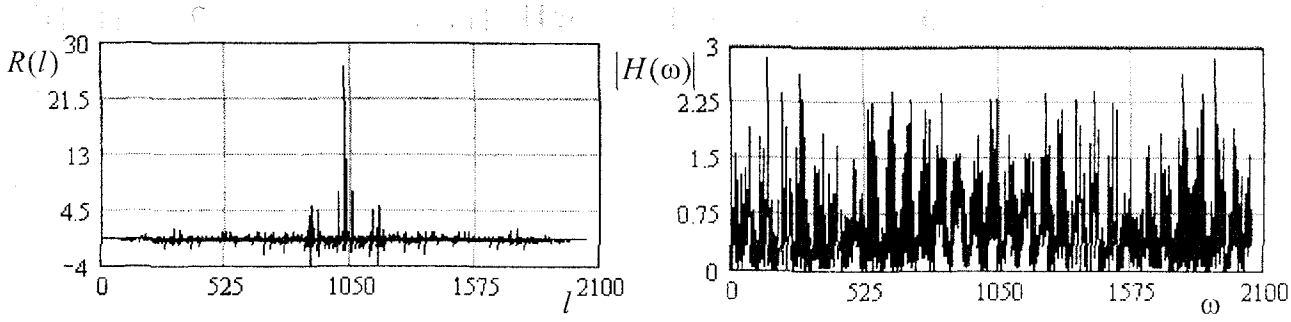


Рис. 3

На рис. 4 изображена ковариационная функция $R(l)$ и энергетический спектр преобразованной последовательности $\{y_n^{(7)}\}$, связанной с отображением $T_3(x)$, при $a_i = 1$.

Легко заметить, что интервал корреляции этих последовательностей увеличивается, по сравнению с порождающими их хаотическими последовательностями, а поведение на фазовой плоскости усложняется, однако сохраняет структуру подмногообразия.

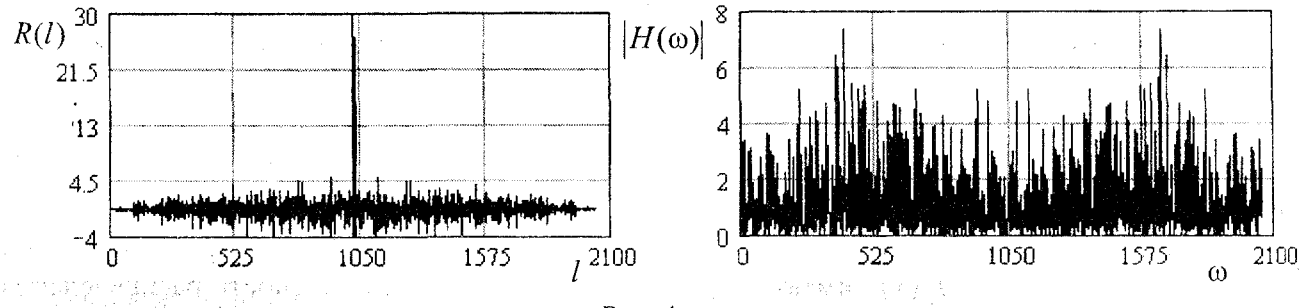


Рис. 4

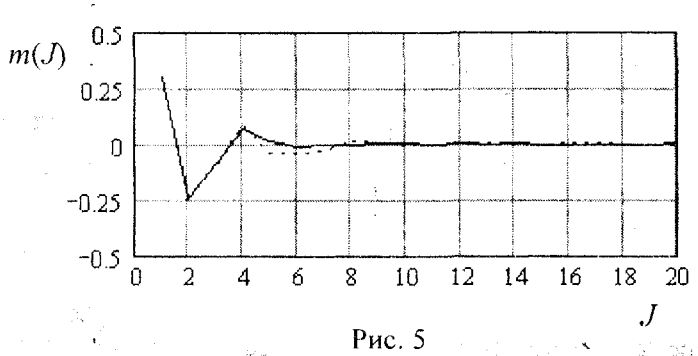
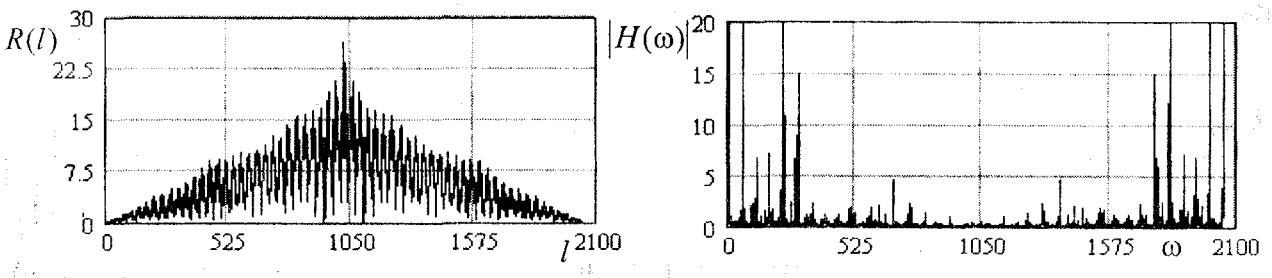


Рис. 5

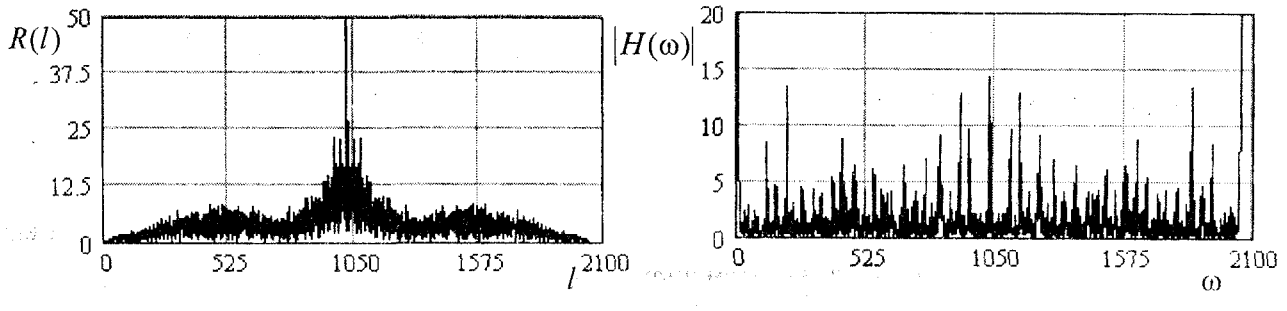
Для анализа эволюции (трансформации) гистограмм (плотностей распределения), связанных с отображениями $T_2(x)$ и $T_3(x)$, получены зависимости математических ожиданий преобразованных последовательностей $m(J)$ от числа сомножителей J в выражении (10), показанные на рис. 5 сплошной и пунктирной линиями соответственно. Очевидно, что $m(J)$ в обоих случаях заметно отличается от нуля при малых значениях J и стремиться к нулю по мере увеличения числа сомножителей использованных при моделировании.

В то же время в эволюции других характеристик нелинейно-преобразованных последовательностей, связанных с этими отображениями, наблюдается различие. Динамическая (рис. 1, *д*) и статистическая (рис. 2, *в*) характеристики последовательности, связанной с отображением $T_3(x)$, отличаются от соответствующих характеристик последовательности, связанной с отображением $T_2(x)$.



а *б*

Рис. 6



а *б*

Рис. 7

Показательными являются результаты моделирования ковариационных функций спектров нелинейно-преобразованных хаотических последовательностей для отображений $T_2(x)$ и $T_3(x)$ изображенных на рис. 6, *а* и 7, *а*, а также их преобразований Фурье (рис. 6, *б*, 7, *б*). Увеличение числа элементов, участвующих в формировании последовательностей $\{y_n^{(J)}\}$, существенно влияет не только на плотность распределения их элементов и поведение на фазовой плоскости, но и на ковариационные функции спектров преобразованных последовательностей, которые проявляют значительную дальнюю корреляцию не присущую порождающим последовательностям. При этом наблюдается селективное усиление отдельных спектральных компонент в спектре $H(\omega)$ ковариационной функции $R(l)$.

Таким образом, результаты моделирования показали, что нелинейное преобразование хаотических последовательностей существенно влияет на их динамические и статистические характеристики которые необходимо учитывать при их дальнейшей обработке в информационно-измерительных системах. Установлено, что динамические и статистические характеристики при нелинейном преобразовании хаотических последовательностей зависят от вида порождающих их отображений. В преобразованных последовательностях и их спектрах по мере увеличения числа сомножителей, участвующих в их формировании, сильнее проявляется дальняя корреляция их элементов.

Список литературы: 1. *Зарубежная* радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники (тематический выпуск).1998. № 11. 2. *Зарубежная* радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники (тематический выпуск). 2000. № 11. 3. *Шарковский А.Н., Коляда С.Ф., Сивак А.Г., Федоренко В.В.*, Динамика одномерных отображений. Киев: Наук. думка, 1989. 216 с. 4. *Шустер Г.* Детерминированный хаос. М.: Мир, 1988. 234 с. 5. *С. Пашковский*, Вычислительные применения многочленов и рядов Чебышева. М.: Наука, 1983. 384 с.

Харьковский университет Воздушных Сил

Поступила в редколлегию 01.03.2006

УДК 615.47:681.7.069.24

Я. В. САВЕНКО

ЛАЗЕРНА СИСТЕМА ДОСЛІДЖЕННЯ КРОВІ У ДИНАМІЧНОМУ РЕЖИМІ

Загальна проблематика лазерної діагностики в біології та медицині

У даній роботі проводились дослідження запропонованого лазерного аналізатора для селекції та визначення характеристик елементів крові людини у динамічному режимі. Проведений аналіз методів лазерної діагностики в біології та медицині [1, 2] дозволяє зробити висновок про перспективність подальшого розвитку методів і апаратури медичного лабораторного аналізу, зокрема гематологічних досліджень, заснованих на методах пружного розсіювання світла. Отримання достовірної інформації про стан системи кровообігу людини вимагає проводити дослідження в умовах, наближених до реальної системи кровообігу людини.

Перспективні шляхи вирішення проблематики лазерної діагностики крові

Серед всіх біохімічних аналізаторів для задовільнення такої вимоги найбільш доцільно застосування аналізаторів проточного типу. Застосування проточних кювет виключає помилки, зв'язані з постановкою кювети у вимірювальний модуль і її термостатуванням, і дозволяє ощадливіше витрачати реактиви.

Подальше якісне покращення лабораторно-аналітичних систем доцільно проводити в напрямку застосування паралельно статичних і динамічних режимів досліджень крові людини і діагностування стану організму, що дасть змогу реалізувати технологію діагностування людини у реальному масштабі часу.

Задача функціональної і конструктивної реалізації лазерної діагностики крові

Лазерний аналізатор проточного типу містить дві підсистеми: підсистема лазерного аналізатора і підсистему транспортування проби. Як варіант лазерного гематологічного комплексу пропонується поєднання статичного режиму дослідження крові [3, 4] та динамічного режиму дослідження на основі лазерного аналізатора проточного типу (рис. 1).

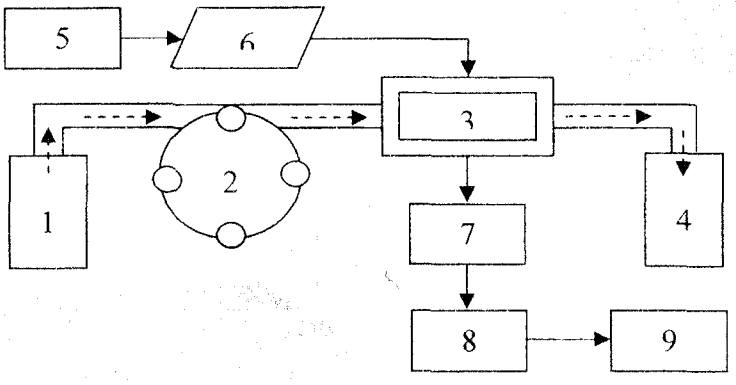
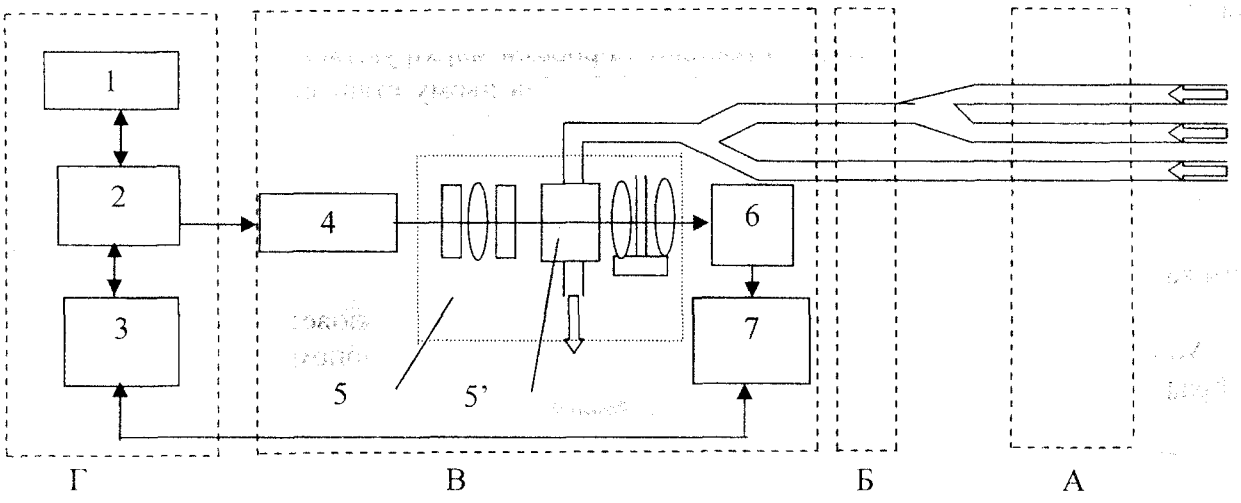


Рис. 1

В базовому варіанті запропонованого лазерного аналізатора (рис. 1) кров надходить у гідравлічну систему з забірної ємності (1). Тиск створюється перистальтичним насосом (2) і з його ж допомогою відбувається поділ біопроб на порції, обсяг яких залежить від кількості кулачків установлених на дисках. Далі проба надходить у проточну кювету (3). Важливо щоб потік проби був спрямований у кювету знизу нагору – це необхідно для виключення можливості седиментації формених елементів крові. Кювету просвічується лазером (6), що живиться джерелом живлення (5). Розсіяне лазерне випромінювання приймається фотоелектронним помножувачем (ФЕП) (7), підсилюється підсилювачем (8), подається на пристрій реєстрації (9). Після аналізу використана проба надходить у ємність для зливу (4).

Особливістю іншої запропонованої схеми є інжекція, визначеного обсягу зразка в безупинний потік носія. При великій швидкості руху носія, малому обсязі аналізованої рідини і до-

сить вузькій (капілярній) трубки, окремі проби не змішуються одна з одною, а лише розбавляються рідиною-носієм. Це дозволяє відмовитися від поділу (сегментування) рідкої зони пухирцями повітря, що спрощує гідравлічну схему та покращує продуктивність роботи аналізатора.



1 – комп'ютер; 2 – система узгодження з комп'ютером; 3 – система керування та індикації; 4 – лазер; 5 – оптичний блок; 5' – дослідна кювета; 6 – детектор; 7 – схема обробки сигналу.

А – блок відбору та підготовки проби; Б – пропорційний насос; В – блок вимірювань; Г – блок керування, обробки та реєстрації

Рис. 2

Вирішення задачі лазерної діагностики крові через дослідження взаємодії лазерного випромінювання з кров'ю у динамічному режимі

За допомогою запропонованого гематологічного комплексу, крім ідентифікації індикатрис крові здорової людини (у статичному режимі), стало можливим ще й визначення параметрів клітин у потоку крові (динамічний режим), що несе додаткову діагностичну інформацію

Густина клітин суспензії визначається згідно виразу:

$$c = \frac{n_\Sigma}{V}, \qquad (1)$$

де n_Σ – число набраних імпульсів за час вимірювань; V – об'єм використаної суспензії за час вимірів.

При належному виборі порога спрацьовування лічильного каналу аналізатор дозволяє проводити виміри густини суспензій з достатньою точністю в діапазоні 10^2-$5\cdot10^5$ *часток/мл*. Було відмічено можливість визначення типу та розміру частинки по інтенсивності розсіяного випромінювання, якщо попередньо провести калібровку установки. Найбільш придатним для калібрування латексом в даному випадку є латекс №5 з гаусовим розподіленням частинок по розмірам. Тому що номер каналу пропорцієн амплітуді сигналу, то справедливо співвідношення:

$$N = I = kD^2, \qquad (2)$$

і калібрування пристрою "стандартною" суспензією визначає константу прибору:

$$k = \frac{N_c}{D_c^2}, \qquad (3)$$

де N_c – номер каналу, в якому знаходиться максимум кривої розподілення; D_c – найбільш імовірний діаметр частинки стандартної суспензії. Діаметр частинки невідомої суспензії визначається із співвідношення:

$$D = D_c \cdot \sqrt{\frac{N}{N_c}}, \qquad (4)$$

де N – номер каналу, в якому знаходиться сигнал частинки.

Вирішення задачі автоматизація лазерного медичного аналізу крові

Автоматизація лазерного медичного аналізу крові проводилась для статичного і динамічного режимів. Процес автоматизованого експерименту складається з виконання наступних етапів (рис. 3):

– ідентифікація проби (ІП) – пробірки з пробами маркіруються під час узяття в пацієнтів (нанесення коду чи використання мікрочіпів). На цьому етапі визначаються тип тесту і параметри для багатофункціональних систем;

– дозування проби (ДП) відповідно до типу тесту;

– дозування реагентів (ДР) відповідно до типу тесту і ретельне розмішування;

– аналіз проби (АП) – реєстрація розсіювання (поглинання) випромінювання з попереднім калібруванням системи;

– промивка системи (ПС) – промивка проточної системи і кювет .

Між всіма етапами здійснюється транспортування проб за допомогою проточної кювети (зображено стрілками на рис. 3).

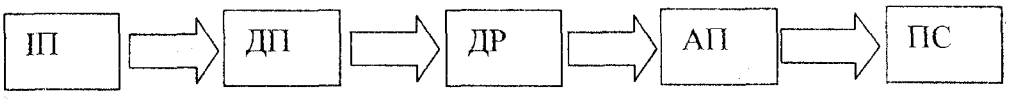


Рис. 3

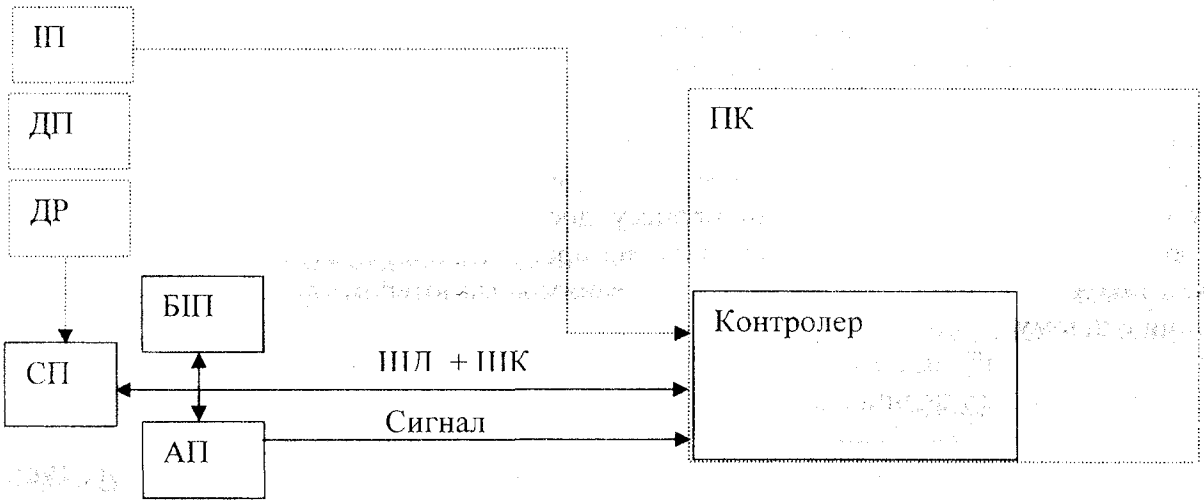
Використання деяких складових у виді автономних блоків (ІП,ДП,ДР) дозволить значно спростити конструкцію і схему аналізатора (рис 4). Прилад керується за допомогою контролера, вбудованого в ПК. На контролер покладаються наступні функції: подача керуючих сигналів на основні вузли пристрою, передача сигналів стану центральному процесору й оцифровка отриманої інформації з датчика(датчиків). Конструктивно він виконується у виді плати розширення з роз'ємом під слоти PCI, ISA. Найбільш перспективною є шина PCI, що практично витиснула ISA-архітектуру (використовується лише для сумісності). ISA цікава деякими можливостями, однак використовується лише у високопродуктивних системах.

Програмне забезпечення, взаємодіючи з драйвером пристрою, передає байти даних контролеру, що інтерпретує їх у керуючі сигнали. Також ЦП займається обрахуванням отриманих результатів і аналізом стану приладу. Системи подібного класу найчастіше мають знижену продуктивність. Для них характерна вузька спеціалізація (у рамках одного методу). До переваг можна віднести низьку вартість, гнучкість (використання існуючого устаткування, і реактивів різних фірм-виробників), а також відкритість (можливість настроювання і перепрограмування).

Вбудована система керування аналізатором реалізована на базі мікропроцесора (мікроконтролера), що дозволяє значно скоротити шину керування (ШК) і більш інтенсивно використовувати шину даних (ШД) для передачі керуючої інформації (рис. 5). Можлива реалізація як у вигляді моноблока, так і у вигляді автономних пристроїв (дозатор, змішувач і т.д.).

Відмовившись від керуючих сигналів, відпадає необхідність у використанні контролера в складі ПК. Перехід до використання зовнішнього інтерфейсу призводить до зниження пропускної здатності каналу, що, у свою чергу, спричиняє ускладнення системи керування аналізатором (рис. 6).

Це, безумовно, приводить до подорожчання системи в цілому, але підвищить її надійність, універсальність, продуктивність. У цьому випадку зовнішній ПК використовується лише для передачі даних. Його можливо використовувати як керуючий термінал, однак у цьому немає необхідності, тому що на корпусі приладу мається пульт керування, що дозволяє робити вибір режиму роботи, настроювання і пошук можливих неполадок.



ШД – шина даних; ШК – шина керування;
СП – система подачі, БІП – блок ідентифікації проби

Рис.4

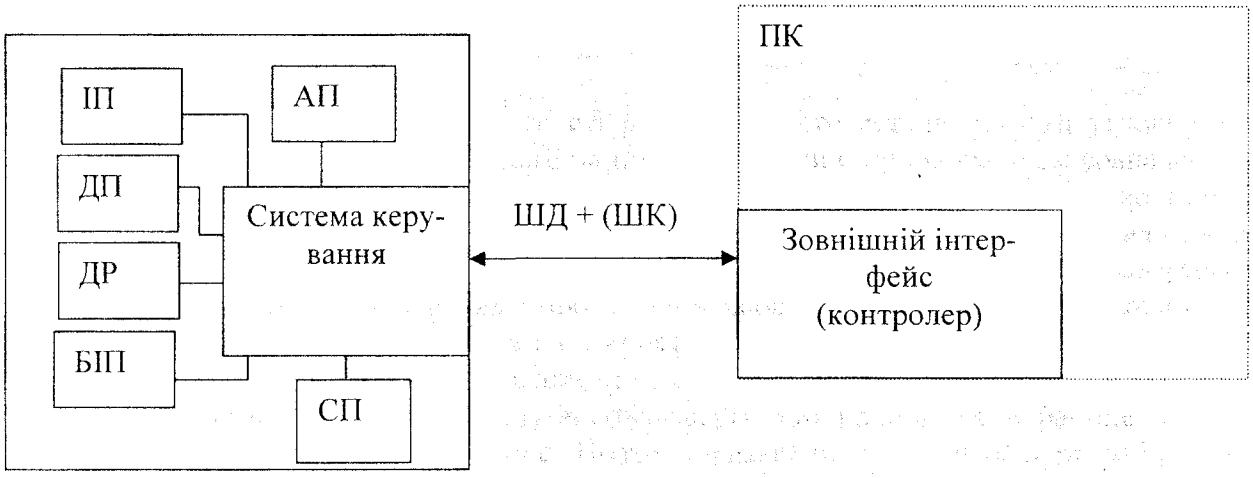


Рис. 5

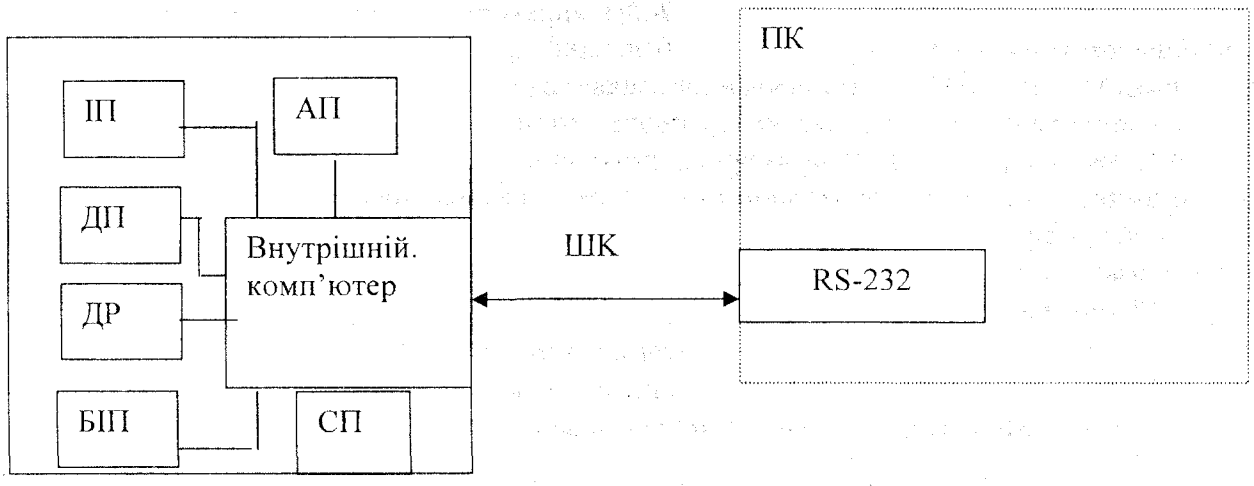


Рис. 6

Висновки

Проаналізувавши отримані результати, слід відмітити, що дослідження крові у статичному і динамічному режимі дозволяє визначати більшу кількість параметрів клітин крові. Застосування оригінального лазерного аналізатора дозволили проводити дослідження у реальному масштабі часу.

Застосування засобів автоматизації процесу дослідження крові дозволило підвищити якість проведення аналізу за рахунок підвищення продуктивності, зменшення суб'єктивних похибок, а також можливості (для схем зі вбудованим комп'ютером) діагностування організму людини в цілому.

Можливість імітації системи кровообігу за допомогою проточної системи дає змогу підвищити інформативність медичного лабораторного аналізу.

Список літератури: 1. *Ахутин В.М.* Биотехнические системы: теория и проектирование. Л., 1981. 220 с. 2. *Лазерная* диагностика в биологии и медицине / Приезжев А.В., Тучин В.В., Шубочкин Л.П. М: Наука, 1989. 240 с. 3. *Savenko Y.V., Zinkovskiy Y.F., Bogomolov N.F.* Simulation of Laser Biomedical Systems for Human Blood Diagnostics // Proc. XXVII General Assembly of the International Union of Radio Science. Maastricht (The Netherlands). 2002. P.164. 4. *Клочков В.П., Козлов Л.Ф., Попыкевич И. В.* Лазерная анемометрия, дистанционная спектроскопия и интерферометрия. Справочник, Киев: Наукова думка, 1985. 758 с.

НТУУ "КПІ"

Надійшла до редколегії 03.03.2006

УДК:621.371.3333

Б. В. ЖУКОВ, канд. техн. наук., Ю. А. АНДРИЕНКО.

ДИАГНОЗ УСЛОВИЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ УКВ ПО ДАННЫМ РАДИОПРОСВЕЧИВАНИЯ АТМОСФЕРЫ ЭТАЛОННЫМИ ИСТОЧНИКАМИ

Введение

Возможность повышения эффективности работы радиосредств обусловила огромный интерес к использованию явления загоризонтного распространения в интересах радиосвязи, радиолокации, радионавигации. В результате систематического изучения особенностей распространения радиоволн УКВ диапазона было установлено, что условия распространения вблизи границы прямой видимости и в области тени определяются фактическим состоянием пограничного слоя атмосферы (ПСА), а именно высотным профилем коэффициента преломления среды распространения в районе расположения радиотрасс [1, 2 и др.]. Поэтому дальнейшие экспериментальные и теоретические исследования были направлены на развитие модели атмосферы и установлению функциональной взаимосвязи между метеопараметрами атмосферы и параметрами радиополя в области геометрической тени [3–7 и др.]. Результаты указанных и других исследований послужили основой для развития методов и средств [8] диагноза и прогноза, а также позволили определить пути повышения эффективности использования радиосредств, а именно, подбор радиосредств и оптимизация их параметров в соответствии с диагнозом и прогнозом состояния пограничного слоя атмосферы в районе расположения радиотрасс.

В работе рассматривается возможность развития нового метода диагноза условий распространения УКВ радиоволн, основанного на предположении о приближенном совпадении множителей ослабления на трассах с общим участком вдоль поверхности Земли, приводится схема взаимного расположения корреспондирующих пунктов и результаты исследования отношения множителей ослабления в приближениях стандартной и сферически слоистой атмосферы.

Нестационарность атмосферных процессов в значительной степени затрудняет процессы диагноза и прогноза, снижает их надежность, если они основаны только на статистических результатах многолетних исследований, то есть без учета данных непосредственного зондирования фактических параметров атмосферы или радиополя в районе диагностир уемых и прогнозируемых радиотрасс. Поэтому развитию известных и разработке новых методов зондирования ПСА, диагноза и прогноза условий распространения уделяется постоянное внимание.

Предпосылки диагноза по данным радиопросвечивания эталонными источниками

Традиционный метод зондирования ПСА основан на результатах непосредственного измерения или расчета высотного профиля n(h) коэффициента преломления по данным стандартных метеоизмерений (температура, давление, влажность) [9]. Недостатки данного метода, связанные с наличием специального метеорологического или радиометеорологического оборудования, средств многократного подъема и спуска метеодатчиков в диапазоне высот от нескольких метров до нескольких километров над поверхностью Земли, а также необходимостью проведения зондирования в «действующем», то есть определяющем условия распространения на диагностируемой трассе, объеме тропосферы [8,10], привели к развитию методов восстановления профилей $n(h)$ по данным радиофизического зондирования ПСА [11-13]. Эти методы основываются на том, что параметры радиополя, прошедшего через всю толщу атмосферы или отраженного от ее неоднородностей, определяются фактическим интегральным распределением коэффициента преломления во всем "действующем" вдоль зондируемой трассы объеме атмосферы.

В настоящее время известно несколько методов дистанционного зондирования атмосферы, предназначенных для восстановления высотных профилей коэффициента преломления и других метеопараметров атмосферы. Например, метод активного радиолокационного зон-

дирования атмосферы легко позволяет получить наиболее важную информацию, а именно, о наличии инверсионного слоя и высоте его расположения [10,13]. Метод пассивного радиолокационного зондирования [12, 14] позволяет восстанавливать вертикальные профили влажности и температуры воздуха по результатам измерений радиояркостных температур на нескольких частотах в полосе поглощения водяным паром и кислородом. Метод пассивного радиолокационного зондирования может также применяться для определения угла рефракции радиоволн [15, 16]. Успехи в постановке и решении обратной рефрактометрической задачи [17, 18] позволили установить, что для сферически слоистой атмосферы задача восстановления профиля коэффициента преломления является хорошо обусловленной в интервале высот ниже уровня наблюдателя. Определение коэффициента преломления выше уровня наблюдателя считается некорректной обратной задачей.

Высотная зависимость коэффициента преломления может быть восстановлена и с помощью банка данных, в котором каждое ожидаемое распределение информативного параметра радиополя рассчитывалось для конкретного профиля коэффициента преломления $n(h)$, поэтому совпадение измеренного и одного из рассчитанных распределений радиополя позволяет определить соответствующий данному состоянию атмосферы профиль $n(h)$. Очевидно, что в этом методе обратная задача – определение $n(h)$по результатам измерения параметров радиополя, достигается путем заранее выполненного многократного решения прямой.

Для восстановления профиля коэффициента преломления атмосферы в необходимом диапазоне высот могут применяться и другие методы. Например, в работе [19] рассматривается возможность восстановления профиля индекса рефракции $N(h)$ по его значениям измеренным у поверхности. Активно разрабатываются также методы восстановления метеопараметров атмосферы по данным акустического [20], оптического и радиоакустического [21] зондирований атмосферы.

Рассмотренные методы зондирования ПСА и используемые информативные параметры обобщены в табл. 1.

Таблица 1

Метод зондирования	Информативные параметры
1. Аэрологический	Высотные профили температуры, влажности и давления
2. Радиорефрактометрический	Высотный профиль коэффициента преломления
3. Акустический	Высотные распределения уровней мощности отраженных сигналов
4. Радиометрический	Распределение радиояркостной температуры в функции угла места и частоты
5. Лидарный	Распределение уровня мощности отраженных сигналов по высоте
6.Радиолокационный	Распределение уровня мощности отраженных сигналов по высоте
7. Радиопросвечивание	– Дистанционные (высотные) распределения уровней мощности сигналов эталонных источников; – Интерференционная структура принимаемого сигнала; – Угломестная зависимость доплеровского сдвига частоты принимаемого сигнала;

Для полноты представления проблемы, определения возможного пути упрощения диагноза и прогноза радио и радиолокационной наблюдаемости (РН и РЛН) целесообразно представить алгоритмы реализации диагноза и прогноза при использовании приведенных в табл. 1 методов зондирования ПСА.

В настоящее время до практического использования доведен метод диагноза, заключающийся в решении прямой задачи рефракции [4, 5]. Он позволяет в рамках известных теоретических моделей атмосферы по известному (измеренному или восстановленному) профилю $n(h)$ рассчитывать (выбирать из банка данных) ожидаемые дистанционные (высотные) зависимости множителя ослабления поля радиоволн относительно его уровня в свободном пространстве. Данный метод нашел практическое применение в системе IREPS [8], которая

позволяет получить сведения об условиях распространения радиоволн во всех используемых диапазонах радиочастот за время не более 5 *с* после получения информации о распределении метеопараметров в районе расположения радиотрасс. Основным недостатком IREPS является снижение точности диагноза и прогноза при высотах инверсий менее 500 *м*.

Если диагноз условий распространения осуществляется на основании измеренного или рассчитанного профиля $n(h)$, то алгоритм диагноза и прогноза включает в себя этапы, показанные на рис. 1. Зондирование метеопараметров ПСА включает измерение профиля $n(h)$

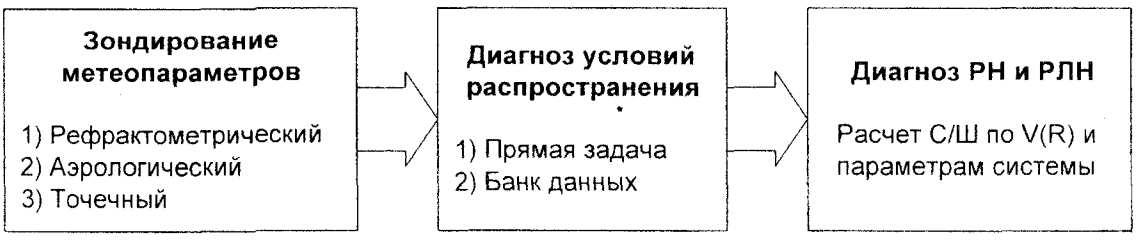


Рис.1

или профилей температуры, давления и влажности с последующим расчетом $n(h)$. Диагноз условий распространения осуществляется на основе расчета множителя ослабления $V(R,h)$ с учетом протяженности трассы и высот корреспондирующих пунктов в рамках прямой задачи рефракции или путем выбора наиболее вероятной зависимости $V(R,h)$ из имеющегося банка данных. Диагноз радионаблюдаемости (РН) или радиолокационной наблюдаемости (РЛН) предполагает расчет ожидаемого отношения сигнал/шум на входе приемного устройства диагностируемой радиосистемы по данным диагноза $V(R,h)$ и ее энергетических параметров.

Если диагноз производится по данным радиолокационного, радиометрического, акустического, оптического или другого неконтактного метода зондирования ПСА, то алгоритм диагноза усложняется и включает этапы, показанные на рис.2. В этом случае зондирование

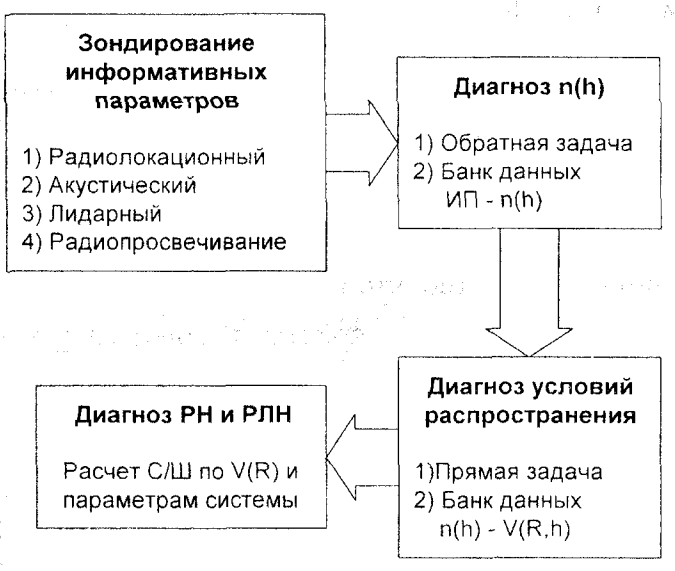


Рис. 2

информативных параметров включает в себя измерение высотных, дистанционных, амплитудных или других параметров радиополя. Диагноз высотного профиля $n(h)$ основан на восстановлении профиля с помощью решения обратной задачи рефракции или выборе наиболее подходящего профиля из имеющегося банка данных "распределение информативного параметра – высотный профиль". Диагноз условий распространения предполагает расчет зависи-

мости множителя ослабления от протяженности трассы и высот корреспондирующих пунктов в рамках прямой задачи рефракции или выбор наиболее вероятной зависимости $V(R,h)$ из имеющегося банка данных "профиль $n(h)$ – зависимость $V(R,h)$". Диагноз отношения сигнал-шум осуществляется аналогично по данным диагноза $V(R,h)$ и энергетических параметров радиосистемы.

Таким образом, для алгоритма на рис.1 диагноз РН и РЛН связан с многократным решением прямой задачи рефакции или обращением к банку данных типа "профиль $n(h)$ – зависимость $V(R,h)$", что может снижать надежность диагноза, особенно при сложном профиле $n(h)$. Для алгоритма на рис.2 дополнительный источник погрешности диагноза связан с решением обратной задачи рефракции или обращением к банку "информативный параметр – профиль $n(h)$". В целях повышения надежности процесса диагностики представляется перспективным упростить процесс диагноза путем исключения этапов решения прямой и обратной задач рефракции, что возможно, если в атмосфере существуют совокупности трасс, на которых независимо от состояния ПСА условия распространения радиоволн приближенно совпадают. В этом случае достаточно будет исследовать условия распространения на одной трассе, а затем полученные результаты распространить на любую из данной совокупности трасс. При этом очевидным методом зондирования будет радиопросвечивание эталонными источниками, что позволит получить информацию о влиянии ПСА непосредственно на мощность радиосигнала на входе приемного устройства или на множитель ослабления. Так как в процессе зондирования и диагноза будет использоваться один и тот же параметр радиополя, например множитель ослабления, то диагноз может быть реализован с помощью простейшего выражения $V(диагн)_i = C \cdot V(зонд)$, где $V(диагн)_i$ – множитель ослабления на i-й диагностируемой трассе, $V(зонд)$ – множитель ослабления на зондируемой трассе, C – некоторая функция, не зависящая от параметров атмосферы. Алгоритм диагноза по данным радиопросвечивания эталонными источниками показан на рис.3.

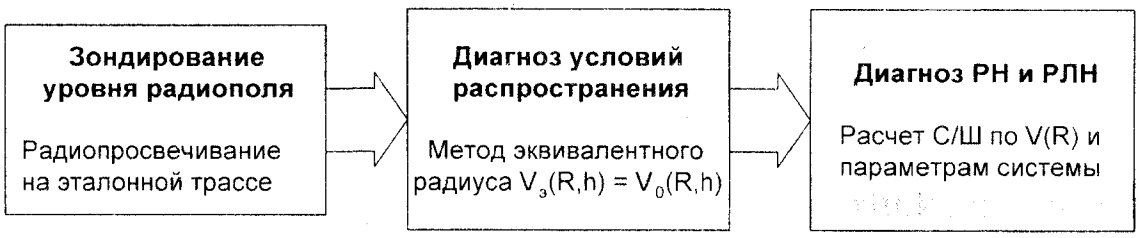


Рис. 3

Из теории дифракции [22] известно, что при отсутствии атмосферы поле источника 2 в точке приема 1′, лежащей на пересечении касательной $i-i'$ с поверхностью сферы, обратно пропорционально расстоянию R_{02}, (см. рис. 4), а множитель ослабления

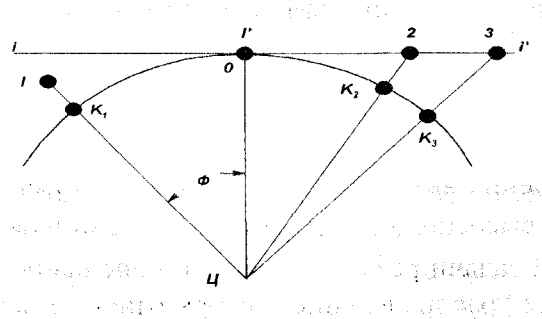


Рис. 4

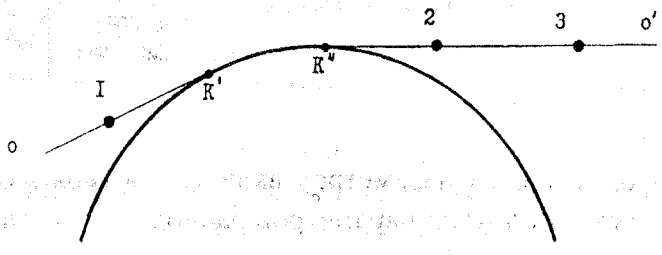


Рис. 5

$V_{02} = 0{,}57 \cdot (\pi)^{-1/2} \delta \exp(-j\pi/3)$ явно не зависит от расстояния R_{02}, где $\delta = j\varepsilon \cdot (ka)^{1/3} (\varepsilon - 1)^{-1/2}$, $k = 2\pi/\lambda$, ε – диэлектрическая проницаемость почвы, a – радиус сферы, K_1, K_2, K_3 обозначают вертикальные проекции точек *1*, *2* и *3* на поверхность сферы. При малых смещениях точки 1′ на поверхности сферы в освещенную область (угол $\Phi < 0$, рис.4) или в область тени (точка *1*, $h_1 << a$), множитель ослабления зависит от угла Φ, а выражение для множителя ослабления между корреспондирующими пунктами *1* и *2* имеет вид

$$V_{12} \cong V_{02} \left\{ 1 - 0{,}52 \; e^{i\pi/6} \sqrt[3]{ka} \cdot \sin\Phi + 1{,}09 \; e^{i\pi/3} \left[\sqrt[3]{ka} \; \sin^2\Phi \right]^2 + \ldots \right\}, \qquad (1)$$

где V_{02} – множитель ослабления на трассе 0-*2*. Если выполняется условие $R_{02} \geq \left(4a^2 \lambda/\pi\right)^{1/3}$, то множитель V_{02} не зависит от протяженности трассы [22], а множители ослабления на трассах 1-2 и 1-3 совпадают $V_{12} = V_{13}$, что и может быть положено в основу метода диагноза условий распространения радиоволн на загоризонтных трассах по данным радиопросвечивания атмосферы. В этом методе диагноз трассы 1-2 основан на результатах измерения уровня радиополя на зондируемой трассе 1-3, а значение константы в выражении для $V(диагн)$ полагается равным $C = 1$, так как $V_{12} = V_{13}$. При этом протяженности трасс R_{12}, R_{13} и высоты корреспондирующих пунктов h_1, h_2, h_3 должны быть связанными известными соотношениями

$$R_{12} = \left(\sqrt{2ah_1} + \sqrt{2ah_2}\right) + R_{k'k''}; \; R_{13} = \left(\sqrt{2ah_1} + \sqrt{2ah_3}\right) + R_{k'k''}, \qquad (2)$$

где $R_{k'k''}$ – протяженность общего участка вдоль поверхности сферы для обеих трасс (см. рис.5).

Для практического использования алгоритма диагноза, приведенного на рис.3, взаимное расположение корреспондирующих пунктов не должно зависеть от состояния ПСА. Другими словами, в выражении (2) величина a должна быть известной и неизменной при любых условиях распространения, так как при нарушении данного требования возникает необходимость ее предварительного определения по данным метеорологических зондирований ПСА в районе диагностируемых трасс. Величину a следует выбирать из следующих соображений. Над акваториями, где условия для загоризонтного распространения наиболее благоприятные и носят устойчивый характер, пониженная рефракция ($a_э < 8500\,км$) наблюдается крайне редко, а в случае возникновения приводных или приподнятых инверсий, на участке профиля $n(h)$ выше инверсии, величина $a_э$ обычно близка к стандартной – $a_э = 8500\,км$. Поэтому представляется целесообразным использовать значение $a_э$ для стандартной атмосферы, тогда выражение, связывающее протяженности трасс и высоты корреспондирующих пунктов, записывается в виде

$$R_{12} \cong R_{13} - 4{,}12 \cdot \left(\sqrt{h_3} - \sqrt{h_2}\right), \qquad (3)$$

а сам метод диагноза может называться методом эквивалентного радиуса или методом стандартной атмосферы. Однако возможность использования неизменной величины $a_э = 8500\,км$ при различных состояниях ПСА требует теоретического и экспериментального обоснования.

Обоснование метода эквивалентного радиуса в сферически слоистой атмосфере

При произвольном профиле $n(h)$ выражение для множителя ослабления [4] крайне сложно и требует численного решения. Однако для целей диагностики наибольший интерес представляют ситуации, когда пункт 3 зондируемой трассы 1-3 располагается всегда выше тропосферных инверсий, а высота пункта *2* может меняться от поверхности Земли до высоты пункта 3 (см. рис.5). В этом случае выражение для множителя ослабления зондируемой трассы V_{13} существенно упрощается по сравнению с его выражением [4] для произвольного профиля $n(h)$. Кроме того, протяженности и высоты пунктов трасс 1-2 и 1-3 должны удовлетво-

рять условию, определяемому выражением (3), поэтому для упрощения математических выкладок целесообразно исследовать не сами величины множителей ослабления, а их отношение $C = V_{12}/V_{13}$. В этом случае, когда общий приёмник 1 находится за горизонтом относительно обоих источников 2 и 3 (см. рис.5) в зоне глубокой тени или полутени, а источник 3 располагается выше тропосферных инверсий, выражение для отношения множителей ослабления может быть приведено к виду

$$C = \sqrt{\frac{x_{12}\sqrt{y_3}}{x_{13}}} e^{-\ln t_1 (x_{12} - x_{13} - \sqrt{y_3})} \left| \frac{f_0(y_2, t_1)}{C(t_1)} \right|, \qquad (4)$$

где $x_{12} = mR_{12}/a$, $x_{13} = mR_{13}/a$, $y_2 = kh_2/a$ и $y_3 = kh_3/a$ – безразмерные протяженности трасс и высоты корреспондирующих пунктов, $m = \left(ka/2\right)^{1/3}$; $f_0(y_2, t_1)$ – высотный множитель; t_1 – корень дисперсионного уравнения $df_1/dy(0, t_1) + qf_1(0, t_1) = 0$; $q = im/\sqrt{\varepsilon}$ – приведенный импеданс поверхности; $C(t_1)$ – константа.

Значение высотного множителя $f_0(y_2, t_1)$ в выражении (4) определяется численно, однако в некоторых частных случаях его можно выразить в замкнутом виде. Так, если оба источника 2 и 3 (см. рис.5) расположены высоко над поверхностью ($y_2, y_3 > 5$), то величина C близка к единице и определяется выражением $C = \left(R^2_{12} h_3 / R^2_{13} h_2\right)^{1/4}$.

В случае монотонного профиля коэффициента преломления, когда состояние тропосферы близко к стандартному, в диапазоне высот пункта 2 ($y_2 < 0{,}5$) выражение (4) может быть записано следующим образом

$$C \approx \sqrt{\frac{x_{12}}{x_{13}}} \sqrt[4]{y_3}\, y_2 e^{-\ln t_1 \sqrt{y_2}} \left| \frac{\omega_1(t_1)}{dt} \right|, \qquad (5)$$

где $\omega_1(t_1)$ – функция Эйри-Фока [23]. Таким образом, при $y_2 < 0{,}5$ величина C практически линейно зависит от высоты пункта *2*. В интервале высот $0{,}5 < y_2 < 5$ значения высотной функции $f_0(y_2, t_1)$ источника *2* для нормальной рефракции определяются с помощью таблиц [23]. Расчётная зависимость отношения модулей множителей ослабления $C(y_2)$ для модели стандартной атмосферы приведена на рис. 6. Она свидетельствует, что соотношение $V_{12} \approx V_{13}$

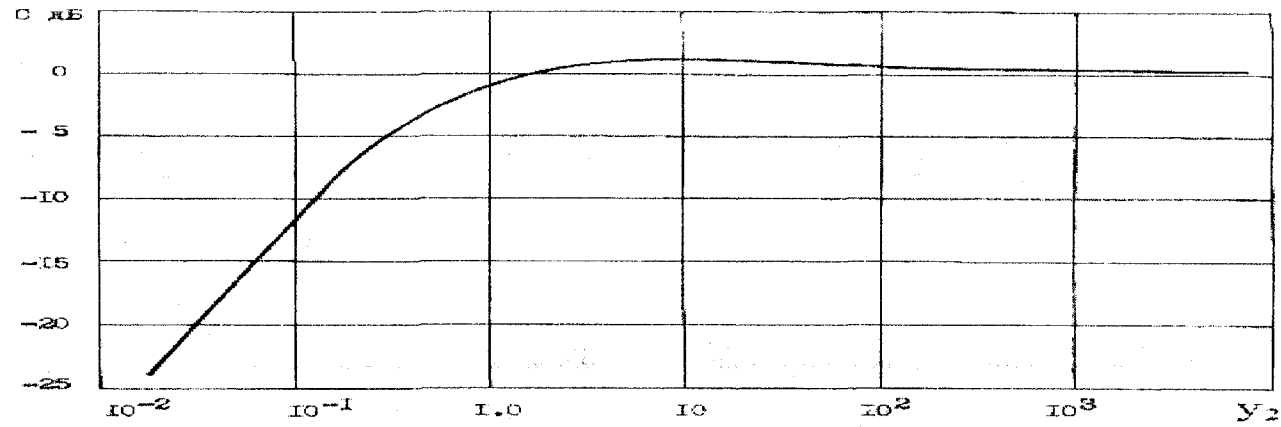


Рис. 6

выполняется в стандартной атмосфере в диапазоне высот $y_2 > 0{,}5$. В диапазоне высот $y_2 < 0{,}5$ значение $C < 1$ и практически линейно зависит от y_2.

Если высотный профиль $n(h)$ немонотонен и соответствует наличию приповерхностной инверсии, то как показывают результаты расчета в [5], величина C может достигать 20 и более дБ, когда пункт *2* расположен ниже инверсии. Чтобы исследовать величину C при наличии одиночной приподнятой инверсии, двух приподнятых инверсий, а также приповерхностной и приподнятой инверсий целесообразно использовать результаты расчетов высотных зависимостей уровней радиополя, выполненных в [24]. Данные [24] позволили оценить отношение множителей ослабления для трасс 1-2 и 1-3 (см. рис. 5) в диапазоне высот пункта 2 от 25 до 1200 *м* при высотах пункта 1 и 3, соответственно составлявших 400 и 1200 *м*, для следующих случаев: а) M-профиль соответствует наличию одиночной приподнятой инверсии, расположенной в диапазоне высот $h_0 = 450 \div 500$ *м* и имеющей M-дефицит, равный $20N$ *ед.*; б) M-профиль соответствует одновременному наличию двух приподнятых инверсий, расположенных в диапазонах высот $h_{01} = 450 \div 500$ *м*, $h_{02} = 120 \div 200$ *м* и имеющих M – дефициты, равные $\Delta M_1 = 20N$ *ед.* и $\Delta M_2 = 10N$; в) М-профиль соответствует одновременному наличию приповерхностной и приподнятой инверсий, расположенных в пределах высот $h_в = 0 \div 75$ *м*, $h_0 = 450 \div 500$ *м* при M-дефицитах $\Delta M_в = 30N$ *ед.* и $\Delta M_0 = 20N$ *ед.*

Результаты расчета высотных зависимостей $C = \varphi(h_2)$ по данным [24] представлены на рис. 7, где по осям координат отложены значения C в (*дБ*) и высота пункта *2* в (*м*), а кривые 1, 2, 3 и 4 соответствуют значениям $R_{K'-K''} = 0$ *км*, 100 *км*, 200 *км* и 300 *км*. Они показывают,

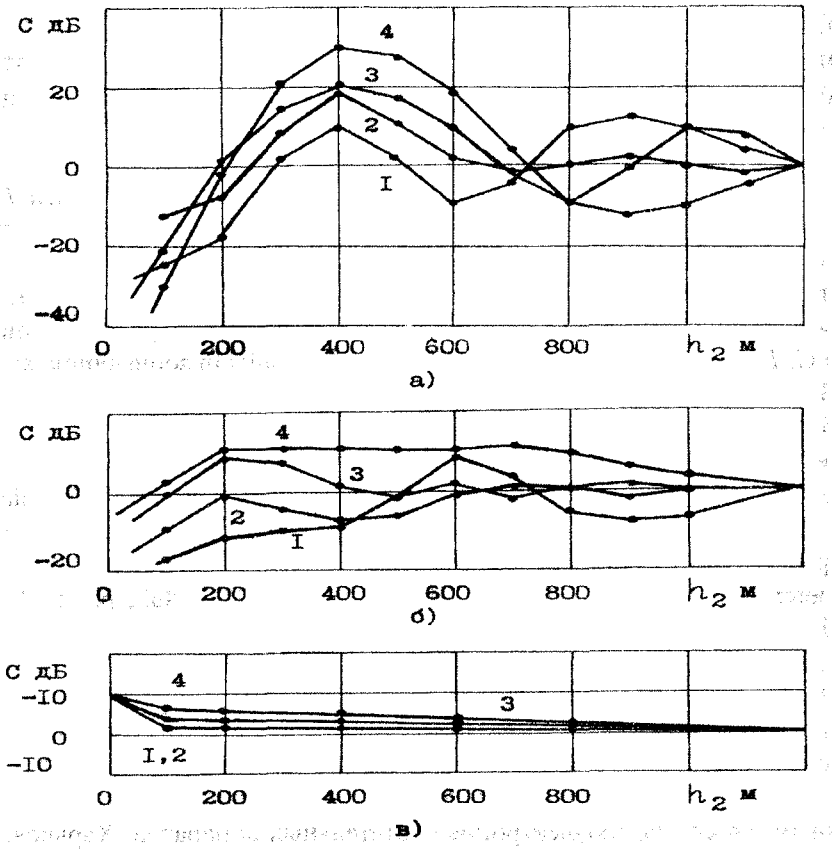


Рис. 7

что при наличии одиночного слоя (см. рис.7, *а*) соотношение $V_{12} \approx V_{13}$ может считаться выполняющимся приближенно в диапазоне высот пункта *2*, превышающих высоту инверсии. При наличии двух слоев (см. рис.7, *б)* оно выполняется приближенно, если $h_2 > 100$ *м*. Появ-

ление приповерхностной инверсии приводит к приближенному выполнению соотношения $V_{12} \approx V_{13}$, если высота пункта *2* превышает 25 *м*. В этом случае величина отношения множителей ослабления не превосходит 10 *дБ* и практически не зависит от протяжённостей трасс 1-2 и 1-3. При этом, согласно [24], условие $V_{12} \approx V_{13}$ должно выполняться и в тех случаях, когда мощность приповерхностной инверсии недостаточна для захвата и канализации радиополя.

Данные многочисленных экспериментальных исследований свидетельствуют, что над обширными акваториями практически всегда существуют хотя бы маломощные приводные инверсии, поэтому можно ожидать, что приподнятые инверсии сопровождаются, по крайней мере, маломощными приводными инверсиями. Поэтому выполнение приближенного совпадения множителей ослабления, в первую очередь, следует ожидать над обширными акваториями в диапазоне высот пункта, превышающих (20-25) *м*.

Выводы.

На основании анализа методов зондирования ПСА и алгоритмов диагноза условий распространения радиоволн, РН и РЛН предложен новый алгоритм диагноза, основывающийся на предположении о совпадении множителей ослабления на совокупностях трасс с общим участком вдоль поверхности Земли. Обоснована схема взаимного расположения корреспондирующих пунктов для таких совокупностей трасс получено выражение, связывающее высоты корреспондирующих пунктов и протяженности трасс в приближении модели эквивалентного радиуса Земли.

В приближении моделей стандартной и сферически слоистой атмосферы определено, что в диапазоне высот, превышающих 20м, приближенное совпадение множителей ослабления должно выполняться и в реальной атмосфере, в первую очередь, над акваториями.

Установлено, что в длинноволновой части УКВ к существенным отличиям множителей ослабления, в основном, приводит близость поверхности раздела, а в коротковолновой – наличие инверсионных образований между корреспондирующими пунктами на зондируемой и диагностируемой трассах.

Список литературы: 1. *Распространение* ультракоротких радиоволн: Пер. с англ. / Под ред.Б.А. Шиллерова. М.: Сов. Радио, 1954. 710с. 2. *Аренберг А.Г.* Распространение дециметровых и сантиметровых волн. М.: Сов. радио, 1957. 303с. 3. *Хитни Г.В., Хитн Рихтер Ю.Х., Папперт Р.А., Андерсон К.Д., Баумгартнер Дж.Б.* Распространение радиоволн в тропосфере: Обзор. // ТИИЭР, 1985, т.73, N2, с.106-128. 4. *Фок В.А.* Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн. М.: Сов. радио, 1970. 517с. 5. *Joseph R.I., Smith G. D.* Propagation in an evaporation duct. Results in some simple analytic models. //R.S., 1972, v.7, №4, p. 433-441. 6. *Gerks T.H.* Propagation in a superrefractive troposphere with a traping surface layers. //R.S., 4, №5, p. 413-417. 7. *Hitney H.V., Pappert R.A, Hattan C.P. and Goodhart C.L.* Evaporation duct influences on beyond-the horizon high altitude signals. //R.S., 1978, 13 №4, p. 669-675. 8. *Hitney H.V., Richter J.H.* Integrated refractive effects prediction system (IREPS). In: URSI Commission F Colloque Quert, Open Symposium La Baule (France), 28 april-6mai 1977, c.r. La Baule, 1977, p.55-60. 9. *Бин Б.Р., Даттон Е.Дж.* Радиометеорология. Л.: Гидрометиздат, 1971. 363с. 10. *Lane J.A., Meadows R.U.* Simultaneous: Radar and refractometer sounding of the troposphere. //Nature, 197, №4862, p. 35-36. 11. Пат. 4.093.918 (США). Means for determining the refractive index profile of the atmosphere / H. V. Hitney, Опубл. 06.06.78. 12. *Гайкович К.П.* Об использовании измерений теплового радиоизлучения для определения рефракции атмосферы, //Изв. ВУЗов Радиофизика, 1980, 23, №7, с.782-788. 13. *Hogg D.C.* Ground-based remote sensing and profiles of the lower atmosphere. //IEEE Trans. on Antenna and Propagation, 1980, 28, №2, p.281-283. 14. Радиолокационные методы исследования Земли /под ред. Ю.А. Мельника. М.: Сов. Радио, 1980. 262 с. 15. *Пономарев В.И., Безлюдько Г.Я.* О восстановлении регулярного профиля показателя преломления среды по радиоданным. //в сб. Ра диоэлектроника летательных аппаратов. Харьков, ХАИ, 1976, вып.8. с. 9-14. 16. *Гайкович К.П., Гурвич А.С., Наумов А.П.* К определению метеопараметров из внутриатмосферных измерений оптической рефракции космических источников. Горький: 1982. 17с. (Препринт/НИРФИ; №153). 17. *Павельев А. Г.* Решение обратной задачи рефракции. //АН СССР Радиотехника и электроника, 1982, 27, №5, с. 1037-1039. 18. *Гайкович К.П., Гурвич А.С., Наумов А.П.* О восстановлении метеопараметров по внутриатмосферным измерениям оптической рефракции космических источников. Изв. АН СССР ФАО, 1983, 19, №7, с.675-681. 19. *Андрианов В.А., Ракитин Б.В.* Восста-

новление высотных профилей показателя преломления радиоволн в пограничном слое атмосферы. //АН СССР Радиотехника и электроника, 1978, 23, №10, с.2031-2038. 20. *Гурянов А.З., Зубовский С.Л., Калли-стратова М.А. и др.* О на дежности определения вертикального профиля структурной характе ристики температуры в атмосфере методом акустического зондирования. // Изв. АН СССР ФАО, 1981, 17, №2, с.146-151. 21. *Азизян Г.В., Бовшеров В.М., Горелик А.Г. и др.* Опыт измере ний температурных профилей в нижней тропосфере методом радиоа кустического зондирования // Изв. АН СССР ФАО, 1981, 17, №2, с.153-159. 22. *Фейнберг Е.Л.* Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. М.: Изд. АН СССР, 1961. 546с. 23.*Яковлева Г.Д.* Таблицы функций Эйри и их производных. М.: Наука, 1969. 377с. 24. *Dreps M.R., Ratner A.S.* Tropospheric duct propogation beyond the horizon at UHF /In URSI Commission F Colloque Owvert Open Symposium La Baule (France), 28 april–6 mai 1997, c.r. La Baule, 1977, 33-36.

Институт радиофизики и электроники НАН Украины *Поступила в редакцию 05.02.2006.*

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ
GENERAL SYSTEM PROBLEMS IN TELECOMMUNICATIONS

УДК 621.372

Управление в телекоммуникационных сетях и правила системной политики / *В. В. Поповский, В. Ф. Олейник, Г. В. Звягольская* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 5 - 9.

Рассматриваются методологические особенности решения задач управления в телекоммуникационных системах. Анализируется ряд важных проблем, объединенное решение по которым позволит повысить эффективность предоставления услуг связи и образует базу для создания новой современной теории телекоммуникационных систем.

Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.372

Управління в телекомунікаційних мережах і правила системної політики / *В. В. Поповський, В. Ф. Олійник, Г. В. Звягольська* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип.144. С. 5-9.

Розглядаються методологічні особливості рішення задач управління в телекомунікаційних системах. Аналізується ряд важливих проблем, об'єднане рішення по яких дозволить підвищити ефективність надання послуг зв'язку і утворює базу для створення нової сучасної теорії телекомунікаційних систем.

Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.372

Management in telecommunication networks and rules of a system policy / *V. Popovsky, V. Oleynik, G. Zvyagolskay* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 144. P. 5-9.

Methodological features of management problems decision in telecommunication systems are considered. A number of the important problems is analyzed; the joint decision of these problems will allow to raise efficiency of granting communication services and form the base for creation of a new modern theory of telecommunication systems.

Ref.: 6 items.

УДК 621.395.31

Распределение нагрузки в интеллектуальной сети / *Т. Н. Лысяк* // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С.10-15.

Классифицированы методы управления нагрузкой. Представлен метод распределения нагрузки в интеллектуальной сети. Данный метод относится к методам управления нагрузкой внутри сети и обеспечивает распределение ресурсов IN и распределение нагрузки между узлами IN. При решении поставленной задачи учитывается специфический характер служебных информационных потоков IN и расстояние между узлами IN. Полагается, что задача предотвращения перегрузок решается методами управления нагрузкой на входе в сеть, и поступающая нагрузка не превышает заданного допустимого уровня. Запросы на интеллектуальные услуги и служебные сообщения направляются к ближайшим узлам с учетом их производительностей.

Табл. 2. Ил. 5. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.395.31

Розподіл навантаження в інтелектуальній мережі / *Т. Н. Лисяк* // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 10-15.

Класифіковано методи керування навантаженням. Запропоновано метод розподілу навантаження в інтелектуальній мережі. Метод відноситься до методів керування навантаженням всередині мережі та забезпечує розподіл ресурсів IN і розподіл навантаження між вузлами IN. Враховується специфічний характер службових інформаційних потоків IN і відстань між вузлами IN. Вважається, що задача запобігання перевантажень вирішується методами керування навантаженням на вході у мережу, і навантаження, що надходить, не первищує визначеного рівня. Запити на інтелектуальні послуги та службові повідомлення направляються до наближчих вузлів з урахуванням їх пропускної здатності.

Табл. 2. Іл. 5. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.395.31

Load distribution in Intelligent Network / *T. N. Lysyak* // Radiotechnics. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 144. P. 10-15.

The methods of load control are classified. A method of load distribution in Intelligent Network is presented. This method refers to the methods of load control inside the network and provides IN resources allocation and load distribution between IN nodes. Specific character of IN service information flows and distance between IN nodes are taken into consideration. It is assumed, that the task of congestion control is resolved by means of load control at the point of entry to the network and incoming load doesn't exceed the predefined level. Service requests and signal messages are directed to the nearest nodes taking into account their capacity.

2 tab. 5 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.391

Модель многопутевой QoS-маршрутизации в мультисервисной телекоммуникационной сети / *А. В. Лемешко, О. А. Дробот* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 16- 22.

Предложен подход к математическому моделированию многопутевой маршрутизации с поддержкой гарантированного качества обслуживания. Модель Галлагера была использована в качестве базовой и дополнена необходимыми ограничениями на качество обслуживания. Тензорная интерпретация модели позволила получить в аналитическом виде условия качества обслуживания одновременно по скоростным и временным показателям.

Табл. 1. Библиогр.: 23 назв.

УДК 621.391

Модель багатошляхової QoS-маршрутизації в мультисервісній телекомунікаційній мережі / *О. В. Лемешко, О. А. Дробот* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 16- 22.

Запропоновано підхід до математичного моделювання багатошляхової маршрутизації з підтримкою гарантованої якості обслуговування. Модель Галлагера була використана в якості базової й доповнена необхідними обмеженнями на якість обслу-

говування. Тензорна інтерпретація моделі дозволила одержати в аналітичному вигляді умови щодо якості обслуговування одночасно за швидкісними та часовими показниками.

Табл. 1. Бібліогр.: 23 назв.

UDC 621.391

The model of multipath QoS-based routing in multi-service network / *A. V. Lemeshko, O. A. Drobot* // Radiotekhika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 144. P. 16- 22.

An approach to the mathematical modeling of multipath QoS-based routing in multiservice networks is considered. The Gallager's model was assumed as a basis of the offered model with introduction of additional restrictions on the service quality. Tensor interpretation of the model has allowed to receive in the analytical form the condition of service quality simultaneously on high-speed and time parameters of QoS.

1 tab. Ref: 23 items.

УДК 530.1:537.86 + 681.51

К оценке фрактальной размерности временных рядов / *Н. С. Пастушенко, А. Н. Пастушенко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С.23- 25.

Рассмотрены особенности оценки дробной размерности временных рядов. Предложенный подход позволяет повысить точность оценки и значительно сократить требуемые вычислительные затраты.

Библиогр.: 9 назв.

УДК 530.1:537.86 + 681.51

До оцінки фрактальної розмірності часових рядів / *М. С. Пастушенко, О. М. Пастушенко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 23- 25.

Розглянуто особливості оцінки дробової розмірності часових рядів. Запропонований підхід дозволяє підвищити точність оцінки й значно скоротити необхідні обчислювальні витрати.

Бібліогр.: 9 назв.

UDC 530.1:537.86 + 681.51

To an estimation of time series fractal dimensions / N. *S. Pastushenko, A. N. Pastushenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. №144. P. 23- 25.

Features of the estimation of time series fractional dimension are considered. The offered approach allows to increase accuracy of the estimation and reduce considerably the required demanded computing expenses.

Ref.: 9 items.

УДК 621.39

Тензорное моделирование телекоммуникационных систем на симплексах / *Т. И. Григорьева* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып.144. С.26-27.

Показана возможность использования теории симплексов в сочетании с аппаратом тензорного анализа для эффективного исследования системы связи.

Ил. 5. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.39

Тензорне моделювання телекомунікаційних систем на симплексах / *Т. І. Григор'єва* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук. техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 26-27.

Показана можливість застосування теорії симплексів у поєднанні з апаратом тензорного аналізу для ефективного дослідження системи зв'язку.

Іл. 5. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.39

Tensor modeling of telecommunication systems on simplexes / *T. I. Grygoryeva* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci Interdep. Mag. 2006. №144. P. 26-27.

The opportunity to use the theory of simplex in a combination with the tensor analysis device for effective study of a communication system is shown.

5 fig. Ref.: 4 items.

УДК 519.74, 681.51

Синтез модели Петри и верификация протокола электронной коммерции IOTP / *Д. А. Зайцев, Е. Я. Чорногала* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 28-34.

Ранее представленная методология синтеза моделей Петри телекоммуникационных протоколов применена для синтеза модели известного протокола электронной коммерции IOTP. Модель построена для типовой транзакции приобретения и насчитывает около сотни элементов сети Петри. Верификация протокола выполнена в процессе последовательной композиции функциональных сетей Петри, так как инвариантный анализ модели традиционными методами практически неосуществим.

Ил. 4. Табл. 2. Библиогр.: 8 назв

УДК 519.74, 681.51

Синтез моделі Петрі та верифікація протоколу електронної комерції IOTP / *Д. А. Зайцев, Е. Я. Чорногала* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 28-34.

Раніше представлена методологія синтезу моделей Петрі телекомунікаційних протоколів застосована для синтезу моделі відомого протоколу електронної комерції IOTP. Модель побудовано для типової трансакції придбання та нараховує коло сотні елементів сітки Петрі. Верифікація протоколу виповнено в процесі послідовної композиції функціональних сіток Петрі, тому що інваріантний аналіз моделі традиційними методами є практично неспроможним.

Іл. 4. Табл.. 2. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 519.74, 681.51

Synthesis of Petri net model and verification of IOTP electronic commerce protocol /*D. A Zaitsev, E. Y Chornogala* // Radiotehnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. №. 144. P. 28-34.

Early presented technique of Petri net models of telecommunication protocols synthesis was applied to the synthesis of the model for a well-known protocol of electronic commerce – IOTP. The model was constructed for a typical purchase transaction and consists of about a hundred of Petri net elements. Verification of the protocol was implemented in the process of sequential composition of functional Petri nets, since the invariance analysis by traditional methods is practically impossible.

4 fig. Tabl. 2. Ref.: 8 item.

УДК 621.394

Многопутевая маршрутизация с использованием оптимального алгоритма распределения сетевых ресурсов для сетей MPLS-TE / *Л.И. Мельникова, Д.В., С.Н. Горяева* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 35 -38.

Предложен алгоритм оптимальной многопутевой маршрутизации для сетей с мультипротокольной коммутацией меток. Алгоритм, дает возможность эффективно распределить нагрузку по имеющемуся множеству независимых кратчайших путей. Показано, что использование данного алгоритма позволяет разгрузить сеть оператора и минимизировать почти на половину максимальную нагрузку пути. Преимуществами данного алгоритма являются простота вычислительной реализации, оптимальность получаемых результатов и отсутствие необходимости использовать сложные протоколы сигнализации.

Ил. 5. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.394

Багатошляхова маршрутизація з використанням оптимального алгоритму розподілення мережевих ресурсів для мереж MPLS-TE / *Л. І. Мельнікова, Д. В. Андрушко, С. М. Горяєва* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 35 -38.

Запропоновано алгоритм оптимальної багатошляхової маршрутизації для мереж з мультипротокольною комутацією міток. Алгоритм надає можливість ефективно розподілити навантаження по наявній множині незалежних найкоротших шляхів. Показано, що використання даного алгоритму доволяє розвантажити мережу оператора та мінімізувати майже на половину максимальне навантаження на окремий шлях. Перевагами даного алгоритму є легкість обчислювальної реалізації, оптимальність отриманих результатів та відсутність необхідності у використанні складних протоколів сигналізації.

Іл. 5. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.394

Multipath routing with the optimal distribution of network resources for MPLS-TE networks / *L.I. Melnikova, D.V. Andrushko, S.N. Goryaeva* // Radiotekhika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 144. P. 35 -38.

An algorithm of the optimal multipath routing for multiprotocol label switching networks is proposed. This algorithm gives a possibility to distribute the traffic efficiency over multiple independent shortest paths. It is shown that usage of this algorithm allows to unload operators network and minimize almost in a half the maximum load on the path. Small computation complexity, optimal end results and operaton without complex signalling protocols are advantages of this algorithm.

5 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.391.24

Полная энергия селективных сигналов при интерполяции их спектров кубическими В-сплайнами / *И. В. Стрелковская* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 39-41.

Рассмотрены селективные сигналы, используя метод интерполяции их спектральных характеристик кубическими В-сплайнами. Вычислена полная энергия этих сигналов. Показано, что эти сигналы обладают большей энергией, чем селективные сигналы, построенные, используя метод интерполяции их спектральных характеристик кубическими сплайнами.

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391.24

Повна енергія селективних сигналів при інтерполяції їх спектрів кубічними В-сплайнами / *І.В. Стрелковська* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144.С. 39-41.

Розглянуто селективні сигнали, використовуючи метод інтерполяції їхніх спектральних характеристик кубічними В-сплайнами. Обчислено повну енергію цих сигналів. Показано, що ці сигнали мають більшу енергію, чим селективні сигнали, для побудови яких використано метод інтерполяції спектральних характеристик кубічними сплайнами.

Іл. 2. Бібліогр.: 5 найм.

UDC 621.391.24

The apparent energy of selective signals under interpolation of their spectrums by cubic B-splines / *I.V. Strelkovskaya* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep.Nag. 2006. № 144. P. 39-41.

Using the method of interpolation of their spectrum characteristics by cubic B-splines. The selective signals are examined. The apparent energy of these signals has been calculated. It is shown that these signals have more energy than selective signals formed using the method of interpolation of their spectrum characteristics by cubic splines.

2 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.371.36

Спутниковые распределительные сети государственного предприятия «Укркосмос» / *К.С. Сундучков, В.А. Гребенюк* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 42-47.

Проведен анализ рынка спутниковой связи, в том числе телекоммуникационного рынка Украины. Проанализированы назначение, архитектура и характеристики спутниковых распределительных сетей ГП «Укркосмос». Сформулированы перспективы развития этих сетей.

Табл. 3. Ил. 1. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.371.36

Супутникові розподільчі мережі державного підприємства „Укркосмос"/ *К.С. Сундучков, В.О. Гребенюк* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 144. С. 42-47.

Проведений аналіз ринка супутникового зв'язку, включаючи телекомунікаційний ринок України. Проаналізовано призначення, архітектура та характеристики супутникових розподільчих мереж ДП „Укркосмос". Сформульовано перспективи розвитку цих мереж.

Табл. 3. Іл. 1. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.371.36

Satellite distributed networks of the public enterprise "Ukrkosmos" / *K. S. Sunduchkov, V. A. Grebenuk* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep.Nag. 2006. № 144. .P. 42-47.

The analysis of the satellite communication market is carried out, including the communication market of Ukraine. The function, architecture and characteristics of the satellite distributed networks of the public enterprise "Ukrkosmos" are analyzed. The development trends of these networks are formulated.

3 tab. 1 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.391.827

Обеспечение качества обслуживания в сетях NGN на базе IP-ориентированных протоколов / *Л. Н. Беркман, В. П. Ефремов, С.И. Отрох* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 48–52.

Предлагается обзор базовых принципов обеспечения QoS в сетях с коммутацией пакетов, построенных на базе IP-ориентированных протоколов. Определены основные понятия качества обслуживания в современных телекоммуникационных сетях. Рассмотрены характеристики сетей, оказывающие наибольшее влияние на качество обслуживания, а также рассмотрено содержание рекомендаций ITU-T Y.1540 и Y.1541, определяющих нормы и механизмы поддержки качества обслуживания в IP-ориентированных сетях.

Табл. 2. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391.827

Забезпечення якістю обслуговування в мережах NGN на основі IP-орієнтованих протоколів / *Л. Н. Беркман, В. П. Єфремов, С.І. Отрох* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 48–52.

Надано огляд основних принципів забезпечення QoS в мережах з комутацією пакетів, побудованих на основі IP-орієнтованих протоколів. Визначені основні поняття якості обслуговування в сучасних телекомунікаційних мережах. Розглянуті характеристики мереж, які забезпечують найбільший вплив на якість обслуговування, а також розглянутий зміст рекомендацій ITU-T Y.1540 и Y.1541, які визначають норми і механізми підтримки якості обслуговування в IP-орієнтованих мережах.

Табл. 2. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.391.827

Service quality support in NGN networks on the IP-guided protocols basis / *L.N. Berkman, V. P. Efremov, S.I. Otrokh* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep.Nag. 2006. № 144. P. 48–52.

The base principles ensuring QoS in packet switching networks constructed on the basis of the IP-guided protocols are considered. The fundamental concepts of modern telecommunication networks service quality are determined. The characteristics of networks rendering the greatest influence on the service quality are considered and the contents of the recommendations ITU-T Y.1540 and Y.1541, determining the norms and mechanisms of service quality support in IP-guided networks is considered.

2 tab. Ref.: 7 items.

ПРОБЛЕМЫ СИНТЕЗА, АНАЛИЗА И УПРАВЛЕНИЯ
PROBLEMS OF SYNTHESIS, ANALYSIS AND CONTROL

УДК 621.395.31

Проблемы пректирования и управления телекоммуникационными сетями и пути их решения / *О. И. Романов, Н. Н. Нестеренко, В. В. Правило* // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 53-58.

Сформулированы необходимые, с практической точки зрения, направления научных исследований в области проектирования и управления телекоммуникационными сетями. Определен перечень задач в каждом направлении и приведена их постановка в формализованном виде. Представлены типовые ошибки, которые проявляются в процессе исследований такого типа.

Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.394.

Проблеми проектування і управління телекомунікаційними мережами та шляхи їх вирішення/ *О. І. Романов, М. М. Нестеренко, В. В. Правило* // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 53-58.

Сформульовано доцільні, з практичної точки зору, напрями наукових досліджень у області проектування і управління телекомунікаційних мереж. Визначений перелік задач в кожному напрямі і дана їх постановка у формалізованому вигляді. Показані типові помилки, які допускаються в процесі досліджень такого типа.

Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.394.

Problems of telecommunication networks development and managements and ways of their solution / *O. I. Romanov, M. M. Nesterenko, V. V. Pravilo* // Radiotehnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. №. 144. P. 53-58.

Directions of scientific researches in the field of telecommunication networks designing and management critical from the practical stand point are stated. The list of problems in each direction is determined and their statement in the formalized aspect is given. Typical mistakes revealing themselves during researches of such type are presented.

Ref.: 4 items.

УДК 621.372

Анализ системы массового обслуживания с приоритетами с учетом фрактальности трафика / *Ю. И. Лосев, К. М. Руккас* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 59-64.

Проводится анализ времени ожидания для трафика различного приоритета в зависимости от фрактальности входного трафика. Предложена методика оценки времени ожидания для системы массового обслуживания с приоритетами и фрактальным входным трафиком.

Табл. 1. Ил.3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.372

Анализ системи масового обслуговування з пріоритетами з врахуванням фрактальності трафіка / *Ю. І. Лосєв, К. М. Руккас* // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 59-64.

Проводиться аналіз часу очікування для трафіка різного пріоритету в залежності від фрактальності вихідного трафіка. Запропоновано методику оцінки часу очікування для системи масового обслуговування з пріоритетами та фрактальним вихідним трафіком.

Табл. 1. Іл. 3. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 621.372

Analysis of the system of mass service with priorities taking into account traffic fractality / *U. I. Losev, K. M. Rukkas* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. №.144.. P. 59-64.

Analysis of a timeout for the traffic of various priority depending on the entrance traffic fractality is given. The technique for estimating the timeout for the system of mass service with priorities and fractal entrance traffic is offered.

1 tab. 3 fig. Ref.: 3 items.

УДК 681.324

Проектирование композиционных микропрограммных устройств управления для телекоммуникационных систем / *А. А. Баркалов, Л. А. Титаренко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 65 - 70.

Предложен метод уменьшения стоимости конечного автомата адресации микрокоманд. Минимизация достигается благодаря введению дополнительного устройства преобразования номеров переходов в адреса микрокоманд и коды состояний автомата адресации. Дается пример применения предложенного метода.

Ил. 5. Библиогр.: 7 назв.

УДК 681.324

Проектування композиційних мікропрограмних пристроїв керування для телекомунікаційних систем / *О. О. Баркалов, Л. О.Титаренко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип.144. С. 65 - 70.

Запропоновано метод зменшення вартості кінцевого автомату адресації мікрокоманд. Мінімізація може бути досягнута внаслідок введення допоміжного пристою перетворення номерів переходів в адреси мікрокоманд та коди станів автомату адресації. Наводиться приклад запропонованого методу.

Іл. 5. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 681.324

Design of compositional microprogram control units for telecommunication systems / *A.A. Barkalov, L.A.Titarenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. №.144. P. 65 - 70.

The method for decreasing the cost of the circuit of finite – state – machine of microinstructions' addressing is proposed. The minimization is reached dues to application of an inter medial unit transforming numbers of transactions into microinstructions' addresses and codes of the states. An example of application of the proposed method is shown.

Fig. 5. Ref.: 7 items.

УДК 621.396

Основы управления сетями связи / *Ю. В. Гресько* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 71-76.

Рассмотрена структура и принципы построения TMN , сделан вывод об эффективности применения TMN для управления системами мобильной связи GSM (MSC -Mobile Switching Centre (центр коммутации подвижной связи), BSS-Base Station System (система базовых станций)) и др. как и системами передачи. Оператор сети, нацеленный на лидерство в конкурентной борьбе, должен иметь единый центр управления сетями и/или услугами связи.

Ил. 4. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396

Основи керування мережами зв'язку / *Ю. В. Гресько* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип.144. С. 71-76.

Розглянуто структуру і принципи побудови TMN, зроблений висновок про ефективність застосування TMN для керування системами мобільного зв'язку GSM (MSC-Mobile Switching Centre (центр комутації мобільного зв'язку), BSS- Base Station System (система базових станцій) і ін. як і системами передачі. Оператор мережі, націлений на лідерство в конкурентній боротьбі, повинний мати єдиний центр керування мережами і/або послугами зв'язку.

Іл. 4. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.396

Telecommunication management network fundamentals / *Y. V. Gresko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. №.144. P. 71-76.

The structure and principles of TMN construction are considered, the conclusion on of TMN application efficiency for management of the systems of mobile communication of GSM (MSC -Mobile Switching Centre, BSS -Base Station System), etc. and systems of transfer is draw. The operator of the network aimed at leadership in the competitive struggle should have a uniform control centre of networks and or services of communication.

4 Fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.391

Оценка интегральных критериев качества обслуживания в сетях абонентского доступа. / *Т. Г. Калекина* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып.144 С. 77-79.

Рассматриваются интегральные показатели качества в сетях абонентского доступа для сетей с коммутацией каналов и коммутацией пакетов.

Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.391

Оцінка інтегральних критеріїв якості обслуговування в мережах абонентського доступа / *Т. Г. Калєкіна* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 77-79.

Розглянуто інтегральні показники якості в мережах абонентського доступу для мереж з комутацією каналів та комутацією пакетів.

Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.391

Estimation of integrated criteria of service quality in user's access networks. / *T. G. Kalekina* // Radiotekhika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 144. P. 77-79.

Quality indices in the networks of user's access for networks with switching channels and packet switching are considered.

Ref.: 3 items.

УДК 621.394

Анализ методов точной оценки живучести телекоммуникационных сетей / *А. И. Романов, В. Д. Голь* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 80 - 88.

Возможности сети сохранять работоспособность в экстремальных условиях, сопровождающихся массовым выходом из строя ее элементов, оцениваются характеристикой живучести. Основной составляющей при расчете показателей живучести является свойство связности двух коммутационных центров. Проведен сравнительный анализ методов расчета вероятности связности в направлениях связи по точности и сложности реализации. Разработаны рекомендации по применению методов.

Ил. 4. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.394

Аналіз мотодів точної оцінки живучості телекомунікаційних мереж / *О.І. Романов, В.Д. Голь* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 80 - 88.

Здатність мережі зберігати працездатність в екстремальних умовах, які супроводжуються масовим ходом з ладу її елементів, оцінюються характеристикою живучості. Основною складовою при розрахунку показників живучості є властивість зв'язності двох комутаційних центрів. Проведено порівняльний аналіз методів розрахунку ймовірності зв'язності в напрямках зв'язку по точності та тяжкості реалізації. Розроблені рекомендації щодо застосування методів.

Іл. 4. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.394

Analysis of methods for telecommunication networks survivability precise estimate / *A. I. Romanov, I'. D. Gol'* // Radioteknika: All – Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 144. P. 80-88.

The capabilities of a network to preserve capacity for work under extreme conditions accompanied by the mass failure of its elements are estimated by the survivability characteristics. The main component in calculation of the survivability indices is the property of two commutation centers connectivity. The comparative analysis of methods for calculating the connectivity probability in the communication directions on precision and complexity of realization is carried out. Recommendations on the methods application are developed.

4 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.395.31

Устойчивость и управляемость телекоммуникационных систем и сетей / *С. А. Сабурова* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 89 - 93.

Представлен метод анализа обеспечения устойчивости и управляемости систем управления на основе системных характеристик, которые использованы для оценки качественных особенностей поведения систем управления объектами телекоммуникационных систем и сетей с приведением примеров реализации предлагаемых математических методов.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.395.31

Стійкість та керованість телекомунікаційними системами та мережами / *С. О. Сабурова* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 89 - 93.

Наведено метод аналізу забезпечення стійкості та керованості систем управління на основі системних характеристик, які використовуються для оцінки якісних особливостей поведінки систем управління об'єктами телекомунікаційних систем та мереж. Наведено приклади реалізації запропонованих математичних методів.

Іл. 1. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.395.31

Stability and controllability of telecommunication systems and networks / *S. A. Saburova* // Radiotekhika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 144. P. 89 - 93.

The method for analyzing maintenance of stability and controllability of control systems is based on the system characteristics used for estimating qualitative features of behaviour of the systems controlling objects of telecommunication systems and networks is offered. Examples of realization of the offered mathematical methods are given.

1 fig. Ref.: 3 items.

УДК. 621. 396

Метод расчета задержки управляющей информации между базовыми станциями BS сети GSM с заданой структурою сети / *Л. Н. Беркман Г. И. Гайдур* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 94- 96.

Для мобильных сетей GSM одним из важных параметров является задержка, от которой зависит доставка управляющей информации к месту назначения. Рассмотрен метод расчета задержки управляющей информации для заданной структуры сети. Результаты расчета представлены и виде графиков. После чего сделан вывод, что задержка зависит отколичества ветвей в графе.

Ил. 4. Быблиогр.: 2назв.

УДК. 621. 396.

Метод розрахунку затримки керуючої інформації між базовими станціями BS сети GSM з заданою структурою мережі / *Л. Н. Беркман Г. І. Гайдур* // Радіотехніка: Всеукр. межвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 94- 96.

Для мобільних мереж GSM одним з важливих параметрів є затримка, від якої залежить доставка керуючої інформації до місця призначення. Розглянуто метод розрахунку затримки керуючої інформації для заданої структури мережі. Результати розрахунку представлені і вигляді графиків. Зроблено висновок, що затримка залежить від кількасті гілок у графі.

Іл.4. Бібліогр.: 2 назв.

UDC. 621.396

Method of computation of delay of managing inoformation between the base stations of BS network GSM with set to stouctouroyo network / *L. N. Berkman, G. I.Gaydur* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 144. P. 94- 96.

For mobile networks GSM one of important parameters is the delay which delivery of managing information to destination depends from. The method of computation of delay of managing information is considered for the set network structure. The results of computation are presented type of graficiv. Whereupon a conclusion is done, that the delay relies on cilcasti branches in a column.

4 fig. Ref.: 2 items

УДК 621.391

Проблемы управления мультисервисной телекоммуникационной системой / *Д.В. Агеев, Самир Махмуд* // Радиотехника: Всеукр. меж вед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 97-101.

Рассмотрены принципы построения мультисервисных сетей связи. Предложены наиболее перспективные технологии для использования их на транспортном сегменте и в сегменте сети доступа. Рассмотрены проблемы, возникающие при решении задачи управления распределением ресурсов. В качестве основных указаны необходимость решения задачи в интересах всей системы и учет свойств реального трафика.

Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391

Проблеми керування мультисервисной телекомунікаційною системою / *Д.В. Агеєв, Самір Махмуд*// Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 97-101.

Розглянуто принципи побудови мультисервісных мереж зв'язку. Запропоновано найбільш перспективні технології для використання їх на транспортному сегменті й у сегменті мережі доступу. Розглянуто проблеми, що виникають при вирішенні задачі управління розподілом ресурсів. У якості основних зазначено необхідність рішення задачі в інтересах всієї системи й урахування властивостей реального трафика.

Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.391

Multiservice telecommunication system management problems / *D.V. Ageyev, Samir Mahmud* // Radiotechnika: All – Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N 144. P. 97-101.

Multiservice telecommunication system creation principles are considered. The most promising technology are offered for usage in transport and access network. Management problems arising when salving the problem of network resources distribution are examined. The necessity to use general-system management and real traffic characteristics are indicated as the main ones.

Ref.: 4 items.

УДК 621.391

Многокритериальная модель качества обслуживания в системах абонентского радиодоступа / *Л.И. Мельникова, С.Н. Горяева, Д.В. Андрушко* // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 146. С. 102-106.

Предложен подход к построению многокритериальной модели качества обслуживания в системах абонентского радиодоступа, позволяющий найти оптимальное решение в условиях влияния многих факторов. При формировании обобщенного критерия используется функция полезности, которая позволяет обеспечить равноправие всех критериев. Использование весовых критериев, учитывающих важность частных критериев, обеспечивает гибкость модели в условиях изменения требований к качеству обслуживания в системах абонентского радиодоступа.

Ил. 2. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.391

Багатокритеріальна модель якості обслуговування в системах абонентського радіо доступу / *Л.І. Мельникова, С.М. Горяєва, Д.В. Андрушко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 146. С. 102-106.

Запропоновано підхід до побудови багатокритеріальної моделі якості обслуговування в системах абонентського радіо доступу, який дозволяє знайти оптимальне рішення в умовах дії багатьох факторів.При формуванні загального критерію використовується функція корисності, яка дозволяє забезпечити рівноправ'я всіх критеріїв. Використання вагових критеріїв, враховуючих важливість частних критеріїв, забезпечує гибкість моделі в умовах зміни вимог до якості обслуговування в системах абонентського радіодоступу.

Іл. 2. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.391

Multicriteria model of quality of service in systems of a subscriber radioaccess / *L.I. Melnikova, S.N. Goryaeva, D.V. Andrushko* // Radiotechnika: All – Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N 144. P. 102-106.

The approach to construction of service quality multicriteria model in the systems of a subscriber radio access which allows to find an optimum solution under conditions of many factors' action is offered. It is supposed, that the utility function use when forming the generalized criterion makes it possible to take into account equal rights of individual criteria, and weight coefficients allow to take into account their importance, thus "to adapt" to changes of requirements for security of service quality in the subscriber radio access systems.

2 fig. Ref: 6 items.

УДК 621.391

Оптимизация процессов распределения и ограничения нагрузки на транспортном уровне и уровне доступа в сетях связи военного назначения / *А.Г. Беленков, Ф.Ф. Мысик* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С.107-112.

Предложена модель комплексного решения задач маршрутизации и ограничения внешней нагрузки в сетях связи военного назначения. В качестве критерия при решении возникающей задачи оптимального управления выступала производительность сети на рассматриваемом временном интервале.

Ил. 1. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.391

Оптимізація процесів розподілу й обмеження навантаження на транспортному рівні й рівні доступу в мережах зв'язку військового призначення / *О.Г. Бєлєнков, Ф.Ф. Мисик* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 107-112.

Запропоновано модель комплексного рішення завдань маршрутизації й обмеження зовнішнього навантаження в мережах зв'язку військового призначення. Як критерій при розв'язанні виникаючої задачі оптимального управління виступала продуктивність мережі на розглянутому часовому інтервалі.

Іл. 1. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.391

Optimization of distribution and limitation traffic on transport and access layers in military networks / A.G. Belenkov, F.F. Misik // Radiotechnika: All – Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N 144. P. 107-112.

The model of complex problem solving of routing and traffic limitation in military networks is offered. The productivity are represented itself as a figure of merit of the received solutions.

1 fig. Ref: 8 items.

УДК 621.391

UML модель сети передачи данных в системе автоматизированного проектирования топологической структуры / *Ю.Ф. Кучеренко, Е.В. Шубин, Г.В. Щербак* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 113-116.

Рассмотрен объектно-ориентированный подход к построению модели сети передачи данных для задачи синтеза ее топологической структуры по критерию минимальной стоимости. Предложена логическая модель сети передачи данных в виде диаграммы классов в нотации унифицированного языка моделирования.

Ил. 2. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.391

UML модель мережі передачі даних в системі автоматизованого проектування топологічної структури / *Ю.Ф. Кучеренко, Є.В. Шубін, Г.В. Щербак* // Радіотехніка: Всеукр. Міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 113-116.

Розглянуто об'єктно-орієнтований підхід до побудови моделі мережі передачі даних для задачі синтезу її топологічної структури за критерієм мінімальної вартості. Запропонована логічна модель мережі передачі даних у вигляді діаграми класів у нотації уніфікованої мови моделювання.

Іл. 2. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.391

UML model of a network of data transmission in system of the automated designing topological structure / *U. F. Kucherenko, E.V. Shubin, G.V. Scherbak* // Radiotechnika: All – Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N 144. P. 113-116.

The object-oriented approach to construction of the model of data transmission network for the problem of its topological structure synthesis by the criterion of the minimal cost is considered. The logic model of data transmission network as the diagram of classes in the notation of the modeling unified language is offered.

2 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.391

Учет повторных передач при анализе нагрузки сети с коммутацией пакетов системой предбиллинга / *А.С. Еременко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 117-122.

Для осуществления функций предбиллинга необходима организация медиационной системы, способной собирать записи о событиях из нескольких точек сбора и предупреждать оператора о несоблюдении условий соглашения об уровне услуг, предоставляемых абоненту. Единицей наблюдения являются информационные потоки, инициированные приложениями отдельных пользователей. Для анализа нагрузки сети с коммутацией пакетов предлагается использовать модель потоков с повторными передачами ввиду ее простоты и хорошей точности при оценке характеристик системы.

Ил. 5. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391

Урахування повторних передач при аналізі навантаження мережі з комутацією пакетів системою передбіллінга / *О.С. Єременко* // Радіотехніка: Всеукр. між від. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 117-122.

Для здійснення функцій передбіллінга необхідна організація медіаційної системи, яка здатна збирати записи про події з декількох точок збору та попереджати оператора про недотримання умов угоди про рівень послуг, які надаються абонентові. Одиницею спостереження є інформаційні потоки, ініційовані програмним забезпеченням окремого користувача. Для аналізу навантаження мережі з комутацією пакетів пропонується використання моделі потоків з повторними передачами через її простоту й високу точність при оцінюванні характеристик системи.

Іл. 5. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.391

Taking into account a repeated transmissions within a billing system analysis of packet network workload / *A.S. Eremenko* // Radiotechnika: All – Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N 144. P. 117-122.

To realize billing functions it is necessary to organize the mediation system capable to collect information about events in multiple collection points and to warn an operator about nonobservance of customer service level agreement. Observation units are information flows initiated by applications of separate customers. For packet network workload analysis it is proposed to use a model with repeated transmissions due to its simplicity and a good precision in system characteristics estimation.

5 fig. Ref.: 4 items.

УДК 517.968.2

Факторизация интегральных операторов I-го рода в классе обобщенных функций / *А. Г. Буслаев* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып.144. С. 123-130.

Даны необходимые и достаточные условия факторизации интегральных операторов I-го рода с непрерывным ядром на специальном множестве обобщенных функций. Решен пример.

Библиогр.:11 назв.

УДК 517.968.2

Факторизація інтегральних операторів I-го роду у класі узагальнених функцій / *А.Г. Буслаєв* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип.144. С. 123-130.

Дано необхідні і достатні умови факторизації інтегральних операторів I-го роду з неперервним ядром на спеціальній множені узагальнених функцій. Розв'язано приклад.

Бібліогр.:11 назв.

UDC 517.968.2

Factorizaziation Integral operators of the I-st kind in the cllas of generalized functions / *A.G. Buslaev* // Radioteknika: All-Ukr. Sci. Interden. Mag. 2006. N 144. P. 123-130.

Necessary and sufficient conditions for factorization of the I-st kind integral operators with a continuous main element on a special set of the generalized functions are given. The example is solved.

Ref.:11 items.

УДК 621.391

Результаты экспериментальных исследований сетевых параметров передачи IP трафика в технологии MPLS-TE / *Л.И. Мельникова, Д.В. Андрушко, М.Н. Демченко* // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 131-135.

Представлены результаты экспериментальных исследований параметров для магистральных сетей MPLS-TE. Экспериментально получены критерии, с использованием которых, предлагается производить маршрутизацию пакетов по резервным путям на основании контента (типа передаваемой информации). Показано, что возможно повысить качество обслуживания и решить задачу трафик инжиниринга, используя ремаршрутизацию пакетов по обходным путям.

Ил. 5. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Результати експериментальних досліджень мережених параметрів передачі IP трафіка в технології MPLS-TE / *Л.І. Мельникова, Д.В. Андрушко, М.Н. Демченко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 131-135.

Наведено результати експериментальних досліджень параметрів для магістральних мереж MPLS-TE. Експериментально отримані критерії, за допомогою яких, пропонується виконувати маршрутизацію пакетів по резервних шляхам на основі контента (типу передаваємої інформації). Показано, що можливо збільшити якість обслуговування та вирішити задачу трафік інжиніринга, використовуючи ремаршрутизацію пакетів по обхідним шляхам.

Іл. 5. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391

The results of the experimental investigation of network parameters of transmitting IP-traffic in MPLS-TE technology / *L.I. Melnikova, D.V. Andrushko, M.N. Demchenko* // Radiotekhika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N 144. P131-135.

The results of the experimental research on network parameters for backbone networks MPLS-TE are given. Criteria for content based packets routing using reserve paths are obtained experimentally. The possibility to increase the service quality and resolve the traffic engineering task using rerouting of packets through the bypass routes is shown.

5 fig. Ref: 5 items.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ
ELECTROMAGNETIC COMPABILITY

УДК 621.396.677.49

Методы обеспечения электромагнитной совместимости в системах абонентского радиодоступа / *Ю.Ю.Коляденко* // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2006. Вып. 144 С. 136-141.

Рассмотрена задача обеспечения электромагнитной совместимостью систем абонентского радиодоступа. Предложено решение, основанное на пространственно-временном доступе, когда каждому из активных абонентов выставляется узкий луч, ширина которого может составлять менее градуса.

Ил. 2. Библиогр.: 14 назв.

УДК 621.396.677.49

Методи забезпечення електромагнітної сумісності в системах абонентського радіодоступу / *Ю. Ю. Коляденко* // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 136-141.

Розглянуто задачу забезпечення електромагнітної сумісності систем абонентського радіодоступу. Запропоновано рішення, яке грунтується на просторово-часовому доступі, коли кожному з активних абонентів виставляється вузький промінь, ширина якого може досягати менше градуса.

Іл. 2. Бібліогр.: 14 назв.

UDC 621.396.677.49

Methods of provision user's radio access systems with electromagnetic compatibility / *Yu.Yu.Kolyadenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Mag. 2006. №.144. P. 136-141.

The problem of provision of users' radio access systems with electromagnetic compatibility is considered. The solution based on the spatial-temporal access, when every active subscriber is offered a narrow beam with a width less than a degree, is offered.

2 fig. Ref.: 14 items.

УДК 621.396.946

Определение уровней электромагнитных полей около антенны абонентской станции подвижной системы связи / *Л.И. Нетикова* // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2006. Вып. 144 С. 142-146.

Предложен подход к оценке электромагнитной безопасности абонентских станций (АС) подвижных систем связи. В основе подхода лежит использование интегро-дифферен-циального уравнения в пространственно-частотной области. Для определения степени безопасности АС необходимы довольно сложные экспериментальные и теоретические исследования. Предложенный метод является сравнительно простым и достаточно точным.

Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.946

Визначення рівній електромагнітних полів навколо антени абонентської станції рухомої системи зв'язку / *Л. І. Нетікова* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 142-146.

Запропоновано підхід до оцінки електромагнітної безпеки абонентських станцій (АС) рухомих систем зв'язку. В основі підходу лежить використування інтегро-диференціальної рівності у просторово-частотній області. Для визначення рівня безпеки АС необхідні дуже складні експериментальні та теоретичні дослідження. Наведений метод є порівняно простим і точним.

Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.396.946

The definition of levels of electromagnetic fields about the aerial of user's station of mobile system of communication / *L. I. Netikova* // Radiotekhnika: All-Ukr. Mag. 2006. №.144. P. 142-146.

An approach to estimation of electromagnetic safety of users' stations of mobile systems of communication is offered. The approach is based on the use of the integral differential equation in spatial - frequency zone. Rather complex experimental and theoretical researches are necessary for definition of a degree of the users' stations safety. The offered method is rather simple and sufficiently precix.

Ref.: 5 items.

УДК 621.3.006.357

Анализ пропускной способности bluetooth-пикосети в условиях совместной работы с точкой доступа стандарта 802.11g / *А. А. Коваленко* // Радиотехника: Всеукр. межвед.. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 147-150.

Представлены результаты экспериментальных и теоретических исследований влияния активной точки доступа стандарта 802.11g на пропускную способность bluetooth-пикосети. Предложена методика оценки пропускной способности bluetooth-пикосети при различных сценариях влияния точки доступа и других несинхронизированных пикосетей.

Табл.1 Ил. 6. Библиогр: 5 назв.

УДК 621.3.006.357

Аналіз пропускної спроможності bluetooth-пікомережі за умов спільної роботи з точкою доступа стандарту 802.11g / *О. О. Коваленко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 147-150.

Надано результати експериментальних і теоретичних досліджень впливу активної точки доступа стандарту 802.11g на пропускну спроможність bluetooth-пікомережі. Запропоновано методику оцінки пропускної спроможності bluetooth-пікомережі за різноманітними сценаріями впливу точки доступу та інших несинхронізованих пікомереж.

Табл.1 Іл. 6. Бібліогр: 5 назв.

UDC 621.3.006.357

Analysis of the bluetooth-piconet transmissive capacity under conditions of joint operation with 802.11g standard access point / *O.O. Kovalenko* // Radiotekhika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 144. P. 147-150.

The results of experimental and theoretical researches are presented. Impact from active access point to bluetooth transmissive capacity is shown. The methods of transmissive capacity analysis in different scenarios of the access point action and other not-synchronized piconets considered.

1 tab. 6 ill. Ref: 5 items.

УДК 621.396.677

Согласование широкоразмерных волноводных излучателей с диэлектриком / *С. Л. Бердник, Н. Н. Горобец, В. А. Катрич, В. А. Лященко* // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 151-160.

Теория Л. Левина излучения из открытого конца прямоугольного волновода с бесконечным идеально проводящим фланцем развита на широкоразмерные многомодовые волноводы и на случай возбуждения волновода волнами высших типов. Задача решена в общем виде, когда объем волновода заполнен диэлектриком с произвольной диэлектрической проницаемостью, а излучение происходит в среду с другой диэлектрической проницаемостью. Получено выражение для коэффициентов трансформации типов волн в излучающем раскрыве.

Ил. 11. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.677

Узгодження широкорозмірних хвилевідних випромінювачів з діелектриком / *С.Л. Бердник, М.М. Горобець, В.О. Катрич, В.О. Лященко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 151-160.

Теорія Л. Левіна випромінювання з відкритого кінця прямокутного хвилеводу з нескінченним ідеально провідним фланцем розвинута на широкорозмірні багатомодові хвилеводи та на випадок збудження хвилеводу хвилями вищих типів. Задачу розв'язано в загальному випадку, коли об'єм хвилеводу заповнено діелектриком з довільною діелектричною проникністю, а випромінювання відбувається в середовище з іншою діелектричною проникністю. Отримано вираз для коефіцієнтів трансформації типів хвиль у випромінюючому розкриві.

Іл. 11. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.396.677

Matching of wide-size waveguide dielectric radiators / *S.L. Berdnik, N.N. Gorobets, V.A. Katrich, V.A. Lyashenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N 144. P. 151-160.

L.Levin's radiation theory of the open end of a rectangular waveguide with an infinite ideally conducting flange has been developed for multimode waveguides and for case of exciting waveguide by the high wave types. The problem was solved in general when the volume of a waveguide is filled with dielectric with arbitrary permittivity, and it radiates in medium with other permittivity. The expression of transformation coefficients of wave types in radiating aperture has been obtained.

11 fig. Ref.: 4 items.

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И ИХ ОБРАБОТКА
THEORY OF SIGNALS AND THEIR PROCESSING

УДК 621.391.23

Использование метода парных эхо для исследования систем с коррелятивным кодированием / *Э. А. Сукачев, Д. Ю. Бухан* // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С.161-165.

С помощью метода парных эхо исследуется влияние линейных искажений тракта передачи на уровень межсимвольной интерференции в цифровом сигнале в системах с коррелятивным кодированием. Обсуждаются полученные результаты и оцениваются допустимые искажения амплитудно-частотной характеристики.

Ил. 3. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.391.23

Застосування метода парних лун для дослідження систем з корелятивним кодуванням / *Е. О. Сукачов, Д. Ю. Бухан* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 161-165.

За допомогою метода парних лун досліджено вплив лінійних спотворень тракту передачі на рівень між символьної інтерференції в цифровому сигналі в системах з корелятивним кодуванням. Обговорюються отримані результати й оцінюються допустимі спотворення амплітудно-частотної характеристики.

Іл. 3. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.391.23

The employment of paired echoes method for investigation of the system with correlative coding / *E.A. Sukachov, D.Yu. Bukhan* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. №144. P. 161-165.

Influence of channel linear distortions on the intersymbol interference digital signal magnitude by means of paired echoes method for the systems employing correlative coding is investigated. The obtained results are discussed and the admissible distortion of the channel performance is evaluated.

3 fig. Ref.: 6 items.

УДК 681.324.50

Моделирование и измерение ослабления сигнала в радиоканале локальных САРД. Ч. 2 / *В.М. Шокало, В.Г. Лихограй, А.Е. Стрельницкий, А.А. Стрельницкий* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 166-171.

На основе отражательной трактовки предложена модель радиоканала локальных систем абонентского радиодоступа, учитывающая влияние стен, пола и потолка и справедливая в отличие от ранее известных моделей, не только для дальней, но и для ближней и промежуточной зон. Достоверность модели доказана путем сравнения данных расчетов и экспериментов.

Ил.8. Библиогр.: 4 назв.

УДК 681.324.50

Моделювання і вимір ослаблення сигналу в радіоканалі локальних САРД. Ч. 2 / *В.М. Шокало, В.Г. Лихограй, О.Є. Стрельницький, О.О. Стрельницький* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вып. 144. С. 166-171.

На основі відбивного трактування запропоновано модель радіоканалу локальних систем абонентського радіодоступу, що враховує вплив стін, підлоги і стелі і справедлива на відміну від раніше відомих моделей, не тільки для далекої, але і для ближньої і проміжної зон. Вірогідність моделі доведена шляхом порівняння даних розрахунків і експериментів.

Іл.8. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 681.324.50

Modelling and measurement of easing of a signal in a radio channel local WaveLAN. Part 2 / *V.M. Shokalo, V.G. Lichogray, O.E. Strelnytskyi, A.A. Strelnytskyi* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. №. 144. P. 166-171.

A model of user's radio access local systems radio channel is offered on the basis of the reflective interpretation. This model makes an allowance for walls, floor and ceiling influence; it is fair, unlike previonsly known models, not only for a far but for near and intermediate zones as well. Reliability of the model is proved by comparison of calculation and experimental results.

Fig. 8 Ref.: 4 items.

УДК 621.396.677.49

Анализ эффективности алгоритмов адаптивных антенных решеток в линиях сотовой связи / Ю.Ю. Коляденко // Радиотехника. Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 172-181.

Проведен сравнительный анализ эффективности алгоритмов адаптивных антенных решеток при движущихся источниках сигналов, что характерно для систем сотовой связи. Даны рекомендации по выбору алгоритма при нестационарной сигнально-помеховой обстановке и количеству антенных элементов.

Ил. 11. Библиогр.: 7 наим.

УДК 621.396.677.49

Аналіз ефективності алгоритмів адаптивних антенних решіток в лініях стільникового зв'язку // *Ю.Ю.Коляденко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 172-181.

Проведено порівняльний аналіз ефективності алгоритмів адаптивних антенних решіток при рухомих джерелах сигналів, що характерно для систем стільникового зв'язку. Налано рекомендації по выбору алгоритма при нестаціонарній сигнально-завадовій обстановці та кількості антенних елементів.

Іл. 11. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.396.677.49

The analysis of efficiency of algorithms adaptive antenns array in lines of cellular communication /*Yu.Yu.Kolyadenko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. №. 144. P. 172-181.

The comparative analysis of efficiency of algorithms adaptive antenns array is carried out at moving sources of signals, that it is typical of systems of cellular communication. Recommendations at the choice of algorithm at non-stationary signal are given conditions and quantity antenns elements.

11 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.396.931

Определение параметров выходного сигнала приёмника сигналов с помощью рядов Вольтера / *Т.В. Дорошенко, К.А. Селиванов* // Радиотехника: Всеукр. межвед.. науч.-техн. сб. 2006. Вып . 144. С. 182-186.

Рассматрены методы, базирующие на свойствах нелинейных функционалов и их аппроксимаций в виде функциональных рядов (полиномов) Вольтерра. Предложен рекуррентный метод определения всех нелинейных передаточных функций.

Ил. 2. Библиогр. 6 назв.

УДК 621.396.931

Визначення параметрів вихідного сигналу приймача за допомогою рядів Вольтера / *Т.В. Дорошенко, К.А. Селіванов* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 182-186.

Розглянуто методи, які базуються на властивостях нелінійних функціоналів та їх апроксимацій у вигляді функціональних рядів (поліномів) Вольтера. Запропоновано рекурентний метод визначення усіх нелінійних передаточних функцій.

Іл. 2. Бібліогр. 6 назв.

UDC 621.396.931

Determination of receiver output signal parameter rows Volterra/ *T.V. Doroshenko, K.A. Selivanov* // Radiotechnika: All - Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 144 P. 182-186.

Methods based on nonlinear functionals properties and these functionals approximations in the form of Volterra functional series (polynomial) are considered. The recurrent method for determination of all nonlinear transfer functions is offered.

2 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.317.39

Синтез частотно-компенсированных пьезорезонансных колебательных систем с низкодобротной RC-цепью нагрузки / *Ф.Ф. Колпаков, В.В. Мішан* // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 187-192.

Построена математическая модель пьезорезонансной колебательной системы (ПКС) с низкодобротной RC - цепью нагрузки и цепью ёмкостной управляемой связи, компенсирующей изменения частоты последовательного резонанса системы, обусловленной вариацией параметров нагрузки. На её основе предложена схема диэлькометрического измерительного преобразователя влажности компенсационного типа. Проведен параметрический синтез ПКС по критерию минимальной нелинейности сквозной характеристики преобразования „влажность-напряжение" для двух типов веществ. Максимальная нелинейность характеристики реального преобразователя влажности для смеси волокон не превышает 5% в интервале измерения (0...50)%, а для литейной формовочной смеси – 1.5% в интервале влажностей (0...6)%.

Ил. 7. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.317.39

Синтез частотно-компенсованих п'єзорезонансних коливальних систем з низькодобротним RC-колом навантаження / *Ф.Ф. Колпаков, В.В. Мішан* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 187-192.

Побудовано математичну модель п'єзорезонансної коливальної системи (ПКС) з низькодобротним RC - колом навантаження і ланкою ємнісного керованого зв'язку, здатного компенсувати зміну частоти послідовного резонансу системи, обумовлену варіацією параметрів навантаження. На її базі запропоновано схему діелькометричного вимірювального перетворювача вологості компенсаційного типу. Здійснено параметричний синтез ПКС за критерієм мінімальної нелінійності наскрізної характеристики перетворення „вологість-напруга" для двох типів речовин. Максимальна нелінійність характеристики реального перетворювача вологості для сумішей волокон не перевищує 5% в інтервалі вимірювання (0...50)%, а для ливарної формувальної суміші – 1.5% в інтервалі вологостей (0...6)%.

. Іл. 7. Бібліогр.: 9 назви.

UDC 621.317.39

The synthesis is frequent - are indemnified of quartz vibratory systems with a RC-circuit of load with low Q-factor F.F. Kolpakov, V.V. Mishan // Radiotechnika: All – Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N 144. P. 187-192.

Is constructed mathematical model of a quartz vibratory system (QVS) with RC - by a circuit of load with low Q-factor and circuit of capacitive controlled communication compensatory a frequency drifts of a voltage resonance of a system, called by a variation of termination parameters. On it is offered to the basis the scheme of a dielectric measuring transducer of humidity of a compensatory type. The parametric synthesis QVS by yardstick of minimum nonlinearity of a through characteristic of conversion „humidity - pressure" for two phylums of materials is conducted. The maximum nonlinearity of the characteristic of the actual converter of humidity for a mix of fibres does not exceed 5 % in an interval of measurement (0... 50) %, and for a foundry sand mix - 1.5 % in an interval of humidities (0... 6) %.

7 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.396.22.029.7

Статистический метод моделирования тонкопленочных оптических фильтров / *В. А. Манько* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып.144 С.193-197.

Представлен статистический метод Монте-Карло для расчета характеристик тонкопленочных оптических фильтров. Особенностью метода является учет квантовой природы света.

Ил. 3. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.22.029.7

Статистичний метод моделювання тонкоплівкових оптичних фільтрів / *В.О.Манько* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 193-197.

Представлено статистичний метод Монте-Карло для розрахунку тонкоплівкових оптичних фільтрів. Особливістю метода є врахування квантової природи світла.

Іл. 3. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.396.22.029.7

Statistical method for the thin-film optical filters modeling / *V.O. Manko* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. №.144. P. 193-197.

The Monte-Carlo method for the thin-film optical filters characteristics calculation is offered. The feature of the method is the account of quantum nature of light.

3 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.395.31

Обоснование необходимости использования подсистем сжатия видеоданных в системах транкинговой связи / *Н. А. Королева, И. В. Ковтун* // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 198-200.

Рассмотрены вопросы использования систем транкинговой связи, которые являются приоритетными для дальнейшего развития инфраструктуры наземных систем на железнодорожном транспорте. Обоснована необходимость использования подсистем сжатия видеоданных, основанных на устранении межкадровой структурной избыточности.

Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.395.31

Обгрунтування необхідності використання підсистем стиску відеоданих у системах транкінгового зв'язку / *Н. А. Корольова, І. В. Ковтун* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 198-200.

Розглянуті питання використання систем транкінгового зв'язку, які є пріоритетними для подальшого розвитку інфраструктури наземних систем на залізничному транспорті. Необхідність застосування підсистем стиснення відеоданих, заснованих на усуненні міжкадрової структурної надмірності.

Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.395.31

Substantiation of the necessity to use video data compression of subsystems in the systems of trunking communication / *N. A. Koroleva, I. V. Kovtun* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. №.144. P. 198-200.

Questions of use of the trunking communications systems which are priority for the further development of the ground systems infrastructure on the railway transport are considered. The necessity to use the subsystems of the video data compression based on elimination of interframe structural redundancy is substantiated.

Ref.: 4 items.

УДК 621.396.6

Оптимальная стандартизация функциональных элементов радиотехнических систем / *Г. В. Алешин, А. Н. Колесников, С. В. Новиченко* // Радиотехника: Всеукр. межвед.. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 201-207.

Освещены вопросы оптимизации стандартов на значения технических параметров элементов для их изготовления с целью снижения себестоимости радиотехнических систем. Данные исследования полезны для организации рационального производства радиотехнических систем. Получены соотношения, позволяющие рассчитывать оптимальные стандарты, и приведена методика стандартизации радиотехнических элементов и блоков радиотехнических систем.

Ил. 1. Библиогр. 3 назв.

УДК 621.396.6

Оптимальна стандартизація функціональних елементів радіотехнічних систем / *Г. В. Альошин, О. М. Колесніков, С. В. Новіченко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 201-207.

Висвітлені питання оптимізації стандартів на значення технічних параметрів елементів для їх виготовлення, з метою зниження собівартості радіотехнічних систем. Подані дослідження корисні для організації раціонального виробництва радіотехнічних систем. Одержані співвідношення, що дозволяють розраховувати оптимальні стандарти, і приведена методика стандартизації радіотехнічних елементів і блоків радіотехнічних систем.

Іл. 1. Бібліогр. 3 назв.

UDC 621.396.6

Optimum standardization of the radio engineering systems functional elements / *G.V. Aleshin, A. N. Kolesnikov, S. V. Novichenko* // Radiotekhnika: All - Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. №.144. P. 201-207.

The questions of optimizing the standards on the values of technical parameters of the elements for their making are lighted up in this paper, with a purpose to decrease the radio engineering systems net cost. These researches are useful in organization of rational production of the radio engineering systems. Correlations allowing to expect optimum standards are obtained, and the method of standardization of radio engineering elements and blocks of the radio engineering systems is given.

1 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396

Преодоление априорной неопределенности параметров при демодуляции взаимомешающих частотноманипулированных цифровых сигналов / *В. Ф. Ерохин, В. Н. Раевский* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 208-216.

Предложен алгоритм преодоления неопределенности основных неинформационных параметров двух взаимомешающих сигналов.

Ил. 5. Библиогр.: 15 назв.

УДК 621.396

Подолання апріорної невизначеності параметрів при демодуляції взаємо-заважаючих частотноманіпульованих цифрових сигналів / *В. Ф. Єрохін, В. М. Раєвський* // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 208-216.

Запропоновано алгоритм подолання невизначеності основних неінформаційних параметрів двох взаємозаважаючих сигналів.

Іл. 5. Бібліогр.: 15 назв.

UDC 621.396

Overcoming of a priori parameters uncertainty in demodulation of interfered frequency manipulate digital signals / *V. F. Erokhin, V. N. Raevsky* // Radiotekhnika: All - Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. №.144. P. 208-216.

An algorithm for overcoming uncertaintly in the basic non-information parameters of two interfered signals is offered.

5 fig. Ref.: 15 items.

УДК 621.372. 826

Нелинейное взаимодействие оптических волн в светловоде вызванное фазовой кросс-модуляцией / *О. М. Власов* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 217-223.

Рассмотрено происхождение ФКМ. Развита методика получения основного уравнения распространения, относительно случая двух оптических импульсов, которые распространяются вместе в одномодовом светловоде. Исследовано взаимодействие оптических волн в светловоде за счет ФКМ между двумя волнами одинаковой поляризации, но с разными частотами, а также между волнами с одной и той же частотой, но с разными состояниями поляризации. Установлено что ФКМ между двумя поляризационными компонентами менее эффективная, чем между двумя волнами на разных частотах.

Библиогр.: 10 назв

УДК 621.372.826

Нелінійна взаїмодія оптичних хвиль у світловоді викликана фазовою крос-модуляцією / *О. М.Власов* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 217-223.

Розглянуто походження ФКМ. Розвинута методика отримання основного рівняння поширення, стосовно до випадку двох оптичних імпульсів, що поширюються разом в одномодовому світловоді. Досліджено взаємодію оптичних хвиль у світловоді за рахунок ФКМ між двома хвилями однакової поляризації, але з різними частотами, а також між хвилями з однієї і тією ж частотою, але з різними станами поляризації. Встановлено що ФКМ між двома поляризаційними компонентами менш ефективна, чим між двома хвилями на різних частотах.

Бібліогр.: 10 назв

UDC 621.372.826

Nonlinear interaction of optical waves in optical fiber caused by phase cross-modulation (PCM) / *O. M. Vlasov* // Radiotekhnika: All - Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 144 P. 217-223.

PCM origin is considered. The technique of derivation of the basic propagation equation concerning the case of two optical pulses which propagate together in single-mode fiber is advanced. Interaction of optical waves in fiber at the cost of PCM between two waves of identical polarization, but with different frequencies, and also between waves with the same frequency, but with different conditions of polarization is investigated. It is found that PCM between two polarizing components is less effective than between two waves on different frequencies.

Ref.:10 items.

УДК 621.391.01

Методика оценки оптимального распределения времени поиска сигналов / *О.П. Батаев, А. П. Жила, А. Е. Колесник* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 224-228.

На основе использования аналитического метода разработана методика оценки оптимального распределения времени поиска сигналов в системах передачи сигналов при последовательном обнаружении, что позволяет уменьшить время поиска сигналов на 25-30%.

Ил.3. Библиогр.:7 назв

УДК 621.391.01

Методика оцінки оптимального розподілу часу пошуку сигналів / *О. П. Батаєв, О. П. Жила, О. Е. Колесник* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 224-228.

На основі використання аналітичного методу розроблена методика оцінки оптимального розподілу часу пошуку сигналів в системах передачі сигналів при послідовному виявленні, що дозволяє зменшити час пошуку сигналів на 25-30%.

Іл. 3. Бібліогр.:7 назв.

UDC 621.391.01

Methods for estimating the optimum distribution of signals search time / *O.P.Bataev, A.P. Zhila, A.E.Kolesnik* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 144. P. 224-228.

On the basis of the analytical method the technique for estimating optimum distributions of search signals time in signal transmission systems is developed at successive detection that allows to decrease time of signals search for 25-30 %.

3 fig. Ref.:7 items.

УДК 621.371.36

Полоса частот для малой корпоративной спутниковой сети связи / *М. Е. Ильченко, К. С. Сундучков, И. В. Бойко, С. И. Сушко, В. А. Гребенюк* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 229-234.

Проанализированы характеристики малой корпоративной спутниковой сети связи, влияющие на требуемую полосу частот. Сформулирована задача расчета требуемой полосы частот. Проанализированы ограничения, приведены соотношения для расчета требуемой полосы частот с учетом этих ограничений. Построены графики зависимостей требуемой полосы частот от характеристик сети.

Ил. 4. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.371.36

Смуга частот для малої корпоративної супутникової мережі зв'язку / *М. Ю. Ільченко, К. С. Сунлучков, І. В. Бойко, С. І. Сушко, В. А. Гребенюк.* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 144. С. 229-234.

Проаналізовано характеристики малої корпоративної супутникової мережі зв'язку, що впливають на потрібну смугу частот. Сформульована задача розрахунку потрібної смуги частот. Проаналізовано обмеження, наведено співвідношення для розрахунку потрібної смуги частот з врахуванням цих обмежень. Побудовано графіки залежностей потрібної смуги частот від характеристик мережі.

Іл. 4. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.371.36

The Band for a small corporate satellite communication network / *M. U. Ilchenko, K. S. Sunduchkov, I. V. Boyko, S. I. Sushko, V. A. Grebenuk* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 144 P. 229-234.

The analysis of the characteristics affecting the required band of a small corporate satellite communication network is carried out. The task of the required band calculation is stated. The limitations are analyzed, the required band calculation ratios are given taking into account these restrictions. The diagrams of the required band dependences on the network characteristics are plotted.

4 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.397

Предварительная обработка для повышения сжатия многоканальных одномерных сигналов / *М. С. Зряхов, В. В. Лукин* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 235-245.

Рассмотрены основные свойства многоканальных одномерных сигналов и особенности их сжатия с потерями. Для повышения степени сжатия таких сигналов при допустимых вносимых искажениях предложен ряд процедур предварительной обработки. При разработке таких процедур принимались во внимание возможное наличие коррелированности и другие характерные свойства одномерных сигналов в многоканальной последовательности. В результате удалось повысить степень сжатия рассматриваемых многоканальных сигналов примерно в 1,7 раза.

Табл. 1. Ил. 9. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.397

Попередня обробка для збільшення стиску багатоканальних одновимірних сигналів / *М. С. Зряхов, В. В. Лукін* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 144. С. 235-245.

Розглянуто основні властивості багатоканальних одновимірних сигналів та особливості їх стиску з втратами. Для збільшення степені стиску таких сигналів при допустимих викривленнях запропоновано ряд процедур попередньої обробки. При розробці таких процедур приймалися до уваги можлива присутність корельованності та інші характерні властивості одновимірних сигналів у багатоканальній послідовності. У результаті вдалося збільшити ступінь стиску багатоканальних сигналів, що розглядалися, приблизно в 1,7 разів.

Табл. 1. Іл. 9. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.397

Preliminary processing for increasing the compression of multichannel 1-D signals / *M. S. Zriakhov, V. V. Lukin* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 144 P. 235-245.

Basic properties of multichannel 1-D signals and peculiarities of their lossy compression are considered. To increase the compression ratio of multichannel signals with acceptable introduced distortions, a set of preliminary processing procedures is proposed. While designing such procedures, possible correlation and other specific properties of one-channel signal in multichannel data have been taken into account. As a result, compression ratio for the considered multichannel signals has been increased by approximately 1.7 times.

1 tab. 9 fig. Ref: 12 items.

УДК 621.397

Исследование влияния порядка разложения вейвлет-преобразования и алгоритмов выбора порога ограничения вейлет-коэффициентов на снижение уровня шумов в волоконно-оптических системах связи с устройствами вейвлет-фильтрации шумов / *В.С. Марчук, А.В. Колтыков* // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 246-250.

Рассмотрены особенности применения вейвлет-преобразования в волоконно-оптических системах связи для снижения уровня шумов. Приведен анализ полученных результатов и сформулированы рекомендации по выбору порядка вейвлет-разложения и алгоритма выбора порога.

Табл. 1. Ил. 10. Библиогр. 7 назв.

УДК 621.397

Дослідження впливу порядку розкладання вейвлєт-перетворення й алгоритмів вибору порога обмеження вейлєт-коефіцієнтів на зниження рівня шумів у волокно-оптичних системах зв'язку із пристроями вейвлєт-фільтрації шумів / *В.С. Марчук, О.В. Колтиков* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 246-250.

Розглянуто особливості застосування вейвлєт-перетворення у волокно-оптичних системах зв'язку для зниження рівня шумів. Наведено аналіз отриманих результатів і сформульовані рекомендації з вибору порядку вейвлєт-розкладу й алгоритму вибору порога.

Табл. 1. Іл. 10. Бібліогр. 7 назв.

UDC 621.379

Research of influence about expansion of wavelet conversion and algorithms of choice of a threshold of limitation of wavelet coefficients on a drop of a level of noises in fibre-optical communication systems with devices of wavelet-kill of noises / *V.S.Marchuk, A.V.Koltykov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 144. P. 246-250.

Singularities of application of wavelet conversion in fibre-optical communication systems for a drop of a level of noises are considered. The analysis of the obtained outcomes is reduced and guidelines are formulated at the choice of the order of wavelet expansion and algorithm of choice of a threshold.

1 tab. 10 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.391

Игровая трактовка задачи иерархическо-координационной маршрутизации в территориально-распределенной телекоммуникационной системе / *А.В. Лемешко, О.Ю. Евсеева, Д.В. Симоненко* // Радиотехника: Всеукр. межвед.. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 251-257.

Рассмотрена математическая модель телекоммуникационной системы описанная разностными уравнениями состояния. Предложена игровая трактовка задачи иерархическо-координационной маршрутизации в территориально-распределенной ТКС.

Ил. 2. Библиогр. 15 назв.

УДК 621.391

Ігрова трактовка задачі ієрархічно-координаційної маршрутизації в територіально-розподіленій телекомунікаційній системі / *О.В. Лемешко, О.Ю. Євсеєва, Д.В. Симоненко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 251-257.

Розглянута математична модель телекомунікаційної системи, яка описана різнисними рівняннями стану. Запропонована ігрова трактовка задачі ієрархічно-координаційної маршрутизації в територіально-розподілених ТКС.

Іл. 2 Бібліогр. 15 назв.

UDC 621.391

Game treatment of a task of the hierarchical-coordinated routing in the territorially-distributed telecommunication system / A.V. Lemeshko, O.Y. Evseeva, D.V. Simonenko // Radiotekhika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N 144. P. 251-257.

The telecommunication system mathematical model described with difference state equations is. The game interpretation of the hierarchical-coordinated routing task in territorially - distributed TCS is offered.

2 fig. Ref: 15 items

УДК 621.396.962

Потенциальные возможности радиометрических систем дистанционного зондирования земли на основе использования группировки спутников / *И.В. Буняева, А.П. Верещак, А.А. Зеленский* // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 258-268.

Получены два алгоритма обработки сигналов, принимаемых простейшим двухантенным радиометром - интерферометром со сверхбольшой базой в условиях пониженных требований к качеству координатно-временного обеспечения его элементов. Представлен анализ функции неопределенности (импульсной характеристики), разрешающей способности, и радиометрической чувствительности обоих вариантов радиометра. Возможности таких инструментов демонстрируются на примере радиометра L - диапазона.

Табл 1. Ил. 4. Библиогр.: 11

УДК 621.396.962

Потенційні можливості радіометричних систем дистанційного зондування землі на базі використовування групи супутників / *І.В.Буняєва, А.П.Верещак, О.О.Зеленський* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 258-268.

Здобуті два алгоритми обробки сигналів, прийнятих найпростішим радіометром-інтерферометром з двома антенами і зверх великою базою при знижених вимогах до координатно-часового забезпечення його елементів. Зроблено аналіз імпульсної характеристики, раз рішучої здатності та радіометричної чутливості обох варіантів радіометра. Можливості таких інструментів демонструються на прикладі радіометра L-діапазону.

Табл 1. Іл. 4. Бібліогр.: 11

UDC 621.396.962

The potentialities of satellites cluster base radiometric systems for earth remote sensing / *I.V.Bunyaeva, A.P. Vereshark, A. A. Zelensky* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 144. P. 258-268.

It's obtained two algorithms for processing of the signals, which received by simple VLBI radiometer in conditions of decreased coordinate – time supply requirements. The analysis of ambiguity function (pulse response), resolvability and radiometric sensitivity for both radiometers versions are represented. The performances of such instruments are demonstrated by the example of L – band radiometers.

Tabl. 1. Fig. 4. Ref.: 11 items.

УДК 621.391

Динамические и статистические характеристики нелинейно-преобразованных хаотических последовательностей / *К.С. Васюта, В.Л. Корецкий, В.И. Сторожев, С.А. Олейник* // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 269-275.

Приведены результаты исследований динамических и статистических характеристики нелинейно-преобразованных хаотических последовательностей сформированных отображениями Чебышева второго и третьего порядков. Показана зависимость исследуемых характеристик от вида отображения и числа элементов последовательностей, при их нелинейном преобразовании. Установлено различие в эволюции распределений преобразованных последовательностей.

Ил. 7. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Динамічні та статистичні характеристики нелінійно-перетворених хаотичних послідовностей / *К.С. Васюта, В.Л. Корецкий, В.І. Сторожев, С.О. Олійник* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 269-275.

Приведені результати досліджень динамічних та статистичних характеристик нелінійно-перетворених хаотичних послідовностей, що сформованні відображеннями Чебишева другого та третього порядків. Показана залежність характеристик, що досліджуються від виду відображення та кількості елементів послідовностей, при їх нелінійному перетворенні. Встановлено различие в эволюції розподілень перетворенних послідовностей.

Іл. 7. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391

The dynamic and statistical characteristics of the nonlinear transformed chaotic sequences/ *K.C. Vasyuta, V.L. Koretsky, V.I. Storogev, S.A. Olejnik* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 144. P. 269-275.

The results of researches of the dynamic and statistical characteristic of the nonlinear transformed chaotic sequences generated by displays of Chebishev of the second and third orders are given. The dependence of researched testimonials from of a kind of display and number of elements of sequences is shown, at their nonlinear transformation. The distinction in evolution of distributions of the transformed sequences is established.

7 fig. Ref.: 5 items.

УДК 615.47:681.7.069.24

Лазерная система исследования крови в динамическом режиме / Я.В. Савенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып. 144. С. 276-280.

Представлены результаты исследования лазерного метода для селекции и определения характеристик элементов крови человека. Описаны функциональные и конструктивные особенности лазерного анализатора проточного типа. Исследован эффект взаимодействия лазерного излучения и крови человека в динамическом режиме. Предложена методика определения параметров крови с помощью лазерного анализатора проточного типа. Рассмотрены варианты автоматизации процесса исследования кровы человека в динамическом режиме.

Ил. 6. Библиогр.: 4 назв.

УДК 615.47:681.7.069.24

Лазерна система дослідження крові у динамічному режимі / *Я.В. Савенко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 276-280.

Наведено результати дослідження лазерного методу для селекції та визначення характеристик елементів крові людини. Наведено функціональні та конструктивні особливості лазерного аналізатора проточного типу. Досліджено ефект взаємодії лазерного випромінювання і крові людини у динамічному режимі. Запропоновано методику визначення параметрів елементів крові за допомогою лазерного аналізатора проточного типу. Розглянуто варіанти автоматизації процесу дослідження крові людини у динамічному режимі.

Іл. 6. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 615.47:681.7.069.24

Laser System for Investigation of Blood in Dynamic Mode / Y.V. Savenko // Radiotekhnika: All-Urk. Sci. Interdep. Mag. 2006. N 144. P. 276-280.

Paper presents the results of investigation of laser technique for selection and determination of parameters of human blood elements. The functional and design specialties of flowing type laser analyzer are described. The effect of interaction between laser radiation and human blood in dynamic mode has been investigated. The technique of determination parameters of blood elements by using the flowing type laser analyzer has been proposed. Different types of process automatization of investigation human blood in dynamic range are observed.

6 fig. Ref.: 4 items.

УДК: 621.371.333

Диагноз условий распространения УКВ по данным радиопросвечивания атмосферы эталонными источниками / *Б.В. Жуков, Ю.А. Андриенко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2006. Вып.144. С.281-289.

На основании анализа методов зондирования параметров пограничного слоя атмосферы и диагноза условий распространения радиоволн предложен алгоритм диагноза по данным радиопросвечивания атмосферы эталонными источниками, основанный на предположении о совпадении множителей ослабления на совокупностях трасс с общим участком вдоль поверхности. Представлены результаты исследования отношения множителей ослабления для стандартной атмосферы и основных типов инверсий в приближении сферически слоистой атмосферы.

Табл. 1. Ил. 7. Библиогр.: 24 назв.

УДК: 621.371.333

Діагноз умов розповсюдження УКХ за даними радіопросвічування еталонними випромінювачами / *Б.В. Жуков, Ю.О. Андрієнко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 144. С. 281-289.

За результатми аналізу методів зондування параметрів нижнього шару атмосфери та діагнозу умов розповсюдження радіохвиль запропонований алгоритм діагнозу за даними радіопросвічування атмосфери еталонними випромінювачами, у якому використується приблизна рівність множителів послаблення на трасах з совпадаючою довжиною вдовж поверхні розподілу. Доводяться результати досліджень відношення множителів послаблення для моделей стандартної та сферично шарової атмосфери.

Табл. 1. Іл.7. Бібліогр.: 24 назв.

UDC: 621.371.333

The diagnostics of VHF radio waves propagation conditions by low atmosphere radio sounding data with known transmitter parameters / *B.V. Zhukov, Y.A. Andrienko* // Radiotechnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. N 144. P. 281-289.

The analysis of known methods for measurement atmosphere parameters and algorithms of radio waves propagation conditions prediction are observed. The algorithm of a simple method of diagnostics wave propagation conditions which is based on radio sounding low atmosphere data by transmitters with known parameters is suggested. The results of investigations of the weakening function for standard atmosphere and for some theoretical models of low atmosphere inversions are represented.

1 tab. 7 fig. Ref.: 24 items.

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА
Випуск 144
Російською, українською та англійською мовами

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА
Выпуск 144
На русском, украинском и английском языках

Коректор Л.І. Сащенко

Підп. до друку 25.03.2006. Формат 60x90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.
Ум. друк. арк. 13,9. Обл.-вид. арк. 15,7. Тираж 300 прим. Зам. № 69. 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.

1

KNURE
766720

588,00 грн.

ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ,

ПО КОТОРЫМ РЕДКОЛЛЕГИЯ СБОРНИКА ПУБЛИКУЕТ СТАТЬИ

- Радиофизика
- Физическая электроника
- Оптика, лазерная физика
- Физика приборов, элементов и систем
- Телекоммуникационные системы и сети
- Радиолокация и радионавигация
- Радиотехнические и телевизионные системы
- Радиотехнические устройства и средства телекоммуникаций
- Антенны и устройства микроволновой техники
- Системы защиты информации
- Технология, оборудование и производство электронной техники

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ ISSN 0485-8972

РАДИО-ТЕХНИКА

27894

144/2006

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

Всеукраинский межведомственный научно-технический сборник

ТЕМАТИЧЕСКИЙ ВЫПУСК «ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ»

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 144

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2006

УДК 621.3

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

Регистрационное свидетельство КВ № 4486 от 22. 08. 2000.
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*, чл.-кор. НАН Украины; *Б.М. Булгаков*, д-р физ.-мат. 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.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.; *Е.Г. Прошкин*, д-р техн. наук, проф.; *А.И.Стрелков*, д-р техн. наук, проф..; *К.С. Сундучков*, д-р техн. наук; проф.; *Я.С. Шифрин*, д-р техн.наук, проф.; *С.Н. Шостка*, д-р техн. наук, проф.

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

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол № 20 от 24.02.2006.

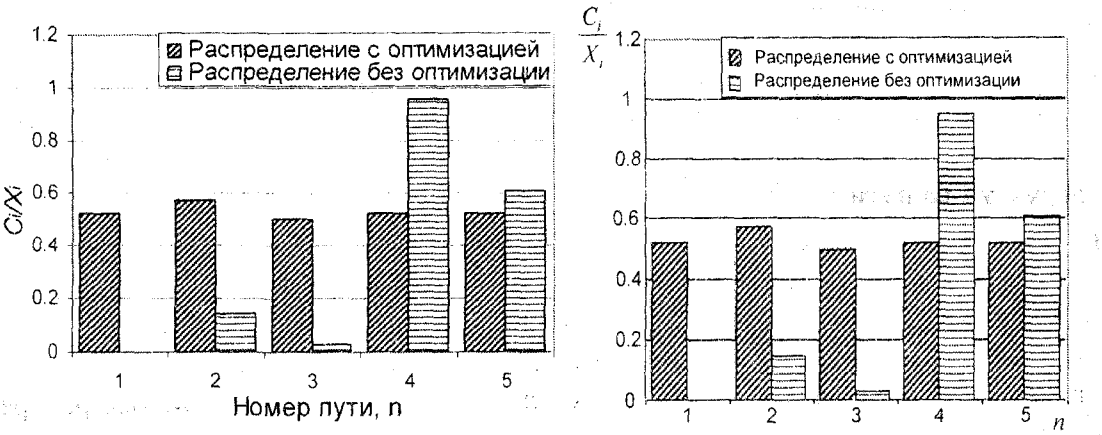
Адрес редакционной коллегии: Харьковский национальный университет радиоэлектроники (ХНУРЭ), просп. Ленина, 14, Харьков, 61166, тел. (0572) 7021-397.

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, 2006

ния $\max_i\left\{\frac{x_i}{c_i}\right\}$. Значение этого параметра при использовании распределения нагрузки без о
тимизации равно 1.



а *б*

Рис. 2

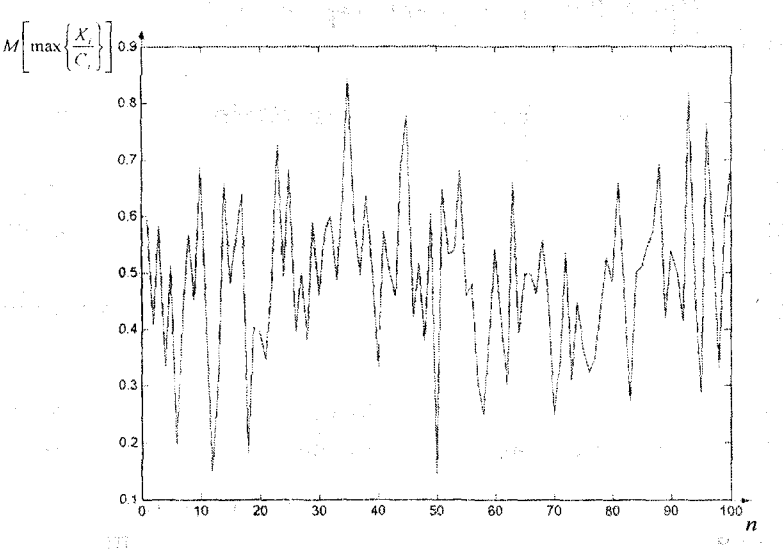


Рис. 3

Выводы

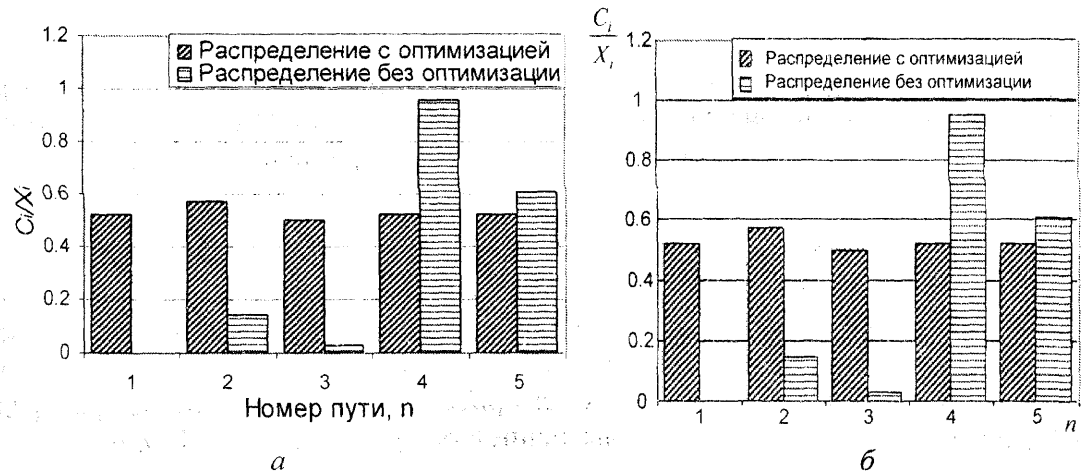
В работе предложен алгоритм оптимальной многопутевой маршрутизации для сете с мультипротокольной коммутацией меток. Предлагаемый алгоритм, дает возможнос эффективно распределить нагрузку по имеющемуся множеству независимых кратчайш путей. Показано, что использование данного алгоритма позволяет разгрузить сеть операто и минимизировать почти на половину максимальную нагрузку пути. Преимуществами да ного алгоритма являются простота вычислительной реализации, оптимальность получаемы результатов и отсутствие необходимости использовать сложные протоколы сигнализации.

Список литературы: 1. *RFC3272* Overview and principles of internet traffic engineering., D.Awduche al., 2002. 2. *A Constrained* Scheme Multipath Traffic Engineering for MPLS Networks., Youngseok L Yongho Seok, 2002. 3. *MATE*: MPLS Adaptive Traffic Engineering, Anwar Elwalid and others, 2001.

Харьковский национальний университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.02.20

ния $\max_i\left\{\frac{x_i}{c_i}\right\}$. Значение этого параметра при использовании распределения нагрузки без о
тимизации равно 1.



а *б*

Рис. 2

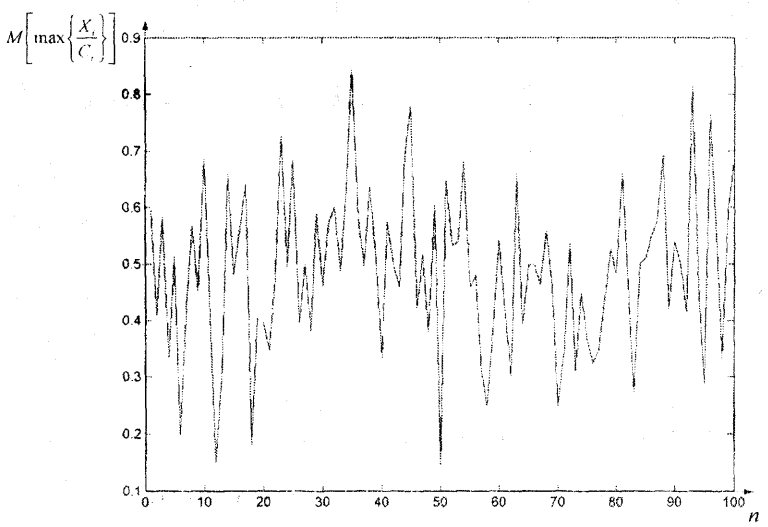


Рис. 3

Выводы

В работе предложен алгоритм оптимальной многопутевой маршрутизации для сете с мультипротокольной коммутацией меток. Предлагаемый алгоритм, дает возможнос эффективно распределить нагрузку по имеющемуся множеству независимых кратчайш путей. Показано, что использование данного алгоритма позволяет разгрузить сеть операто и минимизировать почти на половину максимальную нагрузку пути. Преимуществами да ного алгоритма являются простота вычислительной реализации, оптимальность получаемы результатов и отсутствие необходимости использовать сложные протоколы сигнализации.

Список литературы: 1. *RFC*3272 Overview and principles of internet traffic engineering., D.Awduche al., 2002. 2. *A Constrained* Scheme Multipath Traffic Engineering for MPLS Networks., Youngseok L Yongho Seok, 2002. 3. *MATE*: MPLS Adaptive Traffic Engineering, Anwar Elwalid and others, 2001.

Харьковский национальний университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.02.20