

621.396(06)
P15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник

ТЕМАТИЧЕСКИЙ ВЫПУСК
ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 151

Радиотехника

621.396(06)

P15



824811

НЕ ХНУРЕ

40.00

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2007

УДК 621.3

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

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

Ответственность за содержание статей несут авторы.

Редакционная коллегия: главный редактор *В.М. Шокало*, д-р техн. наук, проф.; зам. главного редактора *А.И. Лучанинов*, д-р физ.-мат. наук, проф.; ответственный секретарь *Ж.Ф. Пащенко*, канд. техн. наук, проф.; *В.М. Ажжажа*, академик 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 техн. наук, проф. *В.В. Поповский*

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиозлектроники, протокол №36 от 26. 10. 2007.

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

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

В Каталоге подписных изданий России подписной индекс 98953

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

<i>А. В. Лемешко, К.С. Васюта, Ю.Н. Добрышкин</i> Адаптивное ограничение интенсивности трафика на приграничных узлах мультисервисной сети связи	5
<i>А. А. Кобозева, В.А. Хорошко</i> К вопросу построения математической модели системы информационной безопасности.....	11
<i>М. Е. Ильченко, К.С. Сундучков, С.Э. Волков</i> Особенности построения широкополосных сетей мобильной связи.....	18
<i>С. А. Сабурова</i> Основные методы оценки качества телекоммуникационных услуг.....	22
<i>Т. Н. Коваленко</i> Методика анализа пропускной способности сетей WiFi с использованием аппарата сетей Петри.....	29
<i>Д. В. Симоненко, Ю.В. Андрушко, А.Г. Беленков</i> Методика проверки достоверности моделей многопутевой иерархической маршрутизации с использованием сетевого оборудования компании Cisco Systems.....	37
<i>С. В. Чорний, О.А. Коваленко</i> Обґрунтування безпілотної аеромобільної мережі оперативного зв'язку та передачі даних у рамках державної інтегрованої інформаційної системи.....	44
<i>М. М. Климаш, І. В. Демидов</i> Аналіз та дослідження механізмів маршрутизації в транспортних інфокомунікаційних мережах.....	49
<i>Е. Д. Кузьминых</i> Борьба с отказами и перераспределение нагрузки на основе протокола SIP в IP-телефонии	57

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И УПРАВЛЕНИЕ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

<i>И. В. Стрелковская, Т. И. Григорьева</i> Тензорные сплайны в задачах восстановления дискретизированных случайных процессов и полей	65
<i>М.А. Гоголева, О.А. Дробот, Мысик Ф.Ф.</i> Оценка эффективности многопутевой маршрутизации с ограничением количества используемых путей.....	70
<i>Е.В. Старкова</i> Анализ устойчивости и бифуркаций функционирования механизмов борьбы с перегрузками в телекоммуникационных системах.....	78
<i>А.И. Тимочко, М.А. Павленко, В.Н. Руденко</i> Моделирование деятельности лица, принимающего решения, в системах сетевого управления	85
<i>А.В. Лемешко, М. Ватти, А.В. Симоненко</i> Управление очередями на узлах активной сети	92
<i>О.Ю. Евсеева</i> Мультиструктурная модель и метод управления в самоорганизующейся телекоммуникационной сети.....	98
<i>A. Barkalov, L. Titarenko, R. Wisniewski</i> Synthesis of compositional icoprogram control units with function decoder for telecommunication system	106
<i>Ю.И. Лосев, К.М. Руккас</i> Модели динамического управления качеством обслуживания в телекоммуникационных сетях	112
<i>А.С. Еременко</i> Математическая модель соединения TCP с повторными передачами	117
<i>Д.В. Агеев, Д.В. Евлаш, Самір Махмуд</i> Параметрический синтез телекоммуникационных систем при самоподобном входящем потоке.....	124
<i>В. В. Поповский, Г. В. Звягольская</i> Анализ качества оптимальных процедур управления сетевыми элементами и сетями в нестационарных условиях	129
<i>Ф.Ф. Колпаков, Н. Г. Борзяк</i> Квазистатическая модель электростатического преобразователя с тепловым входом	135

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

<i>И.С. Шостко</i> Модуль для защиты АТС и абонентских устройств от наведенных в проводных линиях связи избыточных токов и перенапряжений	143
<i>В.А. Лошаков, В.В. Сидоров</i> Аппаратно-программный комплекс для измерения параметров сложных сигналов.....	151
<i>А.А. Стрельницкий, А.Е. Стрельницкий, А.И. Цопа, В.М. Шокало</i> Волновые каналы архитектурных сооружений. Усовершенствованная модель и новый эксперимент	158
<i>Ю. Ю. Коляденко, Л. А. Токарь</i> Методика учета групповых воздействий в диапазонах GSM и DCS-стандартов	164

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ

<i>Н.С. Пастушенко, О.Н. Пастушенко</i> Анализ потенциальных характеристик фазо-манипулированных сигналов в задачах обнаружения и измерения.....	171
<i>А.А. Скопа, Н.М. Билык</i> Анализ методов исследования замираний.....	177
<i>И. В. Стрелковская, Д. Ю. Бухан</i> Восстановление непрерывных сигналов на основе ряда Котельникова и кубических сплайнов.....	181
<i>В.Е. Саваневич</i> Поверхностный метод оптимизации последовательной посимвольной передачи данных	186
<i>Э. А. Сукачев, П. А. Шкулипа</i> Исследование спектральных характеристик конечных реализаций цифрового потока в системах с коррелятивным кодированием.....	194
<i>А.В. Марчук</i> Влияние перекрестных помех на пропускную способность MIMO систем радиодоступа.....	198

АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ И СХЕМНЫЕ РЕШЕНИЯ

<i>В.В. Поповский, С.В. Гаркуша</i> Активное использование пространственно-поляризационного ресурса в задачах радиодоступа	204
<i>І.М. Бутко, О.М. Маковейчук, М.Д. Плотников</i> Алгоритми реставрації дефокусованих зображень	210
<i>М.В. Капустян, В.А. Хорошко, Д.В. Чирков</i> Показатели для оценки надежности систем защиты информации.....	215
<i>А.В. Персиков, Я.В. Дорошенко</i> Некоторые вопросы реализации функций защиты телекоммуникационных систем, построенных на основе концепции Autonomic Computing.....	220
<i>Г. В. Звягольская, Е. В. Поповская</i> Анализ чувствительности фильтра Калмана-Бьюси к отклонению параметров выбранной модели.....	226
<i>С. Н. Горяева</i> Методика оценки средней длины очереди пакетов.....	234
<i>Ю. Е. Гордиенко, Е. Ю. Корягина, Н. И. Слипченко</i> Формирование и анализ сигналов измерительной информации при СВЧ диагностике материалов	239
<i>Д. Ю. Горелов, Ю. И. Волощук</i> Новый метод расчета астрономического фактора замечаемости в задаче определения истинных распределений параметров орбит радиометеоров	246
<i>А. В. Дегтев</i> Сравнение свойств обычных переходников, переходников на фотонных кристаллах и переходников на фотонной запрещенной зоне.....	253
<i>Ю. Е. Гордиенко, С. И. Мельник, Н. И. Слипченко, В. В. Петров, А. Л. Ищенко</i> Алгоритм реконструкции изображений в ближнеполевой сканирующей микроволновой микроскопии	259
<i>Д. В. Майборода, С. А. Позарский</i> Электродинамические характеристики многоэлементных структур на МПЛ.....	266
<i>В. В. Жирнов, С. В. Солонская</i> Алгоритм интеллектуальной системы трассовой фильтрации для выделения радиолокационных отметок	271
<i>И. Ш. Невлюдов, З. В. Плотникова, В. В. Евсеев</i> Модель идентификаций конструкторско-технологических элементов второго уровня	278
РЕФЕРАТЫ	283

CONTENTS

SYSTEM PROBLEMS OF TELECOMMUNICATION

<i>A. V. Lemeshko, K. S. Vasyuta, Yu. N. Dobrishkin</i> Adaptive limitation of traffic intensity on the multiservice communication network border nodes.....	5
<i>A. A. Kobozeva, V. A. Khoroshko</i> To the question of building of information security system mathematical model.....	11
<i>M. E. Ilchenko, Prof. K. S. Sunduchkov, S. E. Volkov</i> The peculiarity of the broadband cellular networks deployment.....	18
<i>Saburova S. A.</i> Service quality assurance methods.....	22
<i>T. N. Kovalenko</i> A technique of analysis of WiFi network throughput capacity using Petri Net tool.....	29
<i>D. V. Simonenko, I. V. Andrushko, A. G. Belenkov</i> Test methods of adequacy multipath and hierarchical routing models using Cisco Systems networking equipment.....	37
<i>S. V. Chornyy, O. O. Kovalenko</i> Substantiation of unmanned aero mobile net for executive communication and data transfer in the region of Department integral information system.....	44
<i>M. M. Klymash, I. V. Demydov</i> A Routing Mechanisms for Transport Informational Networks analysis and research.....	49
<i>I. Kuzminikh</i> Failover and load sharing in SIP-based IP telephony.....	49

MATHEMATICAL MODELS AND MANAGEMENT IN TELECOMMUNICATION SYSTEMS

<i>I. V. Strelkovskay, T. I. Grigorieva</i> The tensor splines in the problem of recovery of sampled stochastic processes and fields.....	65
<i>M. A. Gogoleva, O. A. Drobot, F. F. Misik</i> Estimation of efficiency of multipath routing with restricted of amount of the used paths.....	70
<i>E. V. Starkova</i> Analysis of stability and bifurcation functioning of mechanisms of fight against the overloads in telecommunication networks.....	78
<i>A. I. Timochko, M. A. Pavlenko, B. N. Rudenko</i> Modelling of activity of person, accepting decision, in the network control systems.....	85
<i>A. V. Lemeshko, M. Watt, A. V. Simonenko</i> Management by queue on the nodes of active network.....	92
<i>O. Y. Evseeva</i> The multi-structure model and the control method in self-organizing telecommunication systems.....	98
<i>A. Barkalov, L. Titarenko, R. Wisniewski</i> Synthesis of compositional microprogram control units with function decoder for telecommunication systems.....	106
<i>U. I. Losev, K. M. Rukkas</i> The model of dynamic control QoS on telecommunication network.....	112
<i>A. S. Eremenko</i> TCP-connection mathematical model with retransmissions.....	117
<i>D. V. Ageyev, D. V. Evlash, Samer Mahmoud</i> Parametrical synthesis of telecommunication systems at self-similar entering stream.....	124
<i>V. Popovskiy, G. G. Zvyagolskay</i> An analysis of quality of optimum procedures of management the elements of networks and networks is in unstationary terms.....	129
<i>F. F. Kolpakov, N. G. Borzyak</i> The quasistatic model of electrostatic actuator with heat input.....	135

ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY

<i>I. S. Shostko</i> The module for protection of automatic telephone exchange and user's devices against the superfluous currents and voltage induced in wire communication lines.....	143
<i>V. Loshakov, V. Sidorov</i> Apparatus-programm complex for measuring of parameters complicate signals.....	151
<i>A. A. Sirelnitskiy, A. E. Strelnitskiy, A. I. Tsopa, V. M. Shokalo</i> Waves channels of architectural buildings. Improved model and new experiment.....	158
<i>Yu. Yu. Kolyadenko, L. A. Tokar</i> A method of account of influences of groups is in the ranges of GSM and DCS – standards.....	164

THEORY OF SIGNALS

<i>N. Pastushenko, A. Pastushenko</i> The analyses of potential characteristics phase-keyed signals in tasks of detection and measurement.....	171
<i>O. O. Skopa, N. M. Bilyk</i> Analysis of methods of research the stopping beating.....	177
<i>I. V. Strelkovskaya, D. Yu. Bukhan</i> The analogue signals restoring based on Kotelnikov sequence and cubic splines.....	181
<i>V. E. Savanevich</i> Node-by-node method of optimization of serial symbol-by-symbol transfer of data.....	186
<i>E. O. Sukachov, P. A. Shkulipa</i> The investigation of digital series finite realizations spectral characteristics in partial response signaling systems.....	194
<i>A. V. Marchuk</i> Crosstalk influence on MIMO radio access systems capacity.....	198

PROCESSION ALGORITHMS AND SYSTEM SOLUTIONS

<i>V. V. Popovskiy, S. V. Garkusha</i> The active use of a spatio-polarisation resource in the tasks of a radio access.....	204
<i>I. Butko, A. Makoveychuk, M. Plotnikov</i> Out-of-focus image restoration algorithms.....	210
<i>M. V. Kapustyan, V. A. Khoroshko, D. V. Chirkov</i> Factors for valuation of information security systems reliability.....	215
<i>A. V. Persikov, Y. V. Doroshenko</i> Some aspects of security functions implementation for telecommunication systems, that were built in compliance with Autonomic Computing conception.....	220
<i>G. Zvyagolskay, E. Popovskay</i> Analysis of sensitiveness of filter of Kalmana-Byusi to the rejection of parameters of the chosen model.....	226
<i>S. N. Goryaeva</i> Method of a rating of average length of turn of packages.....	234
<i>Yu. E. Gordienko, E. Yu. Koriagina, N. I. Slipchenko</i> Forming and analyze signals of the measuring information attached to microwave diagnostic of materials.....	239
<i>D. Y. Gorelov, Y. I. Voloshuk</i> New method of calculation of the astronomical factor selectivity in a problem of definition of true distributions of parameters radiometers orbits.....	246
<i>A. V. Dyogtyev</i> Properties comparison of the usual, photonic crystal and photonic band-gap tapers Initials.....	253
<i>Yu. Ye. Gordienko, S. I. Melnik, N. I. Slipchenko, V. V. Petrov, A. L. Ishenko</i> Images reconstruction algorithm in near-field scanning microwave microscopy.....	259
<i>D. V. Mayboroda, S. A. Pogarsky</i> The electrodynamical properties of multi-elements structures based on microstrip lines.....	266
<i>V. Zhirnov, S. Solonskaya</i> Intellectual system algorithms of trace filtration for radar mark extraction of air objects.....	271
<i>Sh. Nevlyudov, Z. V. Plotnikova, V. V. Evseev</i> Models of identification the design-technological elements of the second level.....	278

ABSTRACTS.....	283
----------------	-----

Перед Вами новый 151-й выпуск «Радиотехники», посвященный проблемам телекоммуникаций.

По традиции в этих тематических сборниках мы почти не затрагиваем проблемы конструирования и технологии производства телекоммуникационного оборудования, а больше сосредоточиваем внимание на проблемах системного анализа и синтеза, на алгоритмах и методах решения частных и общих задач в телекоммуникациях, на проблемах обеспечения устойчивости функционирования телекоммуникационных систем, на повышении эффективности их использования. По-прежнему важными являются проблемы повышения помехозащищенного приема сигналов, каналные проблемы, но особое внимание уделяется сетевым технологиям, системному подходу. В терминологии мы следуем принятым в теории систем определениям, где наиболее общим объектом является система, характеризующая своей структурой и функцией. Сеть же, как отображение структуры связей между элементами, играет системообразующую роль, поэтому часто телекоммуникационная сеть ассоциируется с телекоммуникационной системой (ТКС).

Важность и актуальность проблем телекоммуникаций определяется имеющимся спросом. Во всем мире продолжается устойчивый стремительный рост популярности информационных и телекоммуникационных услуг. Среди некриминального бизнеса – бизнес по предоставлению услуг связи и Интернета едва ли не самый успешный. Как следствие – постоянный дефицит грамотных специалистов и спрос на выпускников нашего вуза.

Невиданное развитие телекоммуникационных систем и на их базе развитие информационных систем происходит, что характерно, за счет освоения новых цифровых технологий, программных формализованных решений. Рассматривая ретроспективу, можно, очевидно, утверждать, что современные сетевые телекоммуникационные технологии созданы в большей степени трудами программистов, нежели связистов. Простым объяснением данного состояния может служить то, что ко времени востребованности сетевых решений у разработчиков не нашлось достаточно общей теории, адекватно отображающей основные системные (функциональные и структурные) свойства этих новых организационно-технических образований и пришлось идти от логики потребностей к решению ситуационных проблем.

Центральной, обеспечивающей эффективность и устойчивость функционирования, является проблема управления структурой и режимами ТКС. Управление позволяет максимально эффективно использовать сетевые ресурсы в условиях случайного нестационарного трафика, оптимизировать бизнес-процессы.

С позиций логики решения задач управления в ТКС сгруппированы в виде структуры из пяти уровней: сетевых элементов (NEL), управления элементами (EML), управления сетью (NML), сетевыми сервисами (SML) и управления бизнес-процессами (BML). Хорошо разработанная теория управления позволяет в условиях формализуемости задачи найти решения, обеспечивающие требуемое или максимально возможное качество. На максимум качества рассчитываются задачи управления сетевыми элементами и сетью. Основные методы управления уровнем обслуживания (QoS) обычно рассчитываются на получение требуемого качества, хотя здесь, очевидно, могут быть использованы и экстремальные критерии.

Эффективность управлений на нижних уровнях непосредственно влияет на качество управления бизнес-процессом (BPM – Business Process Management). Это управление направлено на снижение ресурсоемкости, времени исполнения решений, на повышение производительности оборудования и труда сотрудников, сокращение затрат и повышение конкурентоспособности бизнеса в целом.

Над проблемой управления бизнес-процессами (BPM) работают многие коллективы: компания Software AG разработала пакет Crossvision, компания Hyperion (EPM-Enterprise Performance Management), IDC и META Group-CPM (Corporate Performance Management) и др. Здесь уже имеются определенные, достаточно удачные находки. Наиболее интересной представляется идея конвергенции BPM-решений и сервисно-ориентированной архитектуры (Service-Oriented Architecture-SOA). При этом для SOA управление бизнес-процессами является идеальным приложением, в свою очередь SOA представляет собой отличную инфраструктуру для развертывания BPM.

Имеются и более конкретные предложения по автоматизации BPM. Так, в соответствии с Crossvision BPM, на уровне основного потока работ поддерживается автоматизация взаимодействия между людьми. На уровне бизнес-правил обеспечивается автоматическое принятие решений. На уровне мини-процессов интерфейса пользователя осуществляются переходы между экранами. На уровне межсистемной интеграции происходит взаимодействие между приложениями. На уровне консолидированного доступа к данным обеспечивается единое представление данных.

Используемые в настоящее время процедуры управления, за небольшим исключением, являются ситуационными, ориентированными на определенный перечень вариантов состояния сети и системы в целом. Практика указывает на необходимость перехода от первоначальных ситуационных к оптимальным решениям, ориентированным не на перечень, а на целый класс возможных состояний. При этом функция управления, в том числе и управления бизнес-процессом, требует непрерывной, в течение реального времени (Real Time Enterprise – RTE) оптимизации. Из теории систем и теории управления, из кибернетики известны наилучшие, оптимальные варианты решения проблемы управления сложными организационно-техническими процессами. Кроме выполнения условий устойчивости, требуется обеспечение наблюдаемости, идентифицируемости, управляемости, адаптируемости.

Как следует из литературы, за разработку задач управления в сетях следующего поколения, в том числе управления бизнес-процессами, взялись фирмы, специализирующиеся на программировании. Следует ожидать, что им удастся во многом продвинуть решение данной проблемы. Будет ли она решена традиционно, как ситуационная, или удастся активно привлечь результаты теории систем, математические модели динамических состояний, глубокое понимание процессов в телекоммуникационной среде, – вопрос пока остается открытым. Ясно одно – все эти решения являются предметом изучения будущей, создаваемой у нас на глазах, теории телекоммуникационных систем.

Редактор выпуска В. Поповский

АДАПТИВНОЕ ОГРАНИЧЕНИЕ ИНТЕНСИВНОСТИ ТРАФИКА НА ПРИГРАНИЧНЫХ УЗЛАХ МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ СВЯЗИ

Введение

Несмотря на стремительное развитие технологий транспортных телекоммуникационных сетей (ТКС) и, прежде всего, технологий волоконно-оптической связи, борьба с перегрузками все еще остается достаточно актуальной сетевой задачей. При высокой загруженности ТКС обеспечить заданные значения показателей качества обслуживания (Quality of Service, QoS) можно лишь за счет ограничения интенсивности трафика, поступающего на приграничные узлы сети [1]. С учетом мультисервисного характера современных ТКС ограничение интенсивности или отказы в обслуживании должны касаться, как правило, лишь низкоприоритетных трафиков на перегруженных участках сети. Таким образом, процесс ограничения интенсивности трафика должен носить адаптивный характер, основываясь на постоянном мониторинге состояния ТКС – загруженности трактов передачи и сетевых узлов, характеристик трафиков пользователей и требований к качеству их обслуживания. Немаловажным требованием также является обеспечение максимального уровня согласованности работы средств ограничения трафика с другими средствами борьбы с перегрузками, к числу которых можно отнести протоколы маршрутизации, механизмы ограничения длин очередей и др.

Анализ известных средств ограничения нагрузки на приграничных узлах

В современных мультисервисных ТКС задачи ограничения интенсивности трафика решаются с помощью механизмов Traffic Shaping (TS) и Committed Access Rate (CAR). В основу этих средств положены алгоритмы Leaky Bucket ("дырявое ведро") и Token Bucket ("маркерное ведро"). Несмотря на сходное предназначение, механизмы CAR и TS отличаются способом обработки трафика в момент исчерпания маркеров. Traffic Shaping представляет собой механизм сглаживания поступающего на сетевой узел пользовательского трафика с целью недопущения перегрузки исходящих трактов передачи и удовлетворения QoS-требований. В соответствии с механизмом TS интенсивность пульсирующего трафика выравнивается до согласованной скорости передачи информации (CIR) путем постановки в очередь (буферизации) пакетов, интенсивность передачи которых превысила среднее значение. Буферизованные пакеты передаются по мере накопления достаточного числа маркеров. Передача поставленных в очередь пакетов планируется механизмом обслуживания очередей, например, взвешенным механизмом справедливого обслуживания очередей (Weighted Fair Queuing, WFQ). Трафик, интенсивность которого превышает CIR, может быть отклонен в случае переполнения сети. Реализуя функцию ограничения трафика, механизм CAR не помещает пакеты в буфер и не сглаживает трафик, что может привести к отбрасыванию пакетов в моменты превышения максимально допустимого размера всплеска [2, 3].

Таким образом, существующие средства ограничения интенсивности поступающего в сеть трафика носят распределенный характер, основываясь на информации о средней скорости поступления пакетов в сеть, заявленной в договоре о QoS. Кроме того, эвристические по своему содержанию алгоритмы корзины маркеров и дырявого ведра не способны учесть изменение текущей загрузки сетевого узла и характеристик трафиков прочих пользователей; а также не согласованы с работой других средств управления трафиком. Это значительно снижает функциональность механизмов TS и CAR и существенно ограничивает область их применения в мультисервисных ТКС. В этой связи, актуальной научной и практической задачей является разработка моделей и методов адаптивного ограничения интенсивности трафика, поступающего

на приграничные узлы ТКС, которые могли бы быть положены в основу соответствующих технологических решений – протоколов и механизмов управления трафиком.

Модели адаптивного ограничения интенсивности трафика на приграничных узлах мультисервисной сети связи

Максимального уровня согласованности решений задач управления сетевыми ресурсами и, в том числе, информационным трафиком можно обеспечить, лишь основываясь на единой (комплексной) математической модели управления. За основу подобной комплексной модели целесообразно выбрать математическую модель маршрутизации, обладающей по сравнению с моделями других процессов управления наиболее высокой степенью системности, т.е. учитывающей большее число структурных и функциональных сетевых параметров. Основываясь на модели маршрутизации, необходимо максимально адекватно и математически корректно провести формализацию остальных процессов управления – распределения канальных и буферных ресурсов, ограничения интенсивности трафика, обслуживания очередей и др. К числу наиболее результативных попыток подобного развития модели маршрутизации относится динамическая модель управления маршрутизацией, канальным и буферным ресурсом [4], а также модель комплексного решения задач маршрутизации, распределения канального ресурса с целью обеспечения заданных показателей качества обслуживания [5].

Важным моментом при выборе математической модели маршрутизации, по аналогии с [4] и [5], является то, что она должна носить потоковый характер, в отличие от графовых моделей, положенных в основу большинства современных протоколов однопутевой маршрутизации [6]. Несмотря на достаточно большое число вариантов потокового описания процессов маршрутизации, основные отличия касаются формы представления условия сохранения потока в сетевых узлах и ТКС в целом. Ниже будут предложены дополнения к наиболее известным потоковым версиям математических моделей маршрутизации с целью формализации процессов ограничения интенсивности трафика, поступающего в сеть.

Дополнение математической модели маршрутизации (пример 1)

Пусть структура сети описывается с помощью графа $G = (M, E)$, где M – множество узлов, а E – множество трактов передачи. Для каждой дуги $(i, j) \in E$ характерна ее пропускная способность φ_{ij} . Пусть также K – множество трафиков, которые циркулируют в ТКС. Тогда для $k \in K$ необходимо указать r_k , s_k и d_k – интенсивность k -го трафика, узел-источник и узел-получатель соответственно. Тогда для каждого тракта $(i, j) \in E$ и обслуживаемого трафика $k \in K$ величина x_{ij}^k характеризует долю k -го трафика, протекающего в тракте (i, j) . В дополнение к моделям маршрутизации [7, 8] вводится также величина α^k , которая представляет собой долю k -го трафика, получившего отказ в обслуживании сетью. Тогда вектор искомых параметров можно представить в следующей форме:

$$X = \left[\frac{x_{ij}^k}{\alpha^k} \right], (i, j) \in E, k \in K. \quad (1)$$

Размерность вектора X определяется произведением количества в сети трактов передачи и числа анализируемых трафиков пользователей. В ходе расчета вектора (1) необходимо минимизировать функцию

$$\min_X c' X, \quad (2)$$

численно характеризующую затраты на управление сетевыми ресурсами, а координаты вектора

$$c = \left[\frac{c_{ij}^k}{c^k} \right], \quad (3)$$

в свою очередь, определяют величину удельного штрафа за загруженность трактов передачи ТКС (c_{ij}^k) и за ограничение в обслуживании трафиков пользователей c^k . Для трафиков с более высоким приоритетом должны быть установлены и более высокие штрафы за отказ, что позволит обеспечить адаптивный характер процессу отказов в обслуживании. Размерность вектора (3) полностью совпадает с размерностью искомого вектора X (1).

Для корректного решения маршрутных задач и задачи ограничения интенсивности трафика в рамках предлагаемой комплексной модели необходимо обеспечить выполнение условий сохранения потока в сетевых узлах и сети в целом:

$$\begin{cases} \sum_{j:(i,j) \in E} x_{ij}^k - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{ji}^k = 0 & \text{при } k \in K, i \neq s_k, d_k; \\ \sum_{j:(i,j) \in E} x_{ij}^k - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{ji}^k = 1 - \alpha^k & \text{при } k \in K, i = s_k; \\ \sum_{j:(i,j) \in E} x_{ij}^k - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{ji}^k = \alpha^k - 1 & \text{при } k \in K, i = d_k, \end{cases} \quad (4)$$

а также условий предотвращения перегрузки трактов передачи ТКС:

$$\sum_{k \in K} r_k x_{ij}^k \leq \varphi_{ij}, (i, j) \in E. \quad (5)$$

В общем случае, в соответствии с физикой решаемой задачи (1)-(5) на координаты α^k вектора X необходимо наложить следующие ограничения:

$$0 \leq \alpha^k \leq 1, \quad (6)$$

если в соответствии с договором о качестве обслуживания (Service Level Agreement, SLA) допускается частичное ограничение скорости доступа, или

$$\alpha^k \in \{0, 1\} \quad (7)$$

– в противном случае.

Дополнение математической модели маршрутизации (пример 2)

Пусть r_{ij} – интенсивность входного трафика, поступающего в сеть через i -й узел и адресованный j -му узлу, тогда дополнение математической модели маршрутизации, предложенной Галлагером [9, 10], состоит во введении в уравнение сохранения потока новой управляющей переменной α_{ij} , численно характеризующей долю интенсивности трафика r_{ij} , получившей отказ в обслуживании:

$$\gamma_{ij} = r_{ij}(1 - \alpha_{ij}) + \sum_{s \in M_i} \gamma_{sj} \phi_{ji} \quad (8)$$

при $\sum_{j \in M_i} \gamma_{ij} \phi_{js}^i = \lambda_{ij}$ ($i, j = \overline{1, m}, i \neq j$), $\phi_{js}^i = \begin{cases} 0, & \text{если } i = j; \\ \geq 0, & \text{если } i \neq j \end{cases}$ и $\sum_{s \in M_i} \phi_{js}^i = 1$,

где M_i – множество соседних узлов i -му узлу; γ_{ij} – интенсивность потока в i -м узле, определяемая как сумма входного потока и потока, поступающего на i -й узел от смежных узлов для j -го узла ($1/c$); ϕ_{js}^i – маршрутная переменная, численно характеризующая долю потока γ_{ij} , протекающего из i -го узла по тракту (i, s) ; λ_{ij} – интенсивность трафика в тракте (i, j) ($1/c$).

Согласно физическому смыслу вновь вводимых управляющих переменных, на них необходимо наложить ограничения подобные (6) и (7): $0 \leq \alpha \leq 1$ либо $\alpha \in \{0, 1\}$.

Комплексный характер расчета искомых переменных γ_{ij} , ϕ_{js}^i , α_{ij} , регламентирующих порядок решения задач маршрутизации и ограничения интенсивности трафика, влечет за собой и пересмотр критериев оптимальности реализуемого управления, т.к. традиционная минимизация среднесетевой задержки или максимальной загрузки трактов передачи ТКС [9, 10] непременно повлечет в рамках модели (8) полное ограничение интенсивности трафика ($\alpha \rightarrow 1$). Разумный компромисс может быть достигнут лишь благодаря введению переменных α_{ij} в целевую функцию, по аналогии с моделью (1) – (3).

В соответствии с предложенным подходом введение переменных α_{ij} в модель [5] позволит получить согласованное решение задач маршрутизации, распределения канального ресурса и ограничения интенсивности поступающего в сеть трафика с обеспечением заданных показателей качества обслуживания.

Пример решения комплексной задачи маршрутизации и адаптивного ограничения трафика

Решение комплексной задачи маршрутизации и адаптивного ограничения интенсивности трафика, поступающего в сеть, продемонстрируем для большей наглядности для однопродуктового случая, т.е. для случая обслуживания одного трафика, что не снижает общности полученных результатов. Пусть структура ТКС, состоящей из пяти узлов и шести трактов передачи (с указанием условной величины их пропускной способности), представлена на рис. 1. Первый узел – узел-отправитель, а пятый – узел-получатель.

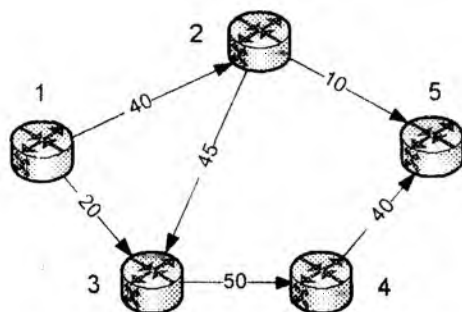


Рис. 1

Тогда для случая $c = [10 \ 10 \ 10 \ 10 \ 10 \ 100]^t$ (3) получены следующие результаты решения при отсутствии ограничения трафика (рис. 2, а), а также в случае отказов в обслуживании (рис. 2, б) с указанием в трактах передачи интенсивности передаваемого трафика.

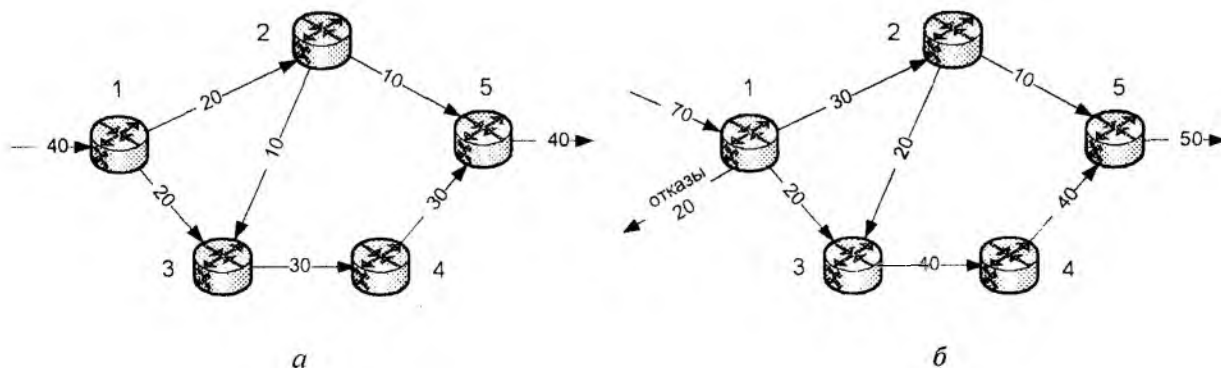


Рис. 2

Из полученных результатов расчетов видно, что при отношении весовых коэффициентов c_{ij}^k и c^k как 1:10, ограничение интенсивности трафика наблюдается лишь в условиях перегрузки сети, когда интенсивность поступающего трафика превосходит пропускную способность сети, которая для приведенных исходных данных составляет 50 1/с. При уменьшении соотношения c_{ij}^k и c^k до 1:4 (рис. 3, а) или 1:3 (рис. 3, б) наблюдается превентивное ограничение нагрузки при свободных канальных ресурсах.

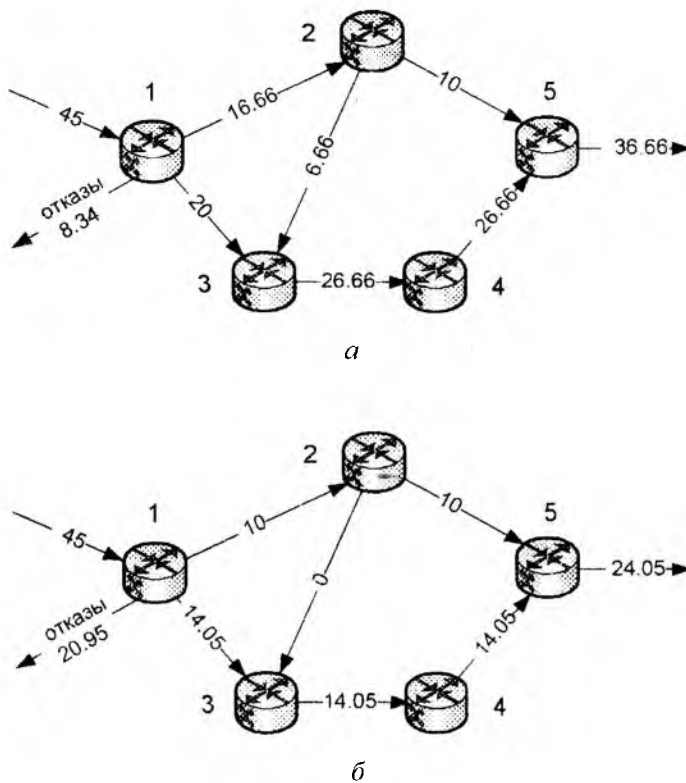


Рис. 3

Обоснованный выбор соотношения весовых коэффициентов c_{ij}^k и c^k , отвечающих соответственно за расчет маршрутных переменных и переменных α^k , представляет собой самостоятельную достаточно сложную задачу, в ходе которой необходимо учесть структуру сети (количество узлов и трактов передачи), число обслуживаемых трафиков и их приоритет, а также требования к качеству обслуживания каждого из трафиков. Для упрощения изложения материала на рассмотренных примерах (рис. 3 и 4) принимались во внимание только скоростные показатели качества обслуживания – средняя скорость (интенсивность) поступления пакетов в сеть.

Выводы

Таким образом, в работе предложен подход к решению задачи адаптивного ограничения интенсивности поступающего в сеть трафика. Преимущество предложенного подхода заключается в обеспечении согласованности решений задач ограничения интенсивности трафика с другими задачами управления (маршрутизации, распределения канального ресурса) и обеспечения качества обслуживания. Необходимый уровень согласованности решений основных задач сетевого управления был достигнут на основе усовершенствования (дополнения) математических моделей маршрутизации. Усовершенствование заключалось во введении в уравнения (условия) сохранения потока дополнительного множества управляющих

переменных, отвечающих за адаптивное ограничение интенсивности поступающего в сеть трафика. Комплексный характер модели основывался на одновременном (согласованном) расчете управляющих переменных, отвечающих как за маршрутизацию, так и за задачи адаптивного ограничения трафика.

Экспериментальным путем установлено, что отношение коэффициентов c_{ij}^k и c^k , отвечающих за загруженность сети и отказы в обслуживании, существенным образом влияет на характер возможных отказов в обслуживании. Чем это соотношение больше, тем более запоздалой является реакция сети на возможную перегрузку; чем соотношение ниже, тем выше вероятность необоснованного отказа в обслуживании поступающего в сеть трафика.

В этой связи, развитие предложенного подхода видится в разработке методики рационального (оптимального) выбора значений весовых коэффициентов (3) с обоснованием требуемой величины их соотношения с целью обеспечения превентивного характера процессов ограничения интенсивности поступающего в сеть трафика в порядке роста его важности (приоритетности). Область преимущественного использования предложенных моделей – мультисервисные сети связи с поддержкой качества обслуживания.

Список литературы: 1. Гургенидзе А.Т., Кореш В.И. Мультисервисные сети и услуги широкополосного доступа. С-Пб.: Наука и техника. 2003. 400 с. 2. Справочник по телекоммуникационным технологиям: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. 640 с. 3. Вегенша Ш. Качество обслуживания в сетях IP: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 386 с. 4. Лемешко А.В., Беленков А.Г. Динамическая модель комплексного решения задач маршрутизации и абонентского доступа в территориально-распределенных телекоммуникационных сетях // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии. Сб. науч. тр. Нац. аэрокосмич. ун-та им. Н.Е. Жуковского „ХАИ“. Вып. 18, Харьков: НАКУ, 2003. С. 134-139. 5. Дробот О.А. Комплексная модель обеспечения гарантированного качества обслуживания с реализацией динамических стратегий распределения сетевых ресурсов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. № 148. С. 43-54. 6. Остерлох Х. Маршрутизация в IP-сетях. Принципы, протоколы, настройка. С.Пб.: ВHV.-С.Пб., 2002. 512 с. 7. Seok Yo., Lee Yo., Choi Ya., Kim C. A constrained multipath traffic engineering scheme for MPLS networks // Proc. of IEEE ICC 2002. New York. 2002. P. 2431-2436. 8. 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. 9. Бертсекас Д., Галлагер Р. Сети передачи данных. М.: Мир, 1989. 544 с. 10. Gallager R. G. A minimum delay routing algorithm using distributed computation // IEEE Trans. on communications. 1975. Vol. 25, №1. P. 73-85.

*Харьковский университет Воздушных Сил
им. Ивана Кожедуба*

Поступила в редколлегию 10.10.2007

К ВОПРОСУ ПОСТРОЕНИЯ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СИСТЕМЫ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ

Введение

В современных условиях массового распространения средств электронной вычислительной техники, расширяющихся возможностей несанкционированных действий над информацией, защита информации в целом и защита информации в автоматизированных системах в частности становится все более сложной проблемой. Для ее решения каждая автоматизированная система, система информационных технологий глобальных компьютерных сетей (ГКС) (далее – Система) должна включать подсистему защиты информации (СЗИ). Для обеспечения автоматизированного учета возможности возникновения естественных и искусственных каналов утечки информации, анализа результатов такой утечки, формализации процесса восстановления Системы после атаки, а также для решения многих других вопросов с привлечением современного математического аппарата необходимо создание адекватной математической модели Системы.

Большинство из построенных еще в прошлом веке математических моделей автоматизированных систем, обязанных своим существованием теории управления, основывались на «классическом» подходе, который строился на том, что положение объекта управления в пространстве признаков известно абсолютно. Однако наработанный здесь математический аппарат оказывался несостоятельным для описания объектов, которые плохо формализуются, обладают свойствами, плохо известными априори и изменяющимися в процессе функционирования. Таковой является и любая информационно-технологическая система (ИТ-система).

С конца прошлого века начал развиваться «неклассический» подход в теории управления, основывающийся на аналогиях архитектуры и целей функционирования сложных технических и биологических систем, являющихся естественными системами управления [1-6]. Подход при построении таких моделей до сих пор был ориентирован на нейросетевую элементную базу. Использование нейронных сетей при моделировании естественных систем управления, к сожалению, не обеспечивает всех выдвигаемых к моделям требований, обладающих рядом существенных недостатков [7, 8]. В связи с этим в [9] предпринята попытка создания принципиально новой универсальной модели Системы, основывающейся на принципах функционирования нервной системы человека (НСЧ), без использования нейросетей. Основными математическими инструментами являются теория графов, матричный анализ и теория возмущений.

Цель настоящей работы – дальнейшее теоретическое обоснование процесса построения графово-матричной модели Системы, основные тезисы по формированию которой были выдвинуты в [9].

Аналогия между системой информационной безопасности и нервной системой человека

При создании модели Системы в [9] используется концепция ее разделения на управляющую и управляемую части [10]. При этом в качестве управляющей системы (УС) выступает СЗИ, моделируемая с использованием основных принципов функционирования НСЧ, являющаяся составной частью совокупной Системы, объекта управления (ОУ). Логика использования выбранной биологической системы вытекает из очевидной аналогии между НСЧ и системой информационной безопасности (рис. 1). Следует учитывать, что процесс моделирования здесь носит комплексный характер и использует НСЧ, начиная с формы представления информации, программирования информационных полей и заканчивая архитектурой ИТ-систем с встроенными механизмами обеспечения информационной безопасности и эволюционным протеканием процессов.

Моделирование защищенных информационных процессов основано на единстве представления информации в иерархии НСЧ, в которой сообщения передаются универсальным контейнером, определяемым структурированным информационным полем ДНК. Структурированный характер имеют распределенные информационные поля нейронных комплексов нервной системы, благодаря которым в НСЧ существуют адаптивные механизмы памяти, накапливающие жизненный опыт. Возможность реализации адаптивных механизмов памяти в искусственных информационных полях – основная предпосылка эволюции ИТ-систем. Программирование в НСЧ носит избыточный распределенный характер, что обеспечивает высокую функциональную устойчивость информационных процессов.

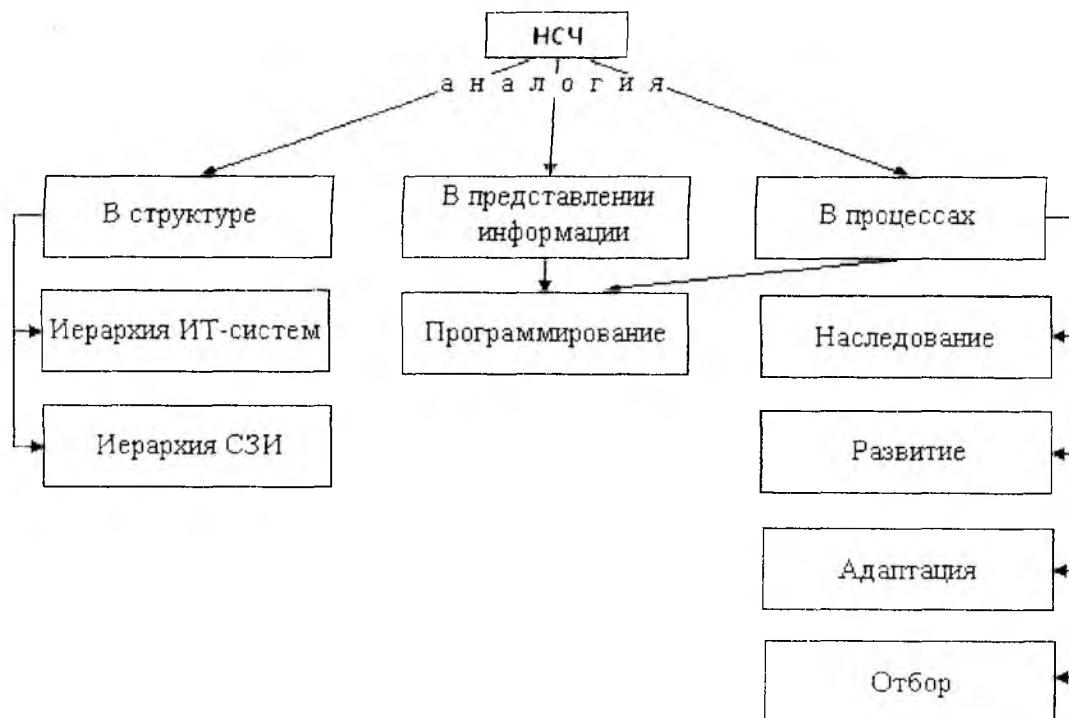


Рис. 1

Отдельные искажения информации, с одной стороны, компенсируются избыточностью информационных полей, а с другой – позволяют реализовать механизм мутаций и эволюционные процессы развития и отбора. В частности, адаптивные процессы в информационных полях позволяют ИТ-системе развиваться и накапливать опыт в условиях расширения поля угроз, а наследование опыта в последующих реализациях системы сводится к передаче соответствующих информационных полей. Иерархия адаптивной системы информационной безопасности отражает разделение функций защиты на управляющую (проверка форм представления информации и т.д.) и управляемую, реализующую взаимодействие системы со средой (рис. 2). Архитектурной особенностью НСЧ является внутренний характер механизмов защиты, реализуемый в иерархии ИТ-системы. При моделировании искусственных систем следует учитывать, что при реализации адаптивных механизмов НСЧ и информационных полей ее функции защиты информации должны быть внутренними функциями проектируемой системы.

Основные принципы организации и функционирования НСЧ, на базе которых формируется модель Системы:

1. Автономность;
2. Дискретность;
3. Максимальная начальная приспособленность;
4. Минимум исходных данных.

В качестве основной целевой функции рассматривается *выживание ОУ* [9].



Рис. 2

Связь количества информации графа Системы и информации Системы

В качестве модели ОУ в [9] используется взвешенный неориентированный граф со структурным отношением «состоять из», что позволяет не только достаточно легко удовлетворить первым трем основным принципам НСЧ, перечисленным выше, но и обеспечить ее иерархию. Математическая локализация информации, циркулирующей в Системе, при выбранном способе построения модели осуществляется в возмущениях максимальных собственных значений и соответствующих собственных векторов матрицы смежности графа Системы. Возмущения происходят при установлении связи между СЗИ и непосредственно защищаемой информацией за счет появления нового ребра, соединяющего граф СЗИ с вершиной, соответствующей Системе в целом [9]; информация «вводится» в систему информационной защиты. В соответствии с теорией информации покажем, что такой «ввод» приводит к увеличению количества информации графа-модели. Для этого необходимо определить вероятностную схему графа (probability scheme). Этот вопрос не является тривиальным, поскольку до настоящего момента не существует единой вероятностной схемы для определения энтропии и количества информации произвольного графа. Долгое время традиционным в этом вопросе был взгляд, высказанный в [11], и развитый в [12], для простоты изложения которого введем некоторые понятия теории графов [13].

Два графа X_1 и X_2 называются *изоморфными*, если между их множествами вершин существует взаимно однозначное соответствие, сохраняющее смежность (изоморфизм является отношением эквивалентности).

Автоморфизмом помеченного графа X называется изоморфизм графа на себя. Каждый автоморфизм α графа X есть подстановка его множества вершин V , для которого $|V| = n$, сохраняющая смежность. Множество всех автоморфизмов графа образуют группу [12, 13]. Будем обозначать группу автоморфизмов X как $G(X)$ (группа подстановок на множестве V). Для всякой вершины $v \in V$ *орбитой* этой вершины называется подмножество множества V , состоящее из всех таких элементов $w \in V$, что $\alpha v = w$ для некоторой подстановки $\alpha \in G(X)$.

Пусть A_i , $i = \overline{1, h}$ – различные орбиты $G(X)$. Тогда $A_i \cap A_j = \emptyset$, если $i \neq j$, а $\bigcup_{i=1}^h A_i = \{1, \dots, n\}$, т.е. орбиты формируют разбиение множества $\{1, \dots, n\}$ [12].

В [12] строится вероятностная схема $P_x: P_x = (A_1, A_2, \dots, A_h)$ где $p_i = \frac{|A_i|}{n}$, $i = \overline{1, h}$.

Тогда энтропия графа $I_g(X)$ определяется как энтропия P_x :

$$I_g(X) = -\sum_{i=1}^h p_i \log_2 p_i. \quad (1)$$

Выражение (1) служит также для определения *меры сложности графа*.

Однако приведенная вероятностная схема для определения энтропии и сложности графа, основанная на использовании орбит, при подробном ее рассмотрении обладает серьезным недостатком, не отражая для некоторых графов реальную картину их сложности, а потому, очевидно, ее использование нежелательно для графовой модели Системы. Для наглядности изложения поясним это на примерах.

Для простоты рассмотрим графы, для которых $|V| = 4$ (рис. 3).

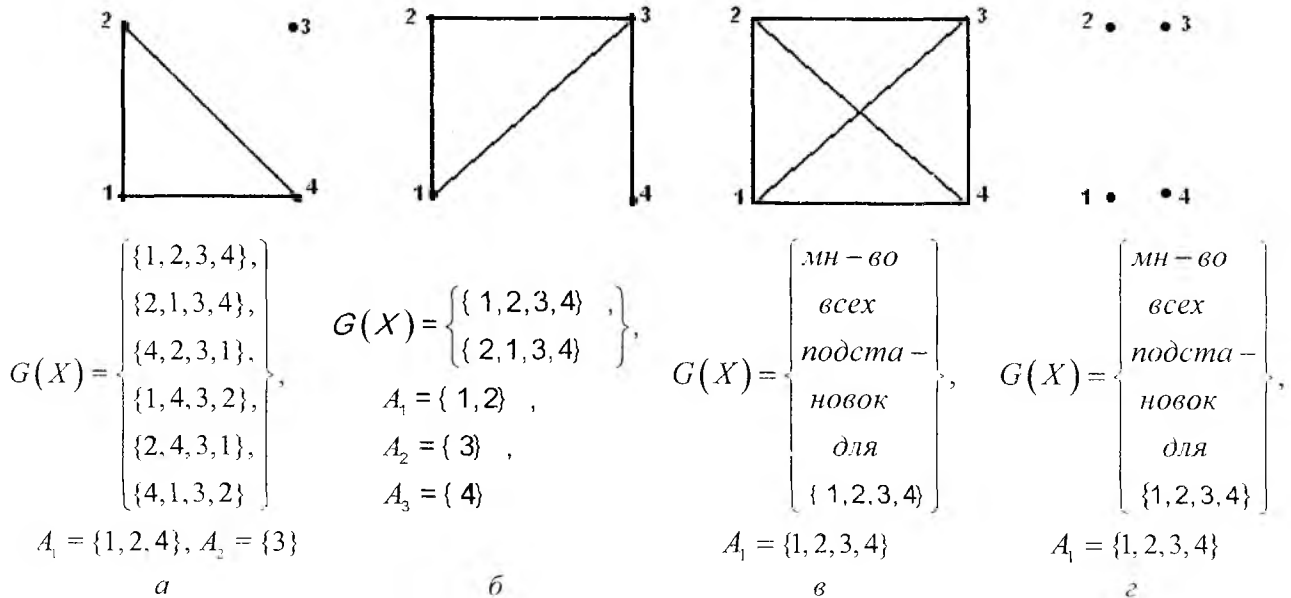


Рис. 3

В соответствии с (1) меры сложности (энтропии) графов, представленных на рис. 3, соответственно равны:

$$a - I_g(X) = 2 - \frac{3}{4} \log_2 3; \quad б - I_g(X) = \frac{3}{2}; \quad в - I_g(X) = 0; \quad г - I_g(X) = 0.$$

Как видно, сложность полного и нуль-графа равны нулю (положение не изменится при изменении мощности множества вершин), хотя очевидно, что сложность полного графа должна быть больше.

В литературе были предложены другие подходы при построении вероятностной схемы для определения энтропии графа, один из которых был описан в [14], использовался авторами при изучении молекулярных процессов, был развит в дальнейшем в [15] и состоит в следующем.

Пусть граф представляется некоторыми N элементами (например, вершинами, ребрами, расстояниями, кликами и т.д.), каждому элементу присвоен вес $w_i, i = \overline{1, N}$. Вероятность

того, что случайно выбранный элемент i имеет вес w_i определяется как $p_i = \frac{w_i}{\sum_{i=1}^N w_i}$,

при этом $\sum_{i=1}^N p_i = 1$. Вероятностная схема графа имеет вид:

Элемент	1, 2, ... N	
Вес	$w_1, w_2, \dots w_N$	(2)
Вероятность	$p_1, p_2, \dots p_N$	

и дает возможность определить целый ряд информационных индексов, учитывая (1).

Рассмотрим в качестве элементов графа его вершины. Пусть вес каждой вершины соответствует, например, ее степени. Здесь нулевая сложность нуля-графа будет отличаться от достаточно высокой сложности полного графа, каждая из которых будет получена из уравнения (1), но в соответствии с вероятностной схемой (2) (вероятность того, что случайно выбранная вершина i в полном графе из N вершин имеет степень a_i , равна $p_i = \frac{1}{N}$).

Шеннон определяет информацию как уменьшение энтропии системы относительно максимальной энтропии, которая может существовать в системы с таким же числом элементов:

$$I = H_{\max} - H. \quad (3)$$

Используя (1), вычислим энтропию графа с общим весом $W = \sum_{i=1}^N w_i$ и весами вершин w_i , для вероятностной схемы (2):

$$\begin{aligned} H &= -\sum_{i=1}^N p_i \log_2 p_i = -\sum_{i=1}^N \frac{w_i}{W} \log_2 \frac{w_i}{W} = -\sum_{i=1}^N \frac{w_i}{W} \log_2 w_i + \sum_{i=1}^N \frac{w_i}{W} \log_2 W = \\ &= \log_2 W - \frac{1}{W} \sum_{i=1}^N w_i \log_2 w_i \end{aligned} \quad (4)$$

Как следует из (4), максимальное значение энтропии определяется как

$$H_{\max} = \log_2 W \quad (5)$$

Подставляя (5) и (4) в (3), получим выражение для количества информации взвешенного графа:

$$I = \frac{1}{W} \sum_{i=1}^N w_i \log_2 w_i. \quad (6)$$

Если в качестве веса вершины используется ее степень, то можно показать [16], что количество информации графа (сложность графа) может быть оценено в соответствии с формулой.

$$I = \sum_{i=1}^N a_i \log_2 a_i, \quad (7)$$

полученной из (6) с использованием вероятностной схемы (2). Здесь a_i – степени вершин графа.

Поскольку «ввод» информации в СЗИ происходит при введении в граф Системы дополнительного ребра, т.е. непосредственно связан с изменением степеней вершин, воспользуемся для оценки изменения количества информации графа Системы при его окончательном формировании соотношением (7). Система в целом сконцентрирована в графе с единственной вершиной 1 (на рис. 4 отмечены номера вершин) нулевой степени. Количество информации такого графа в соответствии с (7) равно 0: пока о Системе неизвестно ничего, ее энтропия максимальна. Добавление ребра $\langle 1, 2 \rangle$ (на рис. 4 ребро отмечено штриховой линией) вместе с подграфом, отвечающим СЗИ, вводя информацию в СЗИ, приведет к «появлению информации» и о самом графе: количество информации графа Система станет ненулевым в соответствии с (7). Таким образом, очевиден следующий вывод.

Выводы

При предложенном способе построения графово-матричной модели Системы [9] количество информации графа Системы будет определяться информацией, хранимой в Системе.

Замечание 1. Каждый последующий шаг детализации графовой модели Системы увеличивает количество информации графа, что очевидно говорит в пользу адекватности модели

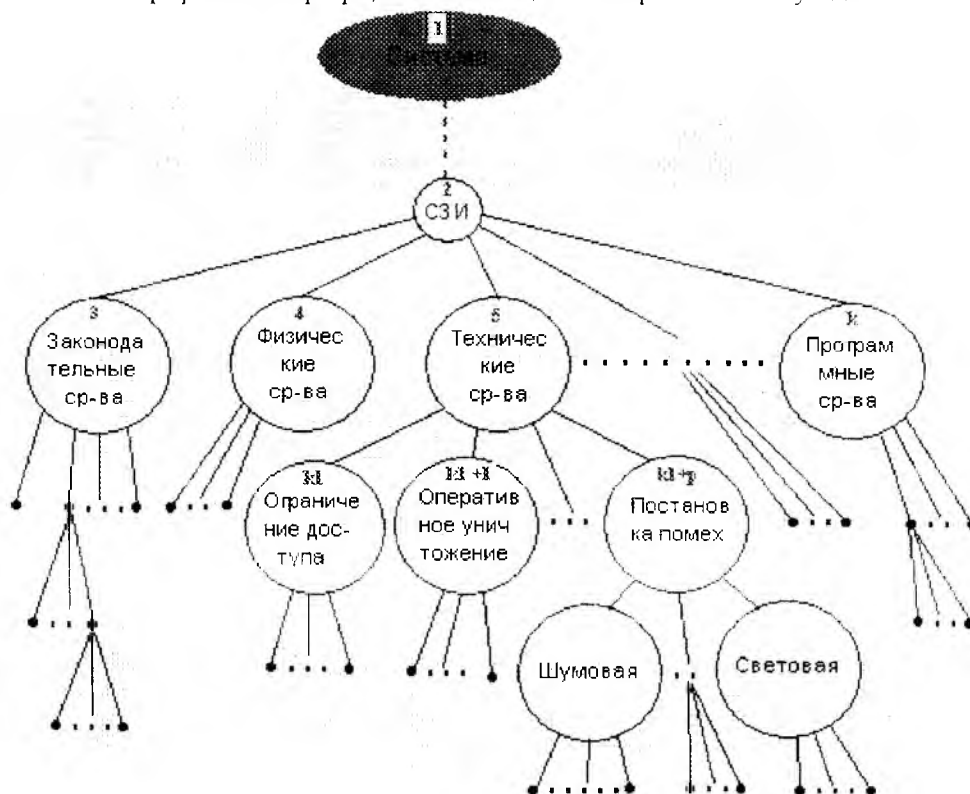


Рис. 4

Замечание 2. Можно показать, что введение информации за счет ребра $\langle 1,2 \rangle$ приведет также к росту линейной сложности графа, выражаемой через линейную сложность его матрицы смежности, которая, в свою очередь, определяется количеством арифметических операций, необходимых для вычисления произведения $\overline{MS}x$, где \overline{MS} – матрица смежности графа Системы, x – произвольный вектор соответствующей размерности [17].

Замечание 3. Введение информации в СИ увеличит значение связности (connectedness) графа Системы, определяемой как $Conn = \frac{2|E|}{|V|^2}$ где E – множество ребер, что повлечет за собой возрастание *реберной сложности* графа Системы [16].

Заключение

На основании проделанной работы можно утверждать, что предлагаемый новый подход к вопросу моделирования Системы в целом и СИ в частности, основанный на очевидной аналогии между НСЧ и системой информационной безопасности, использующий в качестве математических инструментов теорию графов, матричный анализ, теорию возмущений, является чрезвычайно перспективным.

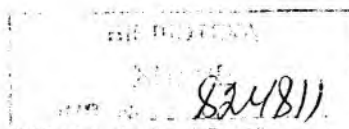
Выбранный способ построения графово-матричной модели ИТ-системы обеспечивает ее согласованность с теорией информации.

Список литературы: 1. Жданов А.А. Об одном имитационном подходе к адаптивному управлению // Вопросы кибернетики. Научный совет по комплексной проблеме «Кибернетика» РАН. М., 1996. С. 171-206. 2. Жданов А.А. Метод автономного адаптивного управления // Известия Академии Наук. Теория и системы управления. 1999. № 5. С.127-134. 3. Жданов А.А., Крыжановский М.В., Преображенский М.Б. Нейронная адаптивная система управления // Труды международной конференции «Интеллектуальные и многопроцессорные системы» IMS'2002. С. 115-118. 4. Жданов А.А. Метод автономного адаптивного

управления, его свойства и приложения. Перспективные информационные технологии и интеллектуальные системы. С.4-14. 5. *Осовецкий Л.Г., Нестерук Г.Ф., Бормотов В.М.* К вопросу иммунологии сложных информационных систем // Изв. вузов. Приборостроение. 2003. Т.46, №7. С.34-40. 6. *Нестерук Г.Ф., Осовецкий Л.Г., Нестерук Ф.Г.* Адаптивная модель нейросетевых систем информационной безопасности. Перспективные информационные технологии и интеллектуальные системы. С.14-16. 7. *Архипов А., Ишутин А.* Применение моделей обнаружения аномалий для выявления атак // Четверта науково-технічна конференція. Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні. Тези доповідей. 2006. С. 71-72. 8. *Хорошко В.А., Терейковский И.А.* Использование искусственных нейронных сетей в задачах распознавания атак на компьютерные системы. // Науково-технічний журнал «Захист інформації». 2006. № 3. С. 57-65. 9. *Кобозева А.А., Хорошко В.А.* Модель системы защиты информации, основанная на принципах естественной системы управления. // Вісник ДУІКТ. 2007. №3. С. 10. *Лицук В.А.* Математическая теория кровообращения. М.: Медицина, 1991. 256 с. 11. *Trucco E.* On the Information Content of Graphs: Compound Symbols; Different States for each Point. Bull. Math. Biophys. 18, 1956, p. 237-253. 12. *Mowshowitz A.* A dissertation submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy in the University of Michigan, 1967. 13. *Харари Ф.* Теория графов. М.: Мир, 1973. 300с. 14. *Bonchev D., Trinajstić N.* Chemical Information Theory. Structural Aspects. Intern. J. Quantum Chem. Symp. 1982. 16. Pp. 463-480. 15. *Bonchev D.* Information-Theoretic Indices for Characterization of Chemical Structures. Research Studies Press, Chichester, UK, 1983. 16. *Bonchev D., Buck G.A.* Quantitative Measures of Network Complexity // Chapter 5 in "Complexity in Chemistry, Biology, and Ecology". Springer US. 2005. 17. *Neel D.L., Orrison M.E.* The Linear Complexity of a Graph. Mathematics Subject Classification: 05C85, 68R10. 2006.

Государственный университет
инфокоммуникационных технологий, г. Киев

Поступила в редколлегию 25. 09. 2007



ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СЕТЕЙ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ**Введение**

XXI век – это эпоха бурного развития и конвергенции информационных и телекоммуникационных технологий, призванных ускорять развитие мировой экономики и общества. Особая роль принадлежит здесь сотовой связи. Она вбирает в себя функции приема-передачи голосовой информации, данных, включая и видеоизображение. Таким образом, с помощью технологий сотовой связи уже сегодня может быть реализовано одно из требований глобального информационного общества – предоставление абоненту возможности доступа к информации в любой точке мира в нужный момент времени [1].

В настоящее время начинается внедрение стандартов сотовой связи третьего поколения (3G). Всего существует три основных стандарта 3G: UMTS (Universal Mobile Telecommunications Service), CDMA2000 и WCDMA (Wide CDMA). В них заложены технологии коммутации пакетов и возможность работы с цифровыми компьютерными сетями, включая Интернет. Скорость передачи данных согласно стандартам нового поколения может достигать 2,4 Мбит/с. Это позволит поднять качество звука, а также добавить такой сервис, как видеозвонок. Мобильный Интернет теперь станет доступнее и значительно быстрее. Кроме того, при необходимости сеть 3G может быть наложена на уже ранее развернутую GSM или другой стандарт второго поколения.

Но главная ожидаемая особенность сотовых сетей нового поколения – телевизионное вещание на мобильные телефоны, которое в настоящий момент реализуется построением выделенных широкополосных сетей с помощью таких технологий, как DVB-H, DMB, Qualcomm MediaFLO.

Хотя скорости передачи данных в 3G возрастут, пропускной способности будет недостаточно для аудио- и видеовещания высокого качества в реальном масштабе времени для множества абонентов одновременно.

Поэтому появились такие технологии, как Mobile WiMax (стандарт 802.16e для мобильных устройств), HSDPA (High Speed Downlink Packet Access), которую относят к поколению 3.5G, а также разрабатываются сотовые службы четвертого поколения (4G).

Различные компании, работающие над 4G (например, японские NTT DoCoMo и NEC), заявляют о скоростях от 1,0 до 2,5 Гбит/с. И это в городе при скорости передвижения до 20-25 км/ч.

Такие высокие скорости объясняются тем, что в четвертом поколении используется только пакетная передача данных. Звук теперь будет передаваться только через протокол IP (получится своеобразная мобильная VoIP-телефония), видео – по технологии IPTV с использованием алгоритма видеосжатия MPEG-4.

Важным свойством 4G является то, что он должен стать единым стандартом. То есть не будет деления на разные GSM, CDMA, UMTS, WCDMA и так далее. Помимо этого, в число главных достоинств 4G войдут глобальный роуминг, а также связь корпоративных сетей, что будет весьма кстати для больших предприятий.

На пути технической реализации и внедрения сетей 4G еще много трудностей обусловленных более высокими скоростями передачи данных в радиоканалах, значительным набором новых услуг, а также требованиями покрытия обширных территорий и интеграции с другими сетями связи [2].

Особенности реализации широкополосных сетей связи для мобильного терминала

Большую часть систем цифровой связи можно классифицировать как системы с ограниченной мощностью или ограниченной полосой пропускания. В системах с ограниченной мощностью для экономии энергии за счет полосы пропускания можно применять схемы кодирования, эффективно использующие мощность, тогда как в системах ограниченной

полосы можно использовать методы эффективной (с точки зрения используемого спектра) модуляции для экономии полосы частот за счет увеличения расхода энергии. В обоих случаях для экономии энергии или повышения достоверности передачи при расширении полосы пропускания можно применять кодирование с коррекцией ошибок (канальное кодирование).

В сетях сотовой связи четвертого поколения предполагается использование сверхвысоких или крайне высоких частот, в которых можно обеспечить значительную полосу пропускания и соответственно использовать мощное кодирование с коррекцией ошибок.

При распространении миллиметровых волн возникают ослабление сигнала в атмосферных газах, деполяризация излучения, амплитудные и фазовые искажения. Причем ослабление сигнала в атмосфере имеет тенденцию возрастать с повышением частоты и зависит от погодных условий. В атмосфере имеются и постоянные полосы интенсивного поглощения радиоволн, обусловленные наличием кислорода и водяного пара (рис. 1).

В качестве примера рассмотрена сеть предоставления телевизионных программ и услуг передачи данных на автомобиле движущиеся по автобану. В настоящее время набирает силу тенденция перехода к созданию и распространению телевизионных программ в стандарте телевидения высокой четкости – ТВЧ (High Definition Television, HDTV), где для одной ТВ программы при использовании MPEG-4 потребуется скорость потока 10 Мбум/с. В будущем возможно появление новых ресурсоемких услуг для мобильных абонентов, таких как игры по сети и т.д.

Допустим, одна базовая станция (БС) обеспечивает передачу данных одному абоненту со скоростью 30 Мбум/с, куда входят 2 телевизионных канала высокой четкости и канал передачи данных 10 Мбум/с. Рассмотрим абонента, который движется в автомобиле по автобану [3,4].

Если в зоне обслуживания одной БС работают 50 абонентов, тогда общая скорость передачи данных может составлять порядка 1,5 Гбум/с.

При нахождении требуемой полосы пропускания Δf для обеспечения указанной скорости необходимо учесть канальное помехоустойчивое кодирование, число уровней применяемой модуляции, эффект Доплера и т.д.

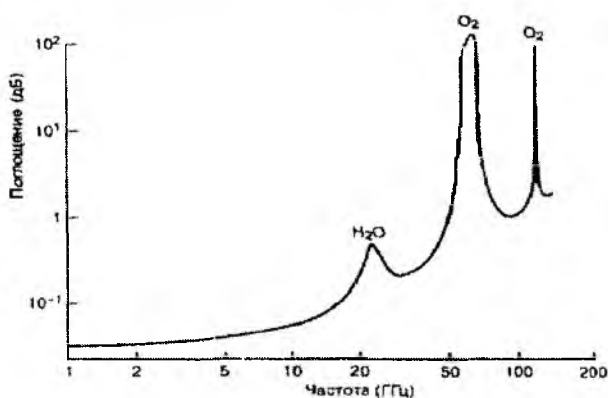


Рис. 1

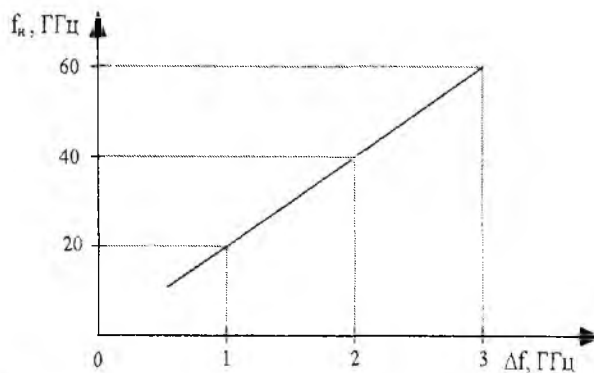


Рис. 2

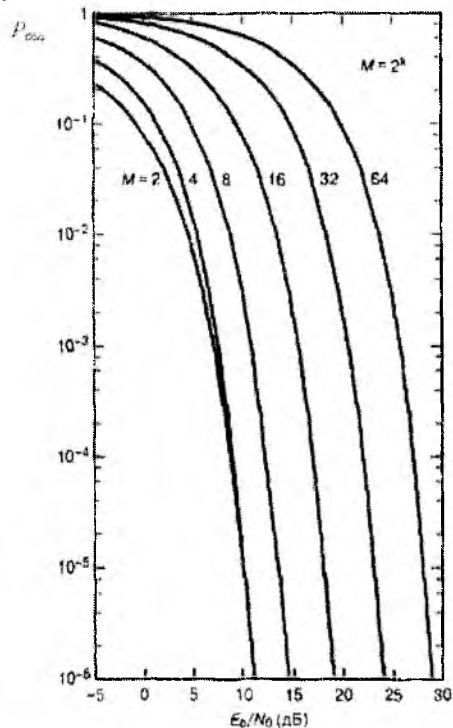
В качестве примера рассмотрим модуляцию PSK с числом уровней $M=2,4,8$ и помехоустойчивое кодирование которое требует увеличения Δf в полтора раза.

Полоса пропускания рассчитывается по формуле:

$$\Delta f = \frac{R_c}{\log_2 M}, \quad (1)$$

где R_c – скорость передачи символов (2,25 Гбум/с с учетом помехоустойчивого кодирования).

эфицненты уснлення антены передатчика и прнемннка (допустнм, $G_1=10$, $G_2=1$); λ – длнна волны; k – постоннная Больцмана ($1,38 \cdot 10^{-23}$); $T_{ш}$ – эффектнвная шумовая температура прнемной системы (прннмаем $700 K$); Δf – полота пропускания прнемннка; γ – отношение снгал/шум.



Рнс. 3

Чтобы обеспечить полота пропускания $1 \div 2$ ГГц необходимо освоение новых частотных диапазонов. На рнс. 2 прнведена зависимость несущей частоты f_n от требуемой полоты пропускания. Достнжение 5 % полоты частот от частоты несущей в ммнметровом диапазоне не вызывает каких-лнбо трудностей. Раднус соты является одним из важнейших параметров который определяет стоимостъ и сложность системы является раднус соты.

Это позволяет достнчь полоты $1 \div 2$ ГГц. Требуемая вероятность бнтовой ошнбки $P_{ош}$ определяется исходя из содержания передаваемой информации и влияет на выбор необходимого уровня отношения мощности сннала к мощности шума и соответственно метода модуляции и помехоустойчивого кодирования. На рнс. 3 прнведены зависимости вероятности бнтовой ошнбки для многофазной передачи. Если прннять $P_{ош} = 10^{-6}$, тогда отношение E_b/N_0 составит 12 дБ для $M=2$, 4 и 14 дБ для $M=8$. Теперь можно рассчитать раднус соты.

Таблица 1

M	Δf , ГГц	f_n , ГГц	γ , раз	R , м (прн $P_{пер} = 50, 100, 150, 200$ мВт)
8	0,75	16	25	62, 87, 107, 124
4	1,125	25	16	40, 57, 70, 81
2	2,25	45	16	16, 22, 27, 31

Наиболее рационально использование многоуровневой модуляции в диапазонах частот около 16 и 25 ГГц, однако они уже используется для нужд спутниковой службы, радионавигации и радиолокации. Поэтому в Европе для нужд будущих сетей мобильной связи предлагается использовать диапазон около 40 ГГц. В диапазоне 40 ГГц находится окно прозрачности в атмосфере земли, что обеспечивает приемлемое затухание.

Расчеты радиуса соты для различного числа уровней модуляции в диапазоне 45 ГГц отображены на рнс. 4.

Таким образом, достаточно применение модуляции QPSK. С учетом ограничения мощности передатчика 100 мВт в соответствии с Европейскими экологическими нормами, раднус соты сети мобильной связи в диапазоне 45 ГГц составит около 30 м.

Для создания сотовой сети потребуется множество точек доступа. С целью уменьшения системной сложности вся обработка снгалов, получение снгалов местных генераторов и управление системой должны выполняться в центре коммутации сообщений, а для транспортировки к базовым станциям для дальнейшего беспроводного распространения предполагается использовать стационарные или мобильные беспроводные каналы, или применять оптическое питание точек доступа [5]. Вопрос оптимизации схемы поставки и распределения значительных объемов информации к базовым станциям требует детального рассмотрения.

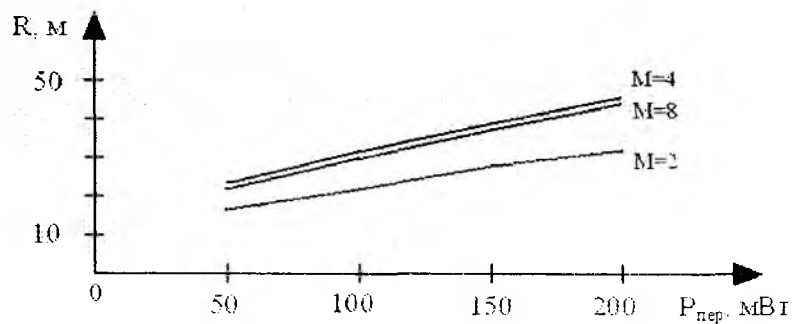


Рис. 4

Заключение

Одной из тенденций дальнейшего развития телекоммуникаций для мобильного пользователя является интеграция сетей (услуг) сотовой и фиксированной связи, Интернета и телевидения. Различные компании, работающие над сетями мобильной связи поколения 4G, заявляют о скоростях от 1,0 до 2,5 Гбит/с в городских условиях при скорости передвижения до 20-25 км/ч. В сетях 4G предполагается использование диапазона миллиметровых волн, в котором можно обеспечить значительную полосу пропускания и соответственно использовать мощное кодирование с коррекцией ошибок. Поэтому в Европе для нужд будущих сетей мобильной связи предлагается использование диапазона около 40 ГГц. В диапазоне 40 ГГц находится окно прозрачности в атмосфере земли, что обеспечивает приемлемое затухание. Расчеты радиуса соты сети мобильной связи показывают, что достаточно применение модуляции QPSK. С учетом ограничения мощности передатчика 100 мВт в соответствии с Европейскими экологическими нормами, радиус соты в диапазоне 45 ГГц составит около 30 м. Вопрос оптимизации схемы поставки и распределения значительных объемов информации к базовым станциям требует детального рассмотрения. Но уже сегодня ясно, что архитектура сети будет изменена, и в первую очередь в части перераспределения выполняемых функций.

Список литературы: 1. Скородумов А. Каким путем пойдем в 3G? // CONNECT, 2006. №5. 2. Сундучков К.С., Гребенюк В.А. Спутниковые распределительные сети государственного предприятия "Укркосмос" // Радиотехника. 2006. № 144. С. 42-47. 3. Сундучков К.С., Макаров А.А., Сундучков И. К. Приспосабливаемые системы радиосвязи и телевидения // Праці УНДІРТ, 2003. №4 (36). С. 39-49. 4. Ильченко М.Е., Сундучков К.С., Волков С.Э., Яландин П.Н. Современные спутниковые телекоммуникационные сети // Праці УНДІРТ, 2006. №3 (47). С. 29-35. 5. Волков С.Э., Сундучков К.С. Особенности предоставления широкополосных услуг в сетях мобильной связи // Матеріали науково-технічної конференції ПТ-07, г. Київ, 25-27.04.07. С.74-75.

НТТУ «КПИ»

Поступила в редколлегию 02.09.2007

ОСНОВНЫЕ МЕТОДЫ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ УСЛУГ**Постановка задачи**

Исследование основных параметров качества, предоставляемых телекоммуникационных услуг.

Введение

На Единой Национальной Сети Связи Украины повышение качества телекоммуникационных услуг всегда рассматривалось операторами в качестве метода привлечения новых пользователей, клиентов и абонентов. Вовлечение операторов телекоммуникационных сетей в рыночные отношения выдвигает на первый план более жесткие требования повышения качества телекоммуникационных услуг. Для решения этой важнейшей задачи операторы и провайдеры услуг связи сегодня по-новому строят свои отношения с пользователями, удовлетворяя требованиям системного подхода на основе системы качества QoS(Quality of Service) и стандартов ISO серии 9000:2000.

Основные параметры качества, предоставляемых телекоммуникационных услуг

В соответствии с положениями рекомендации ИТУ-Т I.112 [3] вся совокупность телекоммуникационных услуг разделена на два типа:

- доставки (переноса) информации (Bearer Service, BS);
- предоставления связи (Teleservice, TS).

При этом понятие Service охватывает:

- различные виды связи (телефонную, передачи данных, факсимильную, поиска документов и др.);
- основные и дополнительные услуги;
- передачу информации с использованием различных методов коммутации (каналов, пакетов и гибридной),
- предоставление различных средств передачи (проводных, оптоволоконных, радио и др.);
- предоставление различных каналов и трактов, отличающихся стандартизированной скоростью (меньше или равной 64 Кбит/с, 384 Кбит/с, 2,048 Мбит/с и выше);
- предоставление *ресурсов* на время сеанса, в течение специально оговоренного времени, в аренду.

Услуги доставки информации (Bearer Service) – это вид услуг, который обеспечивает прозрачную передачу информации пользователя между интерфейсами «пользователь-сеть» без какого-либо анализа или обработки ее содержания.

Услуги предоставления связи (Teleservice) – это вид услуг, который обеспечивает пользователям все возможности связи с учетом свойств терминального оборудования и сетевых протоколов.

Из этого определения следует, что услуги доставки информации являются составляющей услуг предоставления связи.

Услуги доставки информации реализуют функции трех нижних уровней эталонной модели взаимодействия открытых систем (ЭМ ВОС), а услуги предоставления связи – всех семи или части верхних уровней этой модели.

Для сетей передачи данных функционируют технологии и определены услуги (X.25, X.28, X.32, X.36, N-ISDN, IN, Frame Relay, ATM, IP).

Дополнительные (Supplementary) услуги предложены в рекомендациях ИТУ-Т, серии X [4].

Рассмотрим иерархию показателей качества телекоммуникационных услуг, приведенную на рис. 1 (Рек. ИТУ-Т, серии E.800) [5].

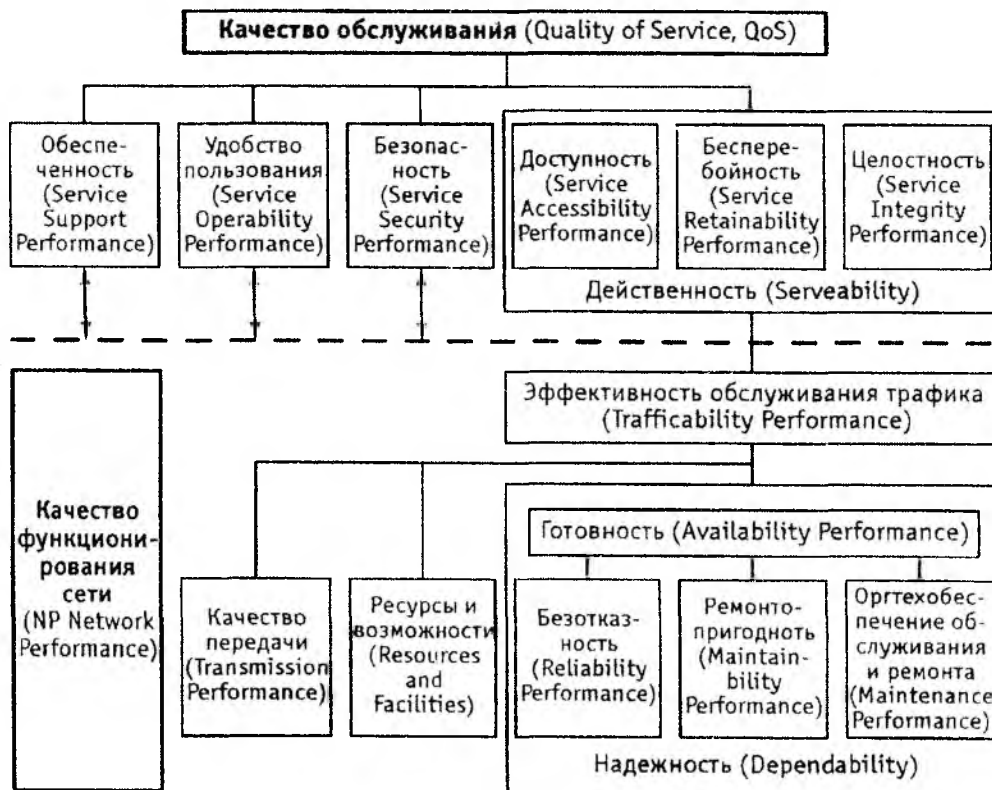


Рис. 1

Качество обслуживания (QoS) объединяет понятия: действенность, безопасность, обеспеченность и удобство пользования.

Качество услуги (обслуживания) рассматривается как совокупность основных свойств: обеспеченности, удобства пользования, безопасности обслуживания, действенности в виде: доступности, бесперебойности и целостности (адекватности информации пользователя при транспортировке через сеть).

Обеспеченность – способность оператора связи предоставлять набор услуг и оказывать помощь пользователю в их использовании;

Удобство использования – свойство обслуживания, состоящее в простоте использования;

Безопасность – свойство обслуживания быть защищенным от несанкционированного доступа, злонамеренного и неправильного использования, преднамеренной порчи, стихийных бедствий и человеческих ошибок.

Действенность – свойство обслуживания, состоящее в предоставлении услуги на время сеанса всегда, когда это необходимо пользователю.

Сущность свойств, объединенных понятием действенность, определена следующим образом:

Доступность – свойство обслуживания быть предоставленным в любом месте и в момент, когда это необходимо пользователю;

Бесперебойность – способность оператора в определенных условиях эксплуатации обеспечивать предоставленное обслуживание без перерывов в течение требуемого промежутка времени;

Целостность – способность оператора предоставить услугу без существенного ухудшения качества передачи.

Качество функционирования телекоммуникационной сети (Network Performance, NP) характеризует, прежде всего, эффективность обслуживания трафика.

При этом пользователь телекоммуникационной сети обычно не интересуется структурой сети и тем, как предоставляется нужная услуга. В то же время он интуитивно оценивает качество данной услуги, сравнивая его с качеством подобных услуг.

Вместе с тем, для обоснования запросов и ожиданий пользователей и оптимизации затрат оператора необходимо обеспечить:

- строгие формулировки терминов, относящихся к качеству услуг;
- представление объективных сведений об ожиданиях и требованиях пользователей и достигнутом оператором уровне качества.

В то же время качество обслуживания определено в Рекомендации ITU-T E.800[3], как «Суммарный эффект показателей службы, определяющий степень удовлетворенности пользователя обслуживанием».

В свою очередь, в соответствии с требованиями QoS: «*Качество услуги* – это совокупность специфических параметров, определяемых качеством работы сети, которые характеризуют потребительские свойства услуги в терминах, понятных пользователям, и не зависят от допущений, относящихся к внутренней структуре сети».

Качество обслуживания с точки зрения пользователя может быть выражено совокупностью отдельных параметров. Эти параметры *описываются в терминах, понятных как службе, так и пользователю, и не зависят от структуры сети*. Они ориентированы на эффект, воспринимаемый пользователем, *должны быть гарантированы пользователю службой и поддаваться объективному измерению в точке доступа к услуге* (Рекомендация ITU-T I.350)[5].

Характеристики качества функционирования сети (NP) с учетом изложенного определены как способность обеспечения связи между пользователями. Таким образом, под NP понимают *совокупность параметров*, которые могут быть рассчитаны и измерены. Характеристики сети используются, прежде всего, оператором. Они ориентированы на разработку системы, проектирование сети на международном или национальном уровнях, эксплуатацию и техническое обслуживание.

Определение параметров NP базируется на событиях и состояниях, которые можно наблюдать на границах элементов соединения.

Качество функционирования телекоммуникационной сети (NP) – это способность обеспечивать информационный обмен между пользователями. Поэтому основная характеристика телекоммуникационной сети – это эффективность обслуживания трафика (рис. 1).

Эффективность обслуживания трафика (пропускная способность) – свойство узла коммутации как объекта сети обслуживать поступающий трафик с заданной интенсивностью при заданном качестве обслуживания и определенном техническом состоянии (соотношении количества работоспособных и неработоспособных каналов/линий). Способность узла коммутации обслуживать трафик зависит от его надежности, качества передачи и имеющихся ресурсов и возможностей.

Качество передачи – уровень воспроизведения сигнала в пункте приема объектом сети, находящимся в состоянии готовности.

Под ресурсами сети понимают средства коммутации, маршрутизации, переприема, хранения информации (в объектах сетей ПД, N-ISDN), администрирования (это понятие пока не определено и не конкретизировано в рекомендациях ITU-T).

Надежность – собирательный термин, используемый для описания свойства готовности и влияющих на него свойств безотказности, ремонтпригодности, обеспечения технического обслуживания и ремонта.

Готовность – способность объекта сети обрабатывать трафик в произвольный момент времени (кроме планируемых периодов, в течение которых применение объекта по назначению не предусматривается) и, начиная с этого момента, работать безотказно в течение заданного интервала времени.

Безотказность – свойство объекта непрерывно сохранять работоспособное состояние в течение определенного времени.

Ремонтпригодность – свойство объекта сети, заключающееся в приспособленности к предупреждению и обнаружению причины отказов и восстановлению работоспособного состояния путем проведения технического обслуживания и ремонта.

Обеспечение технического обслуживания и ремонта – способность служб оператора обеспечивать средства для технического обслуживания (ТО) объектов сети (при определенных условиях эксплуатации и принятом способе ТО).

Каждое из свойств может быть описано набором характеристик (показателей, атрибутов). Так, например, *готовность к обслуживанию* определяется характеристиками: среды распространения, работоспособности оборудования, пропускной способности станций и узлов сети.

В Рекомендации E.862 ITU-T (1992 г.) [8] приведены возможные подходы к учету экономических потерь оператора (при планировании, проектировании, эксплуатации и ТО телекоммуникационных сетей) и пользователя, связанных с отказами технических средств. Операторы сетей, работая в условиях рынка, заинтересованы в оценке возможных потерь из-за отказов и в сопоставлении их с затратами на повышение надежности своих технических средств[2].

Каждая характеристика связана с одним или несколькими событиями, состояниями или действиями. Вся совокупность характеристик (атрибутов) качества обслуживания и функционирования сети делится на две категории [1]:

- *первичные*, определяемые путем прямого наблюдения в точке доступа к услуге и относящиеся к какому-либо моменту времени (например, задержка ответа станции);
- *производные*, определяемые на основании одного или нескольких первичных атрибутов или усредненные за некоторый интервал времени (например, коэффициент готовности).

В Рекомендации I.350[6] определены три функции, реализуемые сетью и ее службами, и три характеристики каждой из функций. Так, получено девять *родовых первичных параметров* («матрица 3x3»), которые могут быть использованы для определения специфических параметров QoS и NP (рис. 2.):

- *быстрота получения доступа*;
- *безошибочность доступа*; *надежность доступа* (вероятность отказа в доступе к ресурсу);
- *быстрота переноса информации*;
- *безошибочность переноса информации*;
- *надежность переноса информации*;
- *быстрота освобождения*;
- *безошибочность освобождения*,
- *надежность освобождения*.



Рис. 2

Служба сети реализует три функции связи (рис. 2): обеспечивает доступ пользователя к ресурсам службы, решает задачи переноса (доставки) информации по установленному соединению и освобождения предоставленных ранее ресурсов после окончания сеанса связи.

Под доступом понимают возможность в получении ресурсов службы. Процедура доступа начинается в момент появления запроса от пользователя в интерфейсе «пользователь-сеть» и заканчивается при появлении хотя бы одного бита информации от его терминала.

При этом процедура переноса информации пользователя инициируется в момент завершения доступа и заканчивается в момент передачи *запроса освобождения*, знаменующего окончание сеанса связи.

Процедура освобождения инициируется в момент передачи сигнала запроса освобождения и завершается для каждого пользователя после освобождения ресурсов службы, выделенных во время сеанса связи. Освобождение включает в себя действия, связанные как с разрушением ранее существовавшего соединения, так и с завершением выполнения протоколов верхних уровней. Качество услуги при реализации функций службы описывается тремя параметрами: *быстрота* (скорость), *безошибочность* (точность), *надежность* (уверенность).

Быстрота характеризует промежуток времени, необходимый для выполнения функции, или скорость выполнения.

Безошибочность характеризует степень правильности выполнения функции.

Надежность определяет степень уверенности в выполнении функции в течение заданного периода наблюдения (вне зависимости от быстроты и безошибочности выполнения).

Для каждого первичного параметра качества услуги должен быть установлен *норматив*, с которым можно было бы сравнивать измеренные значения в процессе предоставления услуги.

В рекомендации ITU-T E.432 [7] предложено оценку результатов опроса производить по усредненному мнению (Mean Opinion Score, MOS). Сущность метода состоит в том, что результаты опроса пользователей или экспертов разделяют на 4 уровня: отличный, хороший, средний и недостаточный (табл. 1).

Таблица 1

Показатели	Уровни качества услуги			
	Отличный (Excellent)	Хороший (Good)	Средний (Fair)	Недостаточный (Poor)
Время установления соединения, с	0-1	1-3	3-5	Более 5
Время доставки пакета, с	0-150	150-250	250-450	Более 450

В результате обработки данных опроса строят кривые кумулятивного распределения оценок.

Пример таких кривых показан на рис. 3 (Figure 2/E.432 из рекомендации ITU-T E.432) [7].

Значение MOS = 3 соответствует уровням качества «отлично» или «хорошо» для 75 % пользователей, а MOS = 2,5 соответствует тем же уровням качества для 50 % пользователей.

В то же время требования пользователей к операторам в рамках соглашения системы QoS (Service Level Agreement, SLA) к качеству, например, служб мультимедиа на гибридных сетях, в т.ч. с учетом конвергенции услуг и развитием сетей новых поколений, существенно более высоки, чем к другим традиционным службам, так как нарушение методов синхронизации воспринимается более остро, чем понижение качества самого изображения, голоса или музыки. При мультимедийной передаче особенно остро проявляются свойства различных систем коммутации и передачи. Для передачи видео и речи более приемлема коммутация каналов, для которой характерно установление физического соединения «из конца в конец», а для данных и факсимиле – коммутация пакетов.

Например, в рамках Рекомендаций ITU-T G.107-G.109 [9] определена расчетная (проектная) E-модель телефонной сети, в основу которой положено стандартное качество переноса речевой информации с использованием аналого-цифрового преобразования сигналов на скорости 64 кбит/с ИКМ (А-закон). При отсутствии влияния искажающих мультипликативных и аддитивных факторов качество переноса цифровых речевых сигналов оценивается как 100%-ное (таково значение R-фактора в E-модели), что соответствует MOS-оценке, равной 4,5 балла.

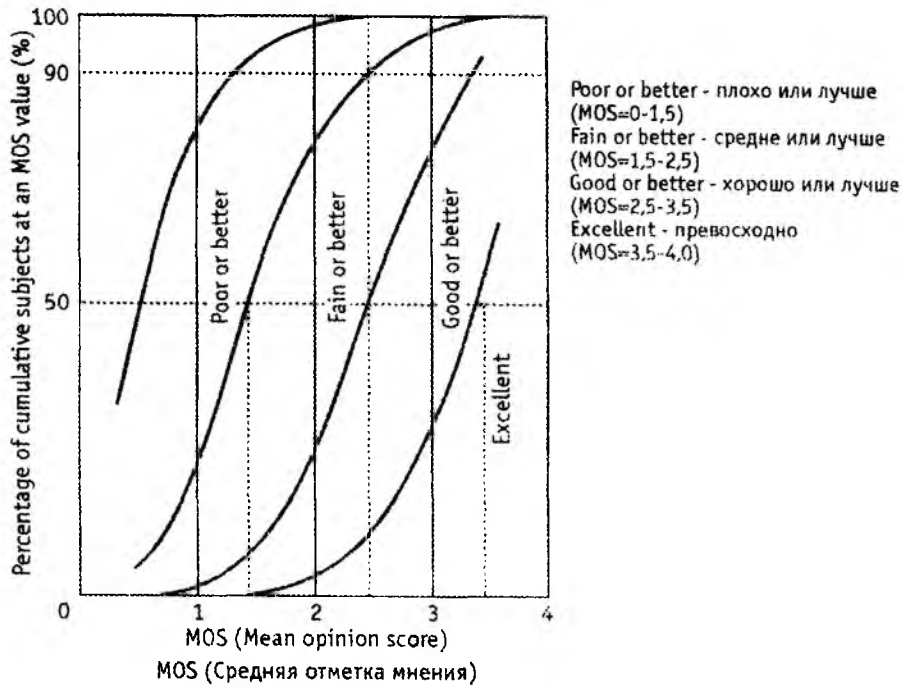


Рис. 3

Использование структуры E-модели на этапе проектирования сетей или анализа состояния существующих сетей позволяет учитывать комплексное влияние многих факторов на качество передачи-приема речевой информации. С помощью R-фактора ITU-T определена шкала качества переноса речевой информации от «абонента до абонента» (табл. 2), которая не зависит от технологий обработки и переноса речевых сигналов, совокупности мультипликативных и аддитивных помех, воздействующих на речевые сигналы в канале связи, установив однозначную зависимость между R-фактором и MOS-оценкой (рис. 4).

Таблица 2

R, %	Качество переноса Речевой информации	Комментарий
$90 < R < 100$	Высшее	Пользователи полностью удовлетворены
$80 < R < 90$	Высокое	Пользователи удовлетворены
$70 < R < 80$	Среднее	Некоторые пользователи не удовлетворены
$60 < R < 70$	Низкое	Многие пользователи не удовлетворены
$50 < R < 60$	Плохое	Почти все пользователи не удовлетворены

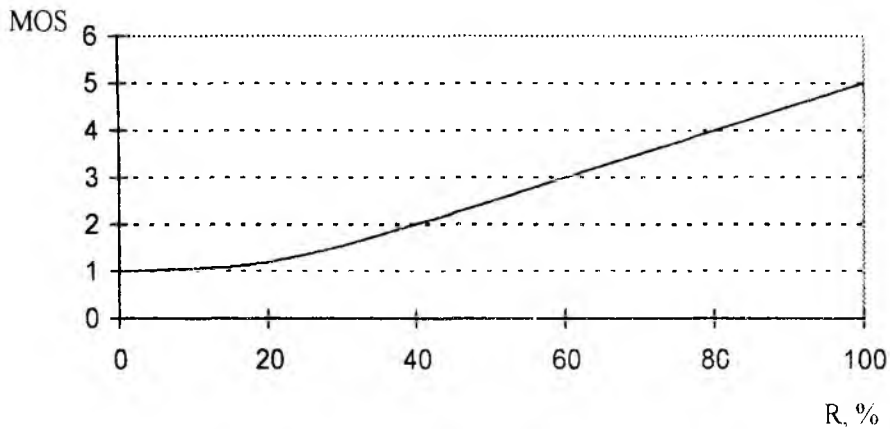


Рис. 4

Выводы

1. Важным элементом системы QoS является *метод базовых оценок*, состоящий в том, что характеристики качества услуги данного оператора сопоставляются с мировым уровнем. В составе показателей качества услуги наиболее важным является степень удовлетворения требований пользователей.

2. Новый подход к оценке качества услуг на сетях новых поколений предполагает следующие изменения:

- от *высокого качества* услуг к *высокому качеству всего комплекса обслуживания* и наиболее полному удовлетворению требований пользователя;

- от *поддержки* оперативного уровня управления качеством со стороны высшего руководства – к *его персональной вовлеченности* и лидирующей роли в решении задач высокого качества;

- от *отношения* к дефектам в работе как к неизбежному явлению к позиции «предоставлять услуги с высоким качеством с первого раза».

3. В соответствии с этим новым подходом можно применять и новые методы контроля и управления:

- установление личной ответственности каждого сотрудника предприятия за качество обслуживания пользователей;

- создание системы информирования о качестве предоставления услуг, включающей ежемесячные опросы пользователей, систематический анализ заявлений пользователей и качества услуг;

- публикация отчетов о качестве услуг, которая бы стимулировала интерес к проблеме и путях ее решения, как силами самого оператора, так и с внешней помощью;

- измерение степени воздействия уровня качества на показатель прибыли или потерь от низкого качества и использование результатов в качестве одного из определителей уровня вознаграждения сотрудников предприятия;

- организация конкурсов на достижение высокого качества услуг или участие в международных конкурсах.

Список литературы: 1. *Битнер З.И., Попов Г.Н.* Нормирование качества телекоммуникационных услуг. М: Горячая линия – Телеком, 2004. С.312. 2. *Многоканальная электросвязь и телекоммуникационные технологии* / Под ред. В.В.Поповского. Х.: «Компания СМИТ», 2006. С.593. 3. *Рекомендация ИТУ-Т I.112*. 4. *Рекомендация ИТУ-Т серия X*. 5. *Рекомендация ИТУ-Т, E.800*. 6. *Рекомендация ИТУ-Т I.350*. 7. *Рекомендация ИТУ-Т E.432*. 8. *Рекомендация ИТУ-Т E.862*. 9. *Рекомендация ИТУ-Т G.107-G.109*.

Харьковский национальный
университет радиотехники

Поступила в редколлегию 05.09.2007

МЕТОДИКА АНАЛИЗА ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СЕТЕЙ WiFi С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АППАРАТА СЕТЕЙ ПЕТРИ

Введение

На современном этапе развития телекоммуникационных систем технология беспроводных сетей является наиболее удобной в условиях, требующих мобильности, простоты установки и использования. Наибольшую популярность среди стандартов беспроводной связи получил стандарт IEEE 802.11 [1]. В связи с этим актуальной задачей является разработка адекватной модели сети WiFi, позволяющей более детально исследовать ее характеристики с учетом особенностей организации доступа к среде в сетях данного стандарта. Существующие на сегодняшний день методики [2, 3] позволяют оценить пропускную способность сетей WiFi, но не дают возможности проводить анализ временных показателей, таких, как время ожидания получения доступа к среде. Кроме того, в существующих моделях входные потоки являются детерминированными, что значительно ограничивает область применения данных моделей. Таким образом, возникает необходимость разработки новой модели, в которой были бы учтены вероятностно-временные параметры входного трафика. В качестве математического аппарата для разработки данной модели был выбран аппарат временных раскрашенных сетей Петри [4], который является мощным средством моделирования сложных стохастических систем и позволяет учитывать не только функциональные, но и структурные свойства моделируемой системы.

Механизм доступа к среде стандарта 802.11

Для беспроводных сетей при организации доступа к среде ключевым моментом является предотвращение коллизий, поскольку данные сети не имеют явного механизма для их обнаружения. Основывающиеся на стандарте 802.11 беспроводные сети используют механизм, который называется "множественный доступ с контролем несущей и предотвращением коллизий" (carrier sense multiple access with collision avoidance, CSMA/CA). CSMA/CA представляет собой механизм "прослушивание перед передачей" (listen before talk, LBT) [1]. Передающая станция проверяет, присутствует ли в среде сигнал несущей и, прежде чем начать передачу, ожидает ее освобождения. Состояние среды определяет с помощью двух методов:

1. Проверка физического уровня PSY (уровня 1) на предмет наличия несущей.
2. Использование виртуальной функции контроля несущей, вектора распределения сети (network allocation vector, NAV). Это таймер, значение которого обновляется данными фреймов, передаваемых через среду. Станция обновляет значение вектора распределения сети только тогда, когда полученное значение поля продолжительности превышает таковое, хранимое в ее векторе распределения сети.

Реализация технологии CSMA/CA стандартом 802.11 осуществляется при помощи распределенной функции координации (distributed coordination function, DCF). Станция, которая намеревается осуществить передачу в беспроводной среде, должна вначале проверить, используется ли несущая. Если это так, станция должна отложить передачу до момента освобождения среды. Базовый алгоритм соединения для передачи данных содержит два действия: передачу фрейма данных от источника и передачу подтверждения приема (ACKnowledge, ACK) от получателя источнику сообщения. Для повышения надежности передачи данных имеется алгоритм с обменом четырьмя фреймами: AC-источник передает фрейм запроса передачи (Request to Send, RTS) и тем самым оповещает все AC в зоне радиовидимости о том, что происходит обмен информацией. Все станции, принявшие фрейм RTS, воздерживаются от передачи для исключения конфликтов. AC-получатель отвечает AC-источнику фреймом готовности к приему (Clear to Send, CTS). После приема фрейма CTS AC-источник передает фрейм данных, а AC-получатель после приема фрейма данных передает фрейм подтверждения приема (рис. 1).

Временная диаграмма передачи фреймов при реализации доступа к среде с использованием DCF представлена на рис. 2.

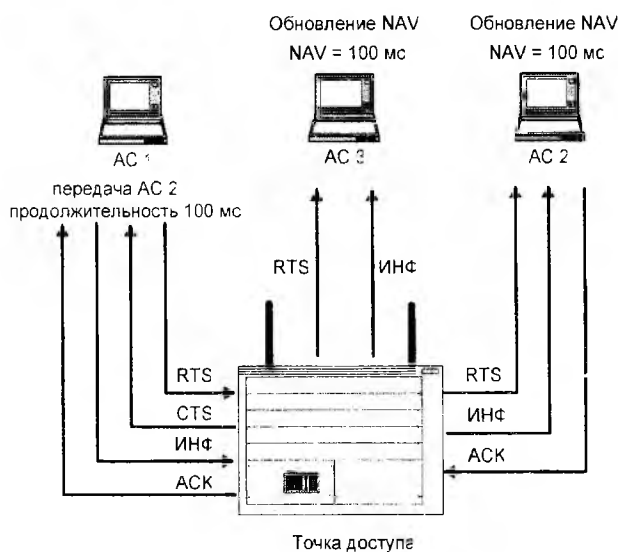


Рис. 1

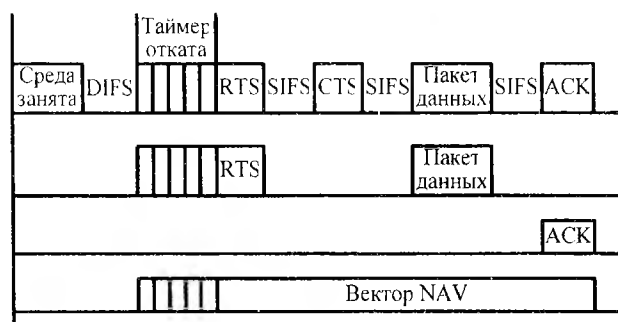


Рис. 2

Приняв CTS, станция STA1 также ждет интервал SIFS и начинает передачу информации, а STA2 подтверждает прием фрейма данных фреймом ACK. Фреймы подтверждения не принимают участия в процессе конкуренции станций за среду. Получив фрейм данных от STA1, станция STA2 ожидает интервал SIFS, который короче, чем интервал DIFS, что гарантирует принимающей станции наибольший шанс получения доступа к среде для передачи по сравнению с другими станциями.

CPN-модель сети Wi-Fi

С целью исследования пропускной способности беспроводной сети стандарта 802.11 была разработана ее модель, в которой реализован метод доступа CSMA/CA со всеми свойственными ему временными параметрами. Данная модель представляет собой иерархическую временную раскрашенную сеть Петри (CPN), состоящую из модели AC и модели точки доступа. Количество AC в разрабатываемой модели увеличивается путем клонирования необходимого количества подсетей, моделирующих AC.

Модель AC состоит из двух частей, которые представляют собой входной и выходной буферы абонентской станции. Графическое представление модели приведено на рис. 3.

Генерация фреймов осуществляется с помощью позиции Sender и перехода Generate. Сгенерированный фрейм представляет собой совокупность параметров (f, n, s, r, t, t_0, t_1), где f – тип фрейма (информационный – раск, подтверждение – ack), n – порядковый номер фрейма (нумерация сквозная для источника), s – номер AC-источника, r – номер AC-получателя, t – размер фрейма, t_0 – момент времени генерации фрейма, t_1 – момент времени

После того, как среда освободилась, станция STA1 ждет интервал DIFS (DCF inter-frame space) и включает таймер отката. Таймер отсчитывает случайное число, которое представляет собой количество канальных интервалов по стандарту 802.11, в течение которых станция, уже после освобождения среды должна воздерживаться от передачи. Данное случайное значение выбирается в пределах окна конкуренции CW (contention window), которое по умолчанию устанавливается производителем и хранится в памяти сетевой карты станции. Диапазон значений случайной задержки начинается с 0 и заканчивается максимальным значением $CW_{max}=7$. При каждой неудачной попытке доступа к среде станция, работающая по стандарту 802.11, увеличивает значение счетчика числа попыток и удваивает ширину окна конкуренции, пока она не достигнет значения $CW_{max}=255$.

После того, как значение таймера стало равным нулю, станция STA1 посылает фрейм RTS. Станция STA2, получив фрейм RTS от STA1, ждет интервал SIFS (short interframe space) и посылает фрейм готовности CTS.

попытки передачи фрейма. Размер фрейма задается функцией $tfun()$, которая представляет собой функцию генерации случайных величин с заданным законом распределения. Периодичность генерации (интенсивность входного потока) задается параметром $d3$, который может быть как константой, так и случайной величиной. Сгенерированный фрейм поступает в позицию BufferOut, которая является общей для модели АС и точки доступа и объединяет данные модели в единую иерархическую модель сети Wi-Fi.

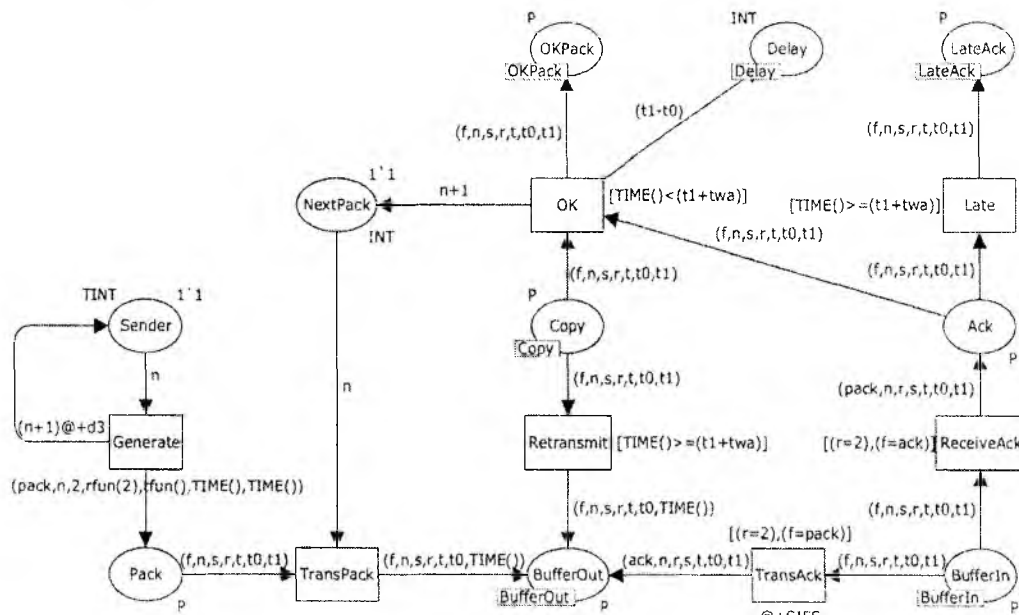


Рис. 3

Вторая часть модели АС описывает входной буфер. В ее состав входит совмещенная позиция BufferIn, которая объединяет модели АС и точки доступа аналогично позиции BufferOut. При поступлении фреймов из сети, что соответствует появлению в BufferIn соответствующей фишки, происходит анализ типа пришедшего фрейма. Если пришел фрейм данных, в выходной буфер помещается подтверждение. Если пришло подтверждение, проводится анализ времени его поступления. Если подтверждение пришло с опозданием – срабатывает переход Late и в позицию LateAck помещается соответствующая фишка. Данная позиция используется для сбора статистической информации о количестве повторных передач. Если подтверждение пришло в течение ожидаемого интервала, срабатывает переход ОК, и соответствующие фишки помещаются в позиции OKPack и Delay. Данные позиции используются для сбора статистической информации о количестве успешно переданных фреймов и задержке фрейма в выходном буфере (времени ожидания получения доступа к среде). После срабатывания перехода ОК разрешается передача следующего фрейма, при этом в позицию NextPack помещается его порядковый номер $(n+1)$.

Процесс передачи фрейма предусматривает повторную передачу, если подтверждение его успешной доставки не получено или поступило слишком поздно. С этой целью копии передаваемых фреймов хранятся в позиции Copy. Если подтверждение пришло своевременно, фрейм из данной позиции удаляется при срабатывании перехода Ok.

Модель точки доступа имеет три совмещенных позиции – BufferOut, BufferIn и Copy, которые объединяют ее со всеми АС в общую сеть. Графическое представление модели показано на рис. 4.

При поступлении фрейма в позицию BufferOut происходит анализ его типа (параметр f). Если пришедший фрейм – это фрейм подтверждения, то он не участвует в конкуренции за доступ к среде и непосредственно помещается в позицию BufferIn после соответствующей задержки, которая создается переходом SendAck. Если в позиции BufferOut находится фрейм данных, то происходит состязание за доступ к среде в соответствии с описанным выше алгоритмом.

При срабатывании перехода WaitDifs передаваемый фрейм помещается в позицию Ready по истечении интервала времени DIFS и случайной задержки, для генерации которой используется текущее значение CW_{max} , которое хранится в позиции CW_{max} . Для определения

случайной задержки используется функция $CW(CW_{max})$, которая генерирует случайное целое число в пределах окна конкуренции CW ($0.. CW_{max}$). Из позиции Ready после срабатывания перехода SendRTS, фрейм поступает в позицию RTS. Здесь осуществляется проверка состояния среды, которое отображается текущей разметкой позиции PSY.

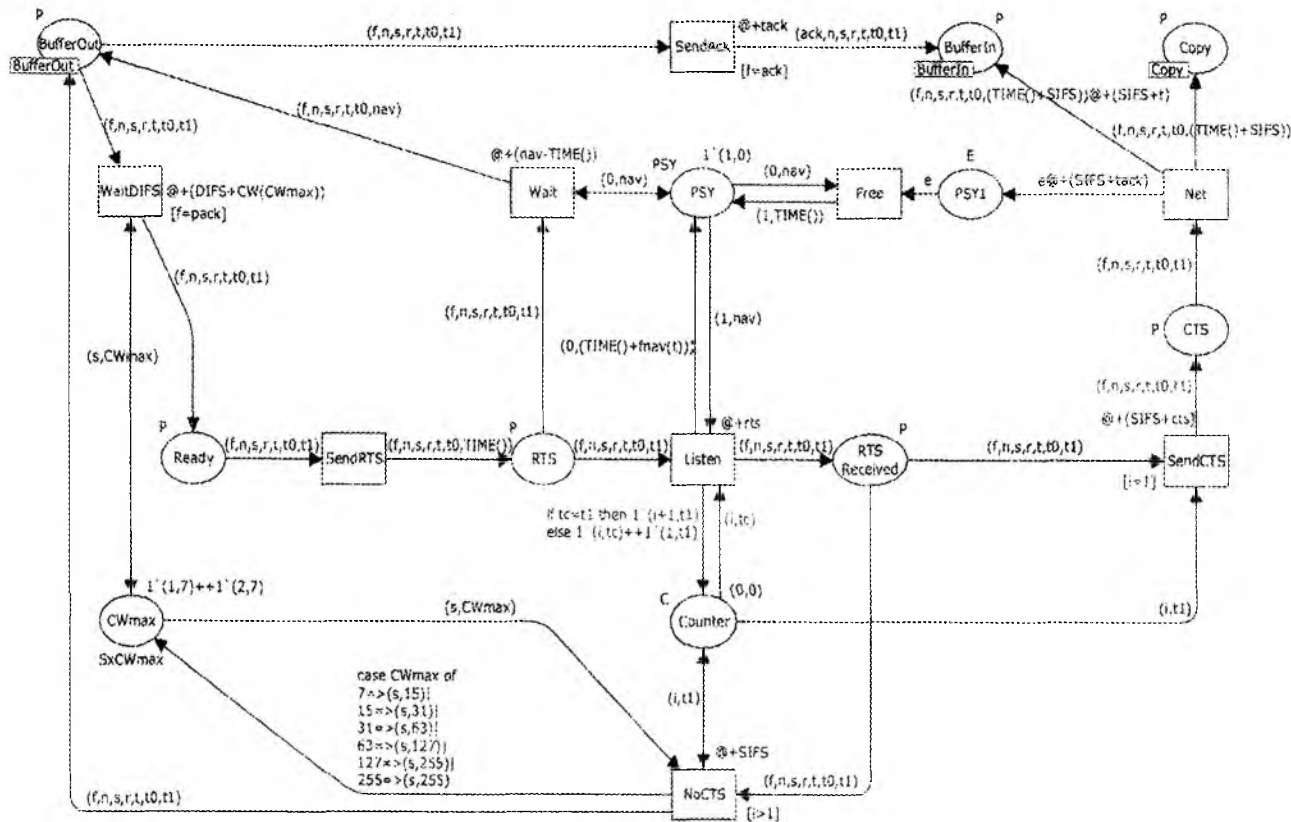


Рис. 4

Фишка, размещаемая на данной позиции, представляет собой совокупность двух чисел: первое – признак занятости среды (1 – среда свободна, 0 – среда занята), второе – время освобождения среды. Если среда занята, срабатывает переход Wait и фрейм возвращается в позицию BufferOut с обновленным значением вектора NAV (значение временной метки фрейма увеличивается до значения момента времени освобождения среды). Если же среда свободна, срабатывает переход Listen и фрейм поступает в позицию RTSReceived. Одновременно происходит подсчет количества полученных точкой доступа запросов на передачу. Если таких запросов в один и тот же момент времени будет несколько, то это свидетельствует о том, что произошла коллизия. В этом случае срабатывает переход NoCTS и происходит удваивание ширины окна конкуренции (обновляется разметка позиции CW_{max}), а процесс доступа к среде начинается сначала. Если же поступил только один запрос на передачу, срабатывает переход SendCTS, и фреймы помещаются в позицию CTS. Передача фреймов в среде моделируется переходом NET, после срабатывания которого фрейм поступает во входной буфер АС (совместная позиция BufferIn). Копии переданных фреймов помещаются в позицию Copy. Время занятия среды передачей фрейма моделирует задержка перехода NET. После освобождения среды в позицию PSY1 помещается фишка, которая разрешает обновление признака занятости среды: срабатывание перехода FREE обновляет значение признака “0” значением “1”.

Исследование пропускной способности и временных задержек в сети WiFi

Стандарт 802.11b предусматривает пропускную способность до 11 Мбит/с, однако разработчиками стандарта подразумевается не пропускная способность канала WiFi, а скорость передачи данных в таких сетях, поэтому пропускная способность такой сети, с точки зрения пользователя, будет ниже обещанной. Связано это в первую очередь с особенностями организации доступа к среде, которые были описаны выше. Кроме того, первым стандартом для продуктов

WLAN от независимой международной организации IEEE являлся стандарт IEEE 802.11, в котором скорости устанавливались на уровне 1 и 2 Мбит/с. Данный стандарт определял архитектуру сети и вытекающие из этого требования к функциям устройств, принципы доступа устройств к каналам связи, формат пакетов передачи, способы аутентификации и защиты данных. В дальнейшем все новые стандарты обязательно были и будут совместимы с этим стандартом, поэтому данные физического уровня в них передаются со скоростью 1 или 2 Мбит/с.

С учетом особенностей процедур доступа к среде пропускная способность сети WiFi будет определяться следующим соотношением (см. рис. 2):

$$B = \frac{L_{\Sigma}}{T_{\Sigma}} = \frac{L_{RTS} + L_{CTS} + L_{И} + L_{ACK}}{T_{DIFS} + T_{CW} + T_{RTS} + T_{CTS} + T_{И} + T_{ACK} + 3T_{SIFS}}, \quad (1)$$

где L_{Σ} – объем передаваемых данных; T_{Σ} – время передачи данных; L_{RTS} – объем данных фрейма готовности передачи RTS, $L_{RTS} = 20$ байт; L_{CTS} – объем данных фрейма готовности приема CTS, $L_{CTS} = 14$ байт; $L_{И}$ – объем данных информационного фрейма, $L_{И} = 1024$ байт (в случае передачи данных) или $L_{И} = 1536$ байт (в случае передачи видео); L_{ACK} – объем данных фрейма подтверждения ACK, $L_{ACK} = 14$ байт; T_{DIFS} – длительность интервала DIFS, $T_{DIFS} = 50$ мкс; T_{CW} – длительность случайной задержки, устанавливаемой таймером отката, $T_{CW} = (0..CW_{max})T_{SIFS}$; T_{RTS} , T_{CTS} , $T_{И}$, T_{ACK} – длительности соответствующих фреймов с учетом физического уровня; T_{SIFS} – длительность интервала SIFS, $T_{SIFS} = 10$ мкс.

Длительность фреймов T_{RTS} , T_{CTS} , T_{ACK} с учетом физического уровня можно рассчитать по формуле

$$T = (L \cdot 8 + 192) / B_{PHY} \text{ [мкс]}, \quad (2)$$

где B_{PHY} – скорость передачи данных физического уровня, Мбит/с.

Длительность информационного фрейма $T_{И}$ с учетом физического уровня рассчитывается по формуле

$$T = 192 / B_{PHY} + L_{И} \cdot 8 / B_0 \text{ [мкс]}, \quad (3)$$

где B_0 – скорость передачи данных в сети WiFi, Мбит/с.

Поскольку T_{CW} является случайной величиной, аналитические расчеты позволяют только оценить максимальное значение пропускной способности сети WiFi B_{max} , при этом значение случайной задержки, устанавливаемой таймером отката, принималось равным минимальному, т.е. $T_{CW} = 0$. Анализ реальной пропускной способности сети B при различных значениях скорости передачи данных B_0 проводился путем имитационного моделирования с использованием разработанной модели и программного пакета CPN Tools. Результаты расчетов и проведенного моделирования в случае передачи данных и видео представлены в табл. 1 и 2 соответственно. Скорость передачи данных физического уровня B_{PHY} принималась равной 1 Мбит/с.

Таблица 1

		Информационный фрейм	RTS	CTS	ACK	DIFS	SIFS	Всего	B_{max} , Мбит/с	B , Мбит/с
Время передачи, мкс	$B_0 = 1$ Мбит/с	8384	352	304	304	50	10	9424	0,91	0,9
	$B_0 = 2$ Мбит/с	4288	176	152	152	50	10	4848	1,77	1,75
	$B_0 = 5,5$ Мбит/с	1681	176	152	152	50	10	2241	3,83	3,74
	$B_0 = 11$ Мбит/с	937	176	152	152	50	10	1497	5,73	5,54
Объем данных, байт		1024	20	14	14	0	0	1072	-	-

Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод о том, что реальная пропускная способность сети стандарта 802.11b B незначительно отличается от рассчитанного

теоретического максимального значения V_{\max} . Полученные значения пропускной способности ниже, чем заявленные стандартом скорости передачи данных в сетях WiFi.

Таблица 2

		Информационный фрейм	RTS	CTS	ACK	DIFS	SIFS	Всего	V_{\max} , Мбум/с	V , Мбум/с
Время передачи, мкс	$B_0 = 1$ Мбум/с	12480	352	304	304	50	10	13520	0,94	0,93
	$B_0 = 2$ Мбум/с	6336	176	152	152	50	10	6896	1,84	1,82
	$B_0 = 5,5$ Мбум/с	2426	176	152	152	50	10	2986	4,24	4,17
	$B_0 = 11$ Мбум/с	1309	176	152	152	50	10	1869	6,78	6,6
Объем данных, байт		1536	20	14	14	0	0	1584	-	-

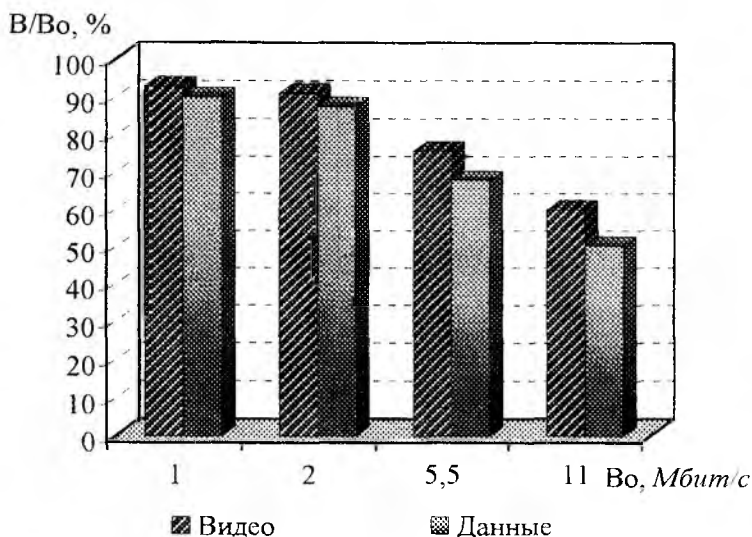


Рис. 5

Как показано на гистограмме, представленной на рис. 5, при скорости передачи данных $V_0 = 1$ Мбум/с реальная пропускная способность сети составляет не более 90 % от этого значения. Причем при увеличении скорости передачи до 11 Мбум/с реальная пропускная способность сети WiFi становится около 60 % от заявленной скорости при передаче видео и около 50 % при передаче данных. Разница в полученных значениях объясняется различной длиной фреймов, используемых для передачи видео и данных.

Полученные результаты показывают, что размер фрейма имеет тем большее значение, чем выше скорость передачи в сети. На рис. 6 представлены графики зависимости пропускной способности сети WiFi от размера передаваемых фреймов при различных значениях скорости передачи. Из полученных графиков можно сделать вывод о том, что для увеличения пропускной способности необходимо передавать фреймы большего размера.

Пропускная способность $V = 11$ Мбум/с, предусмотренная стандартом 802.11b, недостижима при сколь угодно большом значении размера фрейма. Результаты проведенного имитационного моделирования показали, что при скорости передачи $V_0 = 11$ Мбум/с с увеличении размера фрейма пропускная способность асимптотически приближается к значению 8 Мбум/с. Как было показано в проведенных ранее исследованиях, эта пропускная способность делится между всеми АС, одновременно работающими в зоне одной точки доступа.

Таким образом, при одновременной работе восьми АС допустимая скорость передачи данных станцией составляет 1 Мбум/с, в противном случае в сети наступает перегрузка.

Одним из важных временных показателей работы сети является также время ожидания получения доступа (интервал времени между моментом генерации пакета абонентской станцией и моментом начала его передачи). Поскольку для увеличения пропускной способности сети WiFi необходимо увеличивать размер передаваемых фреймов, в работе также было исследовано влияние размера фрейма на время ожидания получения доступа к среде.

Результаты проведенного исследования представлены на рис. 7.

В работе [5] уже было показано, что при отсутствии перегрузки в сети время ожидания доступа к среде не зависит от скорости передачи данных абонентской станцией, но растет с увеличением количества одновременно работающих станций.

Из графиков, приведенных на рис. 7 можно сделать вывод о том, что время ожидания доступа к среде также зависит от размера передаваемых фреймов, причем при условии отсутствия перегрузки в сети эта зависимость является линейной. Из данных графиков также

видно, что время ожидания доступа к среде возрастает тем резче, чем больше количество одновременно работающих абонентских станций.

Таким образом, результаты аналитических расчетов и имитационного моделирования показали, что с целью повышения пропускной способности беспроводных сетей стандарта 802.11 можно увеличивать размер информационных фреймов. При этом чрезмерное увеличение размера фрейма является нецелесообразным, так как выигрыш в пропускной способности при этом становится незначительным, время ожидания доступа к среде при этом возрастает пропорционально размеру информационного фрейма. Кроме того, потеря фрейма большего размера потребует повторной передачи большего объема данных. Из графиков, представленных на рис. 6 и 7 видно, что для каждого значения скорости передачи V_0 существует свое оптимальное значение размера фрейма. Так, при $V_0 = 1 \text{ Мбит/с}$ и $V_0 = 2 \text{ Мбит/с}$ оно составляет около 700...900 байт, при $V_0 = 5,5 \text{ Мбит/с}$ – около 1300 байт, а при $V_0 = 11 \text{ Мбит/с}$ – около 1700 байт.

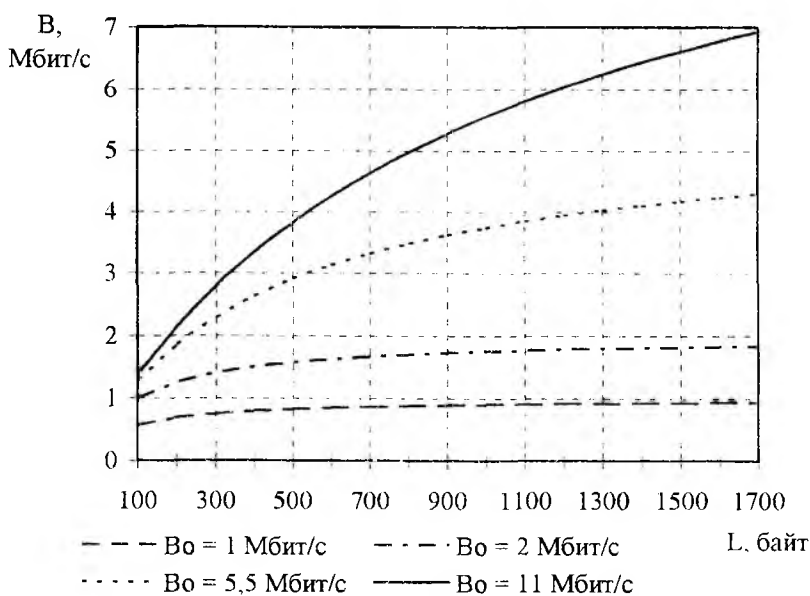


Рис. 6

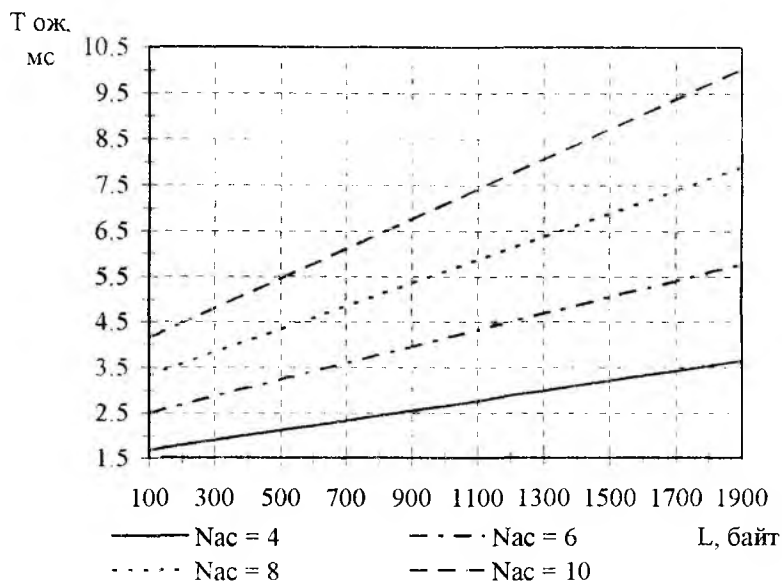


Рис. 7

Выводы

Предложена методика анализа пропускной способности беспроводных сетей стандарта 802.11, в основу которой положена модель сети, разработанная с использованием математического аппарата раскрашенных сетей Петри. В отличие от существующих моделей и методов в данной методике особое внимание уделено детальной проработке алгоритма доступа к среде CSMA/CA, применяемого в сетях WiFi. Разработанная модель позволяет исследовать не только пропускную способность сетей стандарта 802.11b, но и время ожидания получения доступа к среде при различном количестве одновременно работающих абонентских станций и различных характеристиках генерируемого ими трафика. Аналитические расчеты, имитационное моделирование и экспериментальные исследования на реальной WiFi-сети, состоящей из точки доступа и четырех абонентских станций, показали высокую сходимость полученных результатов, что подтверждает адекватность разработанной модели и методики.

На основании проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Реальная пропускная способность беспроводных сетей стандарта 802.11 ниже теоретической, причем чем выше скорость передачи данных в сети, тем больше разница между теоретическим и реальным значением пропускной способности. Связано это в первую очередь с особенностями организации доступа к среде, а также с необходимостью передачи данных физического уровня с невысокой скоростью 1 или 2 Мбит/с, что обеспечивает совместимость различных стандартов серии 802.11. Так, реальная пропускная способность сети стандарта 802.11b составляет 5,54 Мбит/с при передаче данных и 6,6 Мбит/с при передаче видео, что составляет 50 и 60 % соответственно от теоретического значения 11 Мбит/с

2. Пропускная способность сетей WiFi зависит от размера передаваемых в ней информационных фреймов: чем больше размер фрейма, тем выше пропускная способность сети. При этом чем выше скорость передачи данных в беспроводной сети стандарта 802.11, тем большее значение имеет размер информационного фрейма. Так, увеличение фрейма с 500 байт до 1000 байт позволяет повысить пропускную способность сети WiFi с 2,9 Мбит/с до 3,75 Мбит/с при скорости передачи данных 5,5 Мбит/с, и с 3,83 Мбит/с до 5,55 Мбит/с при скорости передачи данных 11 Мбит/с. Однако при сколь угодно большом размере информационного фрейма реальное значение пропускной способности сети со скоростью передачи 11 Мбит/с не превышает 8 Мбит/с.

3. Время ожидания доступа к среде в беспроводных сетях стандарта 802.11 также зависит от размера информационных фреймов. При отсутствии перегрузки в сети с увеличением размера фрейма время ожидания доступа возрастает линейно, причем тем резче, чем больше количество одновременно работающих абонентских станций.

4. Чрезмерное увеличение размера информационных фреймов является нецелесообразным, так как выигрыш в пропускной способности при этом становится незначительным, а время ожидания доступа к среде при этом возрастает пропорционально размеру информационного фрейма. Кроме того, потеря фрейма большего размера потребует повторной передачи большего объема данных. Выбор размера информационного фрейма зависит от скорости передачи V_0 . Так, при $V_0 = 1$ Мбит/с и $V_0 = 2$ Мбит/с рекомендуется передавать фреймы длиной около 700...900 байт, при $V_0 = 5,5$ Мбит/с – около 1300 байт, а при $V_0 = 11$ Мбит/с – около 1700 байт.

Дальнейшим применением предложенной модели и методики может стать исследование характеристик сетей с методом доступа CSMA/CA при различных вероятностно-временных параметрах входных потоков, моделирование сетей с несколькими точками доступа, а также анализ пропускной способности и времени доступа к среде в условиях неидеального канала – при наличии помех и искажений.

Список литературы: 1. Рошан П., Лиэри Д. Основы построения беспроводных локальных сетей стандарта 802.11. М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. 304 с. 2. Вишневецкий В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. М.: Техносфера, 2005. 592 с. 3. Bononi L., Conti M., Donatello L. Design and Performance Evaluation of Distributed Contention Control (DCC) Mechanism of IEEE 802.11 Wireless Local Area Network // J. Parallel Distrib. Comput. 2000. №4. 4. Jensen K. Colored Petri Nets: basic concepts, analysis methods and practical use. Berlin: Springer, 1996. 234 с. 5. Коваленко Т.Н., Коваленко А.А. Исследование временных характеристик сетей с методом доступа CSMA/CA // 2-я Международная научная конференция «Современные информационные системы. Проблемы и тенденции развития», 27 сентября – 1 октября 2007 г.: Сб. материалов конференции. Харьков: ХНУРЭ, 2007. С.131–132.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 11.09.2007

МЕТОДИКА ПРОВЕРКИ АДЕКВАТНОСТИ МОДЕЛЕЙ МНОГОПУТЕВОЙ И ИЕРАРХИЧЕСКОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СЕТЕВОГО ОБОРУДОВАНИЯ КОМПАНИИ CISCO SYSTEMS

Введение

Основной проблемой, с которой приходится сталкиваться при выборе той или иной модели маршрутизации, является ее адекватность, т.к. именно адекватность модели определяет степень достоверности искомых решений, получаемых в ходе исследований. Особенно это важно при росте разнообразия и количества моделей маршрутизации, которые в соответствии с требованиями перспективных сетевых технологий и концепций – Traffic Engineering, Load Balancing Routing, Constrained-based Routing [1, 2], преимущественно, охватывают многопутевые и иерархические решения [3 – 5].

Как правило, проверка адекватности производится с использованием универсальных средств аналитического и имитационного моделирования – MatLab, MathCad, Maple, Mathematica и др.; специализированных пакетов моделирования функционирования телекоммуникационной сети (ТКС) в целом или отдельных ее процессов – NS (Network Simulator), TOTEM (TOolbox for Traffic Engineering Methods), EQRS (Extended QoS-based Routing Simulator) и MaRS (Maryland Routing Simulator). Но наиболее предпочтительной является проверка той или иной модели маршрутизации на реальном сетевом оборудовании, что, однако, сопряжено с рядом трудностей технологического и организационного характера. К основной из них следует отнести сложность модификации операционной системы (IOS) маршрутизаторов сети, связанной с изменением того или иного поддерживаемого протокола.

В этой связи предлагается использовать следующую методику проведения эксперимента, предложенной и апробированной в лаборатории систем распределения информации кафедры телекоммуникационных систем ХНУРЭ [6, 7]. Требуемая балансировка нагрузки по каналам передачи, предварительно рассчитанная с помощью предложенной или сравниваемых моделей маршрутизации, может быть достигнута с использованием того или иного сетевого протокола путем адаптивной подстройки метрики каналов за счет соответствующего изменения их логической пропускной способности. При настройке последовательных интерфейсов на маршрутизаторах устанавливалась частота синхронизации (clock rate), которая обеспечивала заданную физическую скорость передачи пакетов в канале. В результате результаты аналитических расчетов или результаты имитационного моделирования сравнивались с результатами экспериментальных исследований, что и служило критерием адекватности (неадекватности) исследуемых моделей маршрутизации.

В этой связи актуальной представляется научная и практическая задача проверки адекватности моделей маршрутизации и достоверности получаемых с их помощью решений на основе использования реального сетевого оборудования. Ее решение непосредственно связано с обоснованным выбором структуры комплекса моделирования, а также образующих его аппаратно-программных и протокольных средств коммутации, маршрутизации, генерации трафика и анализа показателей качества обслуживания (QoS, Quality of Service).

Обоснование структуры и содержания комплекса моделирования многопутевой маршрутизации

В ходе экспериментального исследования моделей многопутевой маршрутизации для генерации трафика применялся, установленный на конечных станциях программный пакет нагрузочного тестирования сети IxChariot, разработанный компанией Ixia. В качестве экспериментальной сетевой нагрузки были выбраны трафики RTP (Real Time Protocol), IPTv, VoIP, TCP/IP (TCP, UDP), а также трафик приложений Citrix, Lotus, Oracle, MicrosoftSQL.

Выбор и настройка сетевой нагрузки производится изменением тех или иных параметров входящих в состав скрипта, описывающего характеристики трафика (рис. 1).

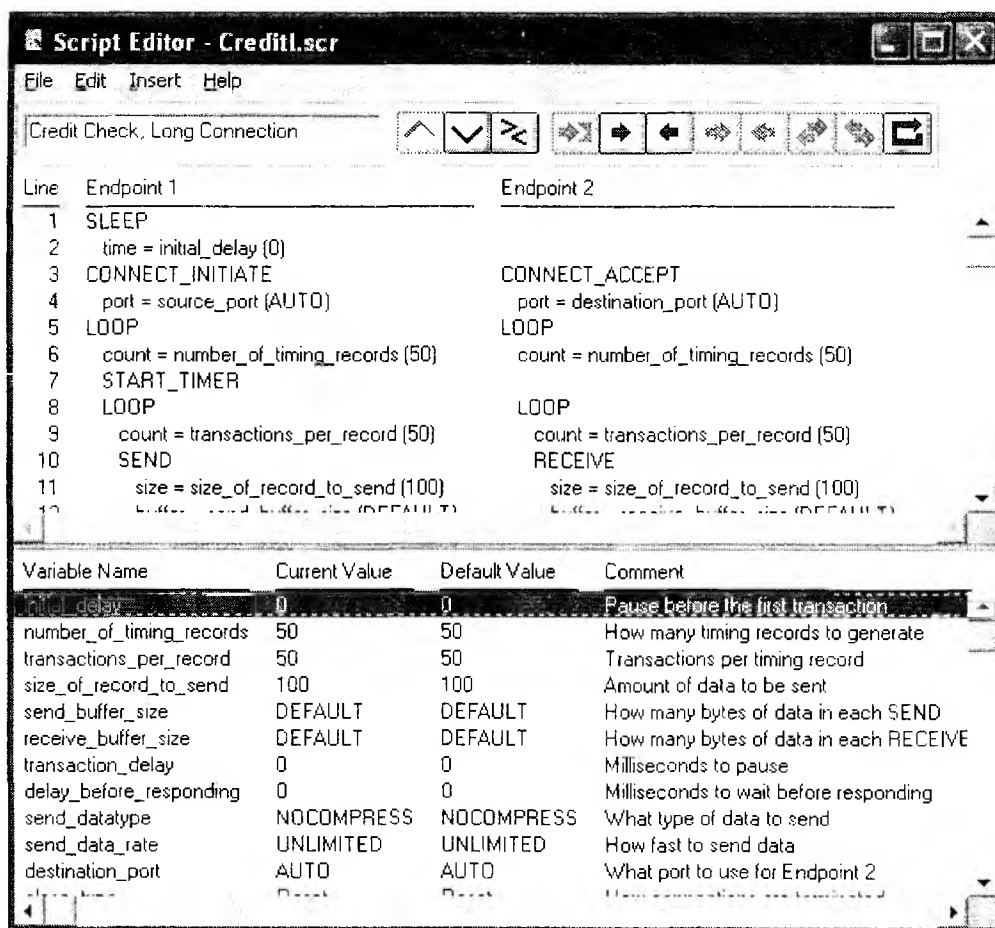


Рис. 1

Базовым протоколом маршрутизации для эмуляции решений, полученных в рамках той или иной модели маршрутизации, был выбран протокол EIGRP, так как именно данный протокол обладает всеми необходимыми функциональными возможностями. Протокол динамической маршрутизации EIGRP является гибридным протоколом, который вобрал в себя преимущества дистанционно-векторных протоколов и протоколов состояния канала:

- быстрая сходимость, благодаря рассылке инициированных частичных сообщений о корректировках таблиц маршрутизации;
- создание и поддержка одновременно трех баз данных: смежную (adjacency), топологии (topology) и продвижения данных (forwarding);
- поддержка многоадресной (multicast) и одноадресной (unicast) рассылки сообщений;
- поддержка масок переменной длины (Variable-Length Subnet Mask, VLSM);
- поддержка множества транспортных протоколов включая IP/IPX/AppleTalk;
- использование композитной (комплексной) метрики, аналогичной протоколу IGRP;
- поддержка основных (successors routes) и резервных (feasible successors routes) маршрутов к сети назначения.

В ходе исследований, предварительно необходимо настроить интерфейсы маршрутизаторов, установив IP адреса и маски сетей, а также активировать протокол динамической маршрутизации EIGRP (рис. 2).

При настройке последовательных (serial) интерфейсов маршрутизаторов на стороне, задающей синхронизацию (DCE), необходимо указывать физическую скорость передачи для данного канала (clock rate). Изначально этот параметр используется в формуле расчета метрики протокола EIGRP в качестве пропускной способности (bandwidth) [1]:

$$c = \left[k_1 \varphi_{\Pi} + \frac{k_2 \varphi_{\Pi}}{256 - k_{\text{тп}}} + k_3 \tau_{\Pi} \right] \frac{k_5}{o_{\Pi} - k_4}, \quad (1)$$

где k_i ($i = 1, 5$) – константы протокола, $k_{\text{тп}}$ – код загрузки тракта передачи, который принимает значения от 0 до 255, $\varphi_{\Pi} = \frac{10^7}{\min(\varphi_i)}$ – величина, характеризующая пропускную способность

выбранного пути доставки пакетов, φ_i – пропускную способность i -го тракта передачи, τ_{Π} – топологическая задержка, т.е. требуемое время доставки пакета адресату по выбранному пути с учетом загрузки сети, o_{Π} – отношения ожидаемого числа неискаженных пакетов к общему числу пакетов, которые будут доставлены адресату.

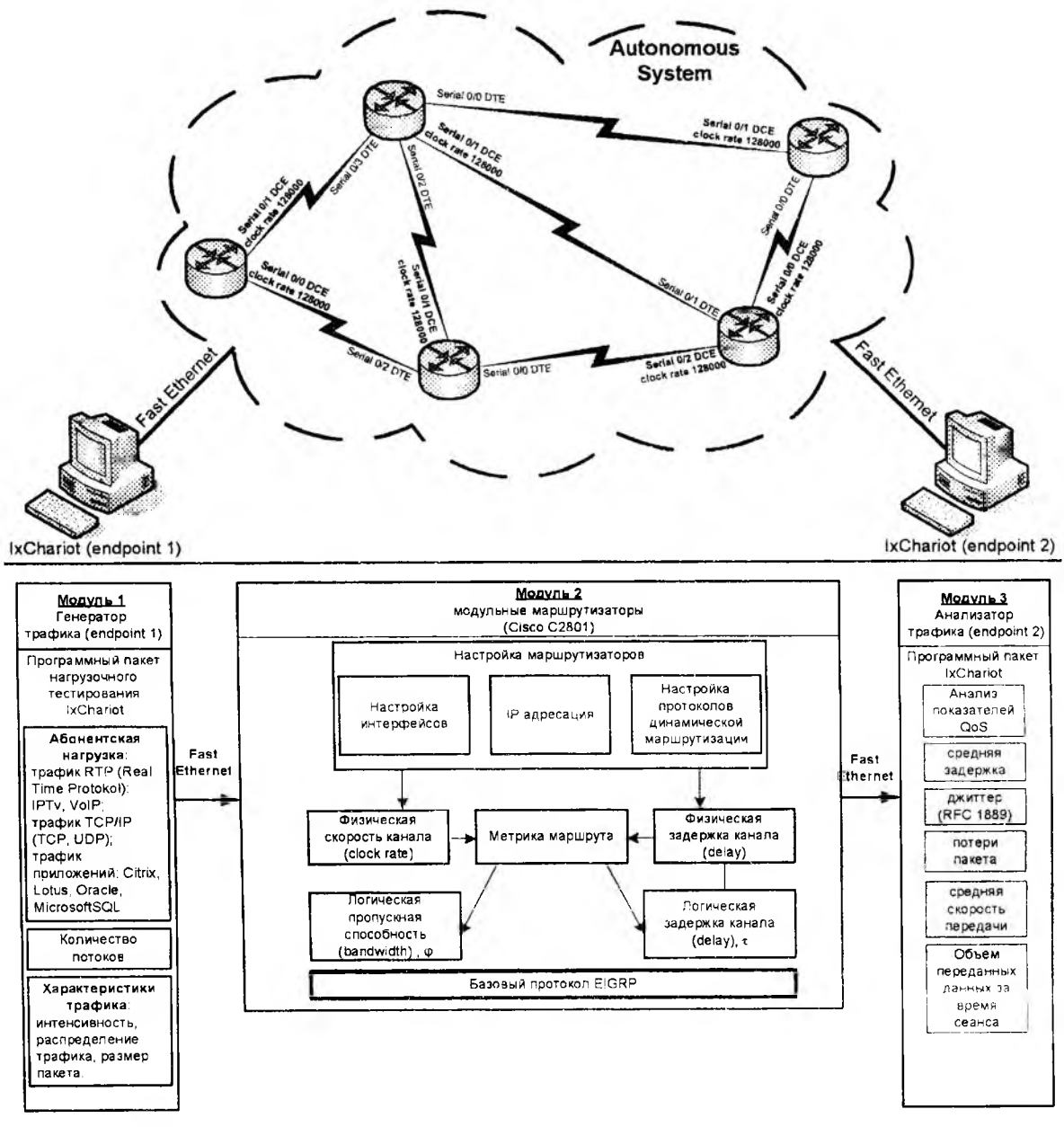


Рис. 2

Ввиду того, что операционная система маршрутизаторов компании Cisco позволяет изменять параметр пропускной способности (bandwidth , φ_i) и задержки (delay , τ_n) на интерфейсе метрики протокола EIGRP (1), путем вариации этих параметров и устанавливалось необходимое значение метрики канала с целью обеспечения требуемой балансировки нагрузки в сети. Стоит заметить, что при увеличении или уменьшении этих параметров изменяется только метрика, а работа интерфейса остается неизменной. Поэтому эти параметры условно называются логическими.

В рамках разработанной методики предполагается, что результаты решения задач многопутевой маршрутизации, полученные в рамках той или иной математической модели и определяющие порядок распределения трафика по каналам передачи, реализовывались на фрагменте экспериментальной сети, в состав которой входили модульные маршрутизаторы производства компании Cisco Systems C2801, кабель стандарта V.35 для эмулирования WAN соединения, компьютеры, используемые в качестве оконечных станций, подключенные к маршрутизаторам по средствам технологии Fast Ethernet.

На конечных узлах с помощью того же пакета IxChariot отслеживалась динамика основных скоростных и вероятностно-временных показателей качества обслуживания – производительности, скорости передачи, задержек, джиттера и потерь пакетов (рис.3) на приемной стороне (анализатор трафика) вдоль используемых путей, характерных для того или иного результата решения задач маршрутизации в рамках анализируемой математической модели, проводился качественный анализ работы протокола EIGRP с различными типами трафика. Так как скоростные и временные характеристики сети достоверно можно снимать только при условии синхронизации приемника и передатчика, поэтому для этой цели на оконечных узлах сети устанавливалась фирменная утилита Endpoint. В заключение сравнивались результаты математического и натурального моделирования с выводами о степени их соизмеримости и об адекватности исследуемой модели маршрутизации в целом.

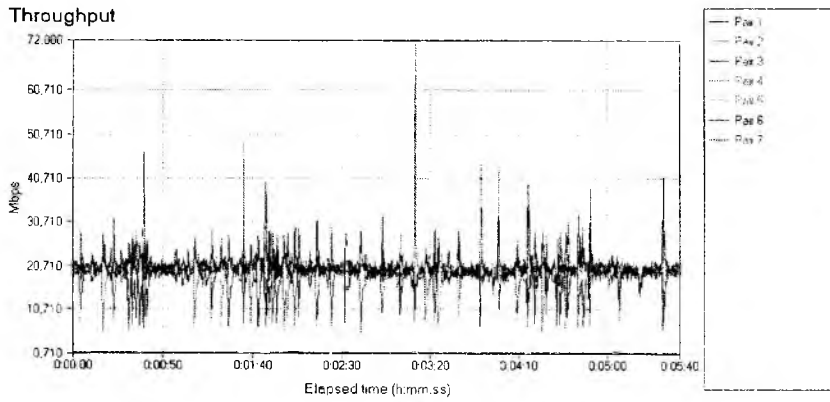
Обоснование структуры и содержания комплекса моделирования иерархической маршрутизации

В отличие от предыдущего случая, в качестве базового протокола динамической маршрутизации, который использовался в проведении натурального эксперимента иерархической маршрутизации, был выбран протокол OSPF v2. Протокол маршрутизации OSPF (Open Shortest Path First – открытый протокол поиска кратчайшего пути) рекомендован комитетом IETF для маршрутизации внутри автономной системы и описан в рекомендации RFC-1131. В протоколе OSPF v2 реализованы следующие основные технологические решения:

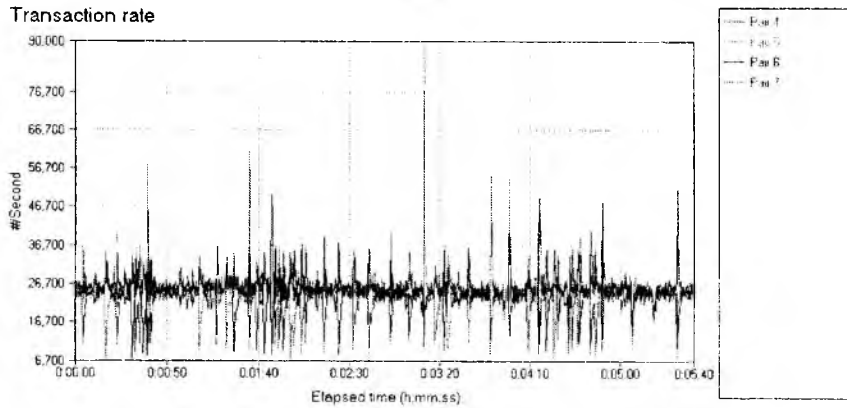
- иерархическая маршрутизация с разделением автономной системы на логические области (Area);
- поиск и установление отношений смежности с соседями;
- построение топологии сети;
- выделение различных типов пакетов, для взаимодействия по протоколу OSPF v2;
- быстрая сходимости и перестройка таблиц маршрутизации в случае структурного изменения сети.

Разделение автономной системы на области позволяет минимизировать размер таблиц маршрутизации на каждом узле и объем передаваемой служебной информации. В пределах области обновляются все известные маршруты, а между областями поддерживаются лишь суммарные (агрегированные) маршруты. Независимо от количества логических областей в автономной системе всегда должна существовать область с идентификатором «0». Эта область называется магистральной и служит для обмена маршрутной информацией между другими областями. Таким образом, протокол динамической маршрутизации OSPF v2 организует взаимодействие внутри автономной системы, используя двухуровневую иерархическую структуру.

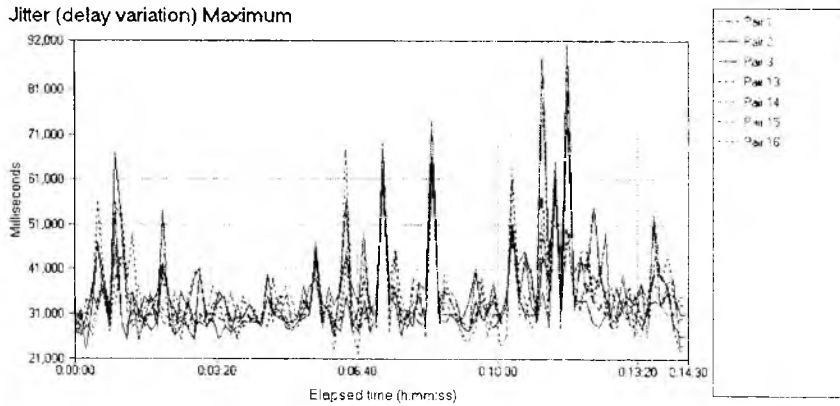
Стоит отметить, что стандарт не оговаривает, каким образом будет выбираться метрика пути, а лишь определяет, что метрика конфигурируется администратором.



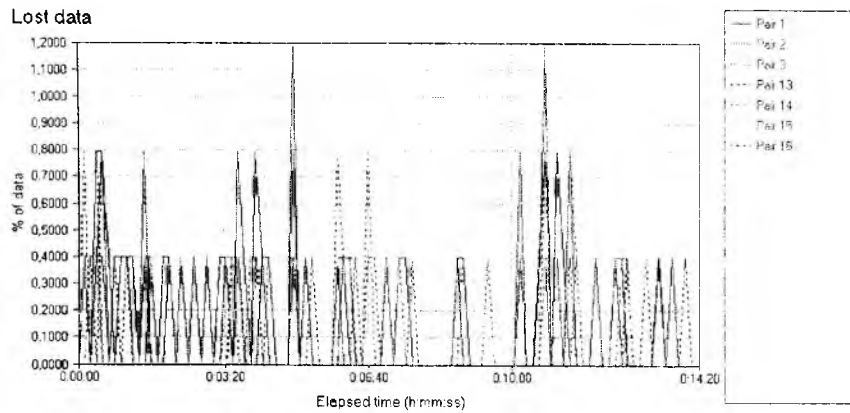
a



b



b



z

Рис. 3

Таким образом, каждая фирменная реализация OSPF может использовать свои правила для формирования метрики. Например, в маршрутизаторах Cisco используется выражение на основании пропускной способности пути: $cost = \frac{10^8}{\phi}$.

Полная стоимость (метрика) пути определяется суммой стоимостей участков, входящих в этот путь. Изначально значение пропускной способности, используемое в формуле расчета метрики, равно значению частоты синхронизации для данного канала (clock rate), устанавливаемое при настройке последовательных интерфейсов на стороне DCE. Операционная система маршрутизаторов Cisco Systems позволяет изменять значение пропускной способности канала участвующей в расчете метрики не изменяя частоту синхронизации интерфейса.

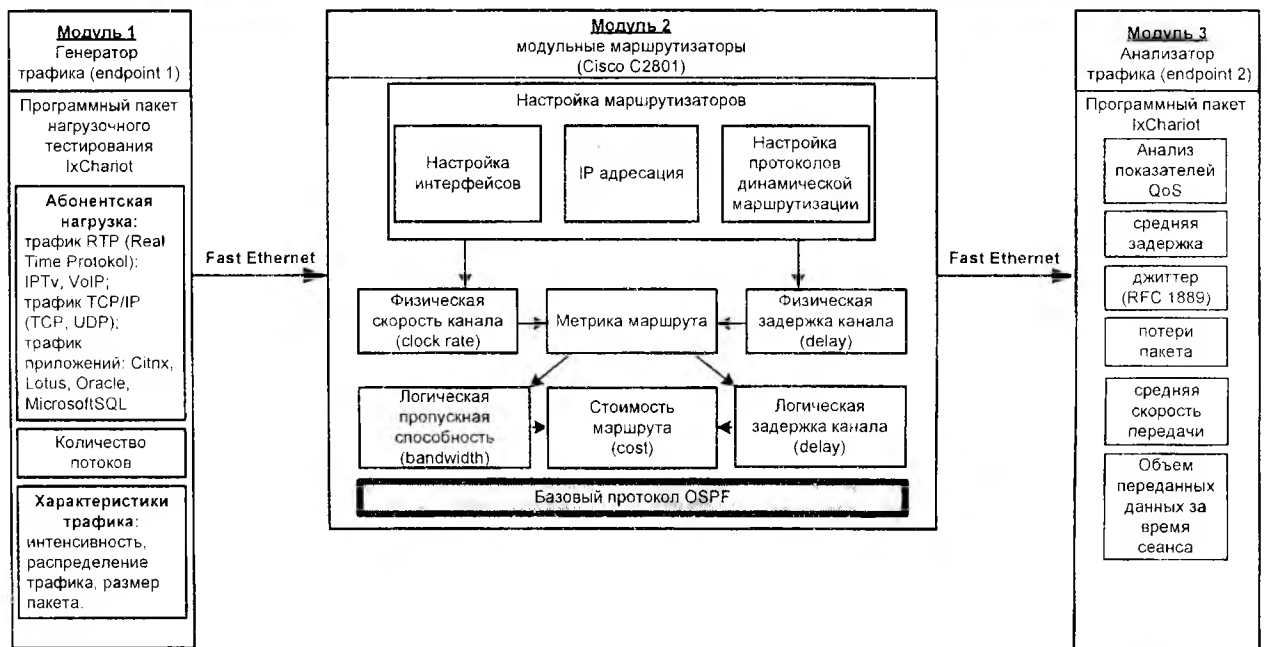
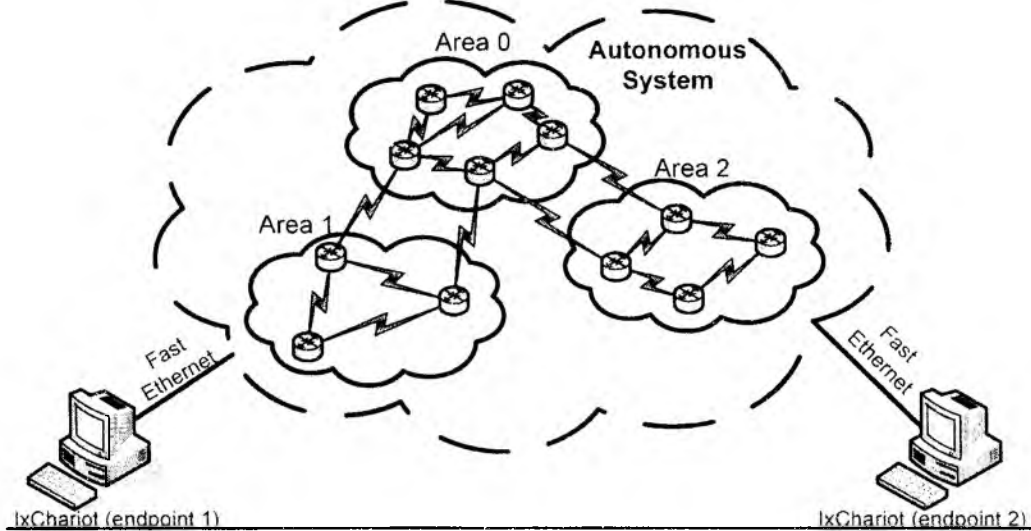


Рис. 4

Требуемая балансировка нагрузки по каналам передачи в пределах каждой области (нижний уровень иерархии) достигалась путем адаптивной подстройки параметров метрики протокола OSPF v2 за счет изменения логических пропускных способностей каналов передачи. В свою очередь балансировка нагрузки между различными областями (верхний уровень иерархии) осуществлялась путем адаптивной подстройки логических пропускных способностей трактов входящих в состав магистральной области (Area 0). В этом случае все осталь-

ные логические области представлялись узлами магистральной области, таким образом, удалось смоделировать и исследовать протокол и модель динамической иерархической маршрутизации (рис. 4). Все остальные действия по исследованию моделей иерархической маршрутизации аналогичны анализу моделей многопутевой маршрутизации.

Выводы

Использование предложенной методики позволяет получить наиболее точные оценки адекватности той или иной модели многопутевой и (или) иерархической маршрутизации, т.к. данная методика основана на использовании реального сетевого оборудования. В рамках методики удалось без модификации операционной системы маршрутизатора обеспечить заданную балансировку трафика по каналам ТКС путем перестройки метрики поддерживаемого протокола маршрутизации – EIGRP (для многопутевой маршрутизации) и OSPF v2 (для иерархической маршрутизации). На основе сравнения результатов аналитических расчетов и натурального эксперимента (показателей качества обслуживания) можно сделать вывод об адекватности анализируемой модели маршрутизации, а также о достоверности получаемых на ее основе решений.

Список литературы: 1. *Остерлох Х.* Маршрутизация в IP-сетях. Принципы, протоколы, настройка. С.Пб.: ВHV-С.Пб., 2002. 512 с. 2. *Хелеби С., Мак-Ферсон Д.* Принципы маршрутизации в Internet. 2-е издание: Пер. с англ. М.: Изд. дом "Вильямс", 2001. 448 с. 3. *Лемешко А.В.* Алгоритм иерархическо-координационного управления информационным обменом в сети передачи данных // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии: Сб. науч. тр. ХАИ. Харьков: Харьк. Авиац. Ин-т., 1998. Вып. 1. С. 323-328. 4. *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. 5. *Евсеева О.Ю., Беленков А.Г., Алексеев С.В.* Распределение загрузки в иерархических телекоммуникационных сетях декомпозиционным методом // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С. 63-70. 6. *Симоненко Д.В., Андрушко Ю.В.* Методика проверки достоверности моделей многопутевой иерархической маршрутизации с использования сетевого оборудования компании Cisco Systems // Вторая междунар. конф. «Современные информационные системы. Проблемы и тенденции развития». Харьков-Туапсе, 2007. С. 115-116. 7. *Симоненко Д.В., Андрушко Ю.В., Тугай А.В.* Методика проверки достоверности моделей многопутевой маршрутизации с использования сетевого оборудования компании Cisco Systems // 11-й міжнародний молодіжний форум «Радіоелектроніка і молодь в ХХІ ст.»: Зб. матеріалів форуму. Харків: ХНУРЕ, 2007. Ч.1. 104 с.

*Харьковский национальный
университет радиозлектроники*

Поступила в редколлегию 05.10.2007

ОБҐРУНТУВАННЯ БЕЗПІЛОТНОЇ АЕРОМОБІЛЬНОЇ МЕРЕЖІ ОПЕРАТИВНОГО ЗВ'ЯЗКУ ТА ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ У РАМКАХ ДЕРЖАВНОЇ ІНТЕГРОВАНОЇ ІНФОРМАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ

Аналіз проблеми

Розвиток засобів інформатизації суспільства виводить на новий рівень систему державного господарювання як ієрархічну систему кібернетичного управління. Вимогами сьогодення є використання досягнень у галузі систем цифрового зв'язку, глобальних навігаційних систем та систем спостереження для підвищення ефективності управління державою.

Згідно з [1] в Україні розпочато розробку засад побудови державної інтегрованої інформаційної системи забезпечення управління рухомими об'єктами (зв'язок, навігація, спостереження) (ДІС).

Ключовими елементами, які присутні у більшості підсистем контролю окремих видів об'єктів у рамках ДІС є системи визначення координат об'єктів контролю та системи передачі інформації. Значного розвитку останнім часом набули глобальні системи супутникової навігації (GPS) і без провідні системи цифрового зв'язку (БСЦЗ).

Розробка систем зв'язку та передачі інформації у ДІС має здійснюватися з обов'язковим урахуванням існуючої інфраструктури систем зв'язку (інформаційних магістралей).

Для вирішення оперативних завдань державного управління Міністерством надзвичайних ситуацій (МНС), Міністерством внутрішніх справ (МВС), Департаментом прикордонних військ (ДПВ), Міністерством оборони (МО), Міністерством транспорту і зв'язку (МТЗ) для реалізації кінцевого етапу (магістраль передачі даних – користувач) у рамках ДІС можуть використовуватись зокрема системи аеромобільної передачі даних на базі безпілотних літальних апаратів (літаків та аеростатів) (БПЛА).

Підхід до обґрунтування безпілотної аеромобільної мережі оперативного зв'язку та передачі даних у рамках ДІС розглянемо на прикладі вирішення завдань авіаційних пошуково-рятувальних робіт (АПРР) МНС. Обґрунтуванню підлягають необхідна дальність дії та пропускна здатність системи зв'язку.

Вітчизняна система проведення АПРР діє у межах єдиної державної системи запобігання і реагування на НС техногенного та природного характеру [2]. Її основні завдання: проведення авіаційного пошуку та рятування повітряних суден (ПС), що зазнали лиха; проведення аварійно-рятувальних робіт з використанням авіаційних сил і засобів у НС.

Ефективність АПРР Укрaviaпошуку у даний період обмежується наступними проблемами [2]: мінімально достатня щільність розташування авіаційних пошуково-рятувальних сил і засобів на території України; недостатній рівень пошуково-рятувального забезпечення польотів над акваторіями Азовського та Чорного морів; відсутнє авіаційне забезпечення ліквідації наслідків НС у мегаполісах; необхідність заміни або модернізації значної кількості авіаційної техніки, яка знаходиться на оснащенні авіації МНС [2].

Аналіз останніх досягнень та публікацій

Відповідно до вимог [3], до чергування в державній системі АПРР залучені 10 пошуково-рятувальних суден МНС, МВС, МО, цивільної авіації на 9 аеродромах в усіх зонах АПРР.

Суттєвому підвищенню ефективності дій підрозділів МНС під час виконання пошуково-рятувальних завдань може сприяти застосування БЛПС. БЛПС можуть використовуватись для проведення пошуку у зонах НС та на акваторіях; оперативного відновлення зв'язку; цілевказування наземним та авіаційним пошуковим групам; вимірювання радіаційного забруднення та концентрацій шкідливих речовин у повітрі над зонами НС та ін.

Перевагою БЛПС над літаками, що пілотуються, є можливість старту з необладнаних майданчиків невеликих розмірів та з кораблів. Це дозволяє реалізувати регіональне розташування таких літаків без додаткової підготовки місць базування. У даний час Україна має вітчизняних виробників БПЛА.

Постановка задачі та її розв'язання

Визначимо необхідний радіус дії та пропускну здатність аеромобільної телекомунікаційної мережі на базі безпілотних літаків (БЛ) для вирішення задач МНС. Як вихідні дані приймаємо узагальнені кількісні дані по типах та масштабах НС у регіонах України [2].

Для успішного вирішення задачі спостереження території НС одним БЛ радіус його дії має бути не меншим, ніж найбільший поперечний розмір типової НС. У табл. 1 наведено узагальнені дані по класах НС та їх характерні розміри. Припустимо, що окремі НС виникають незалежно одна від одної. У цьому випадку імовірність її виникнення може бути визначена за співвідношенням:

$$P_i(R_j) = \frac{N_i(R_j)}{N_0}, \quad (1)$$

де $P_i(R_j)$ – імовірність виникнення НС i -го класу та розміру R_j ; $N_i(R_j)$ – кількість НС i -го класу та розміру R_j ; N_0 – загальна сумарна річна кількість усіх НС, що враховуються: $i=1,2, \dots, n$; $j=1,2, \dots, m$; n – кількість класів НС (3 – природні, техногенні, загальні дані); m – кількість масштабів НС (4 – державний, регіональний, місцевий, об'єктовий).

Величина $P_i(R_j)$ може розглядатись, як щільність імовірності виникнення НС у зв'язку з тим, що остання є імовірністю того, що розмір НС потрапляє у безконечно малий район навколо значення R_j .

Імовірність того, що випадкова величина потрапляє у діапазон від безкінечності до R_j являє собою з одного боку – закон розподілення випадкової величини, а з іншого – імовірність того, що НС не матиме розмір, більший за R_j :

$$I_i(R_k) = \sum_{j=1}^k P_i(R_j), \quad k=1, 2, \dots, m. \quad (2)$$

де $I_i(R_k)$ – закон розподілення НС i -го класу та розміру R_k .

У табл. 1 та на рис. 1 і 2 наведено дані по імовірності виникнення НС заданого розміру (щільність імовірності) та імовірності того, що НС не матиме розмір більше заданого (закони розподілення). Можна зробити висновок, що найбільшим розміром для техногенних НС є 100 км, для природних – 250 км, для України в цілому – 250 км.

Таблиця 1

Масштаб НС	Розмір НС, км	Загальні дані			Природні НС			Техногенні НС		
		Кількість НС	Імовірність виникнення	Закон розподілення	Кількість НС	Імовірність виникнення	Закон розподілення	Кількість НС	Імовірність виникнення	Закон розподілення
Державний	500	7	0.024476	1	3	0.01049	0.34965	2	0.006993	0.545455
Регіональний	250	13	0.045454	0.975524	10	0.034965	0.339161	3	0.01049	0.538462
Місцевий	50	105	0.367133	0.93007	44	0.153846	0.304196	51	0.178322	0.527972
Об'єктовий	25	161	0.562937	0.562937	43	0.15035	0.15035	100	0.34965	0.34965
заг. кількість		286			100			156		

Таким чином, для розширення можливостей пошуково-рятувальних підрозділів МНС можна використовувати два літаки спостереження з різними (найменшими) радіусами дії: 100 км для літака спостереження техногенних НС та 250 км – для літака спостереження природних НС.

При висоті польоту БЛ H дальність радіозв'язку D складатиме:

$$D = 3,57 \left(\sqrt{H_{\text{прийм}}} + \sqrt{H_{\text{перел}}} \right) \quad (3)$$

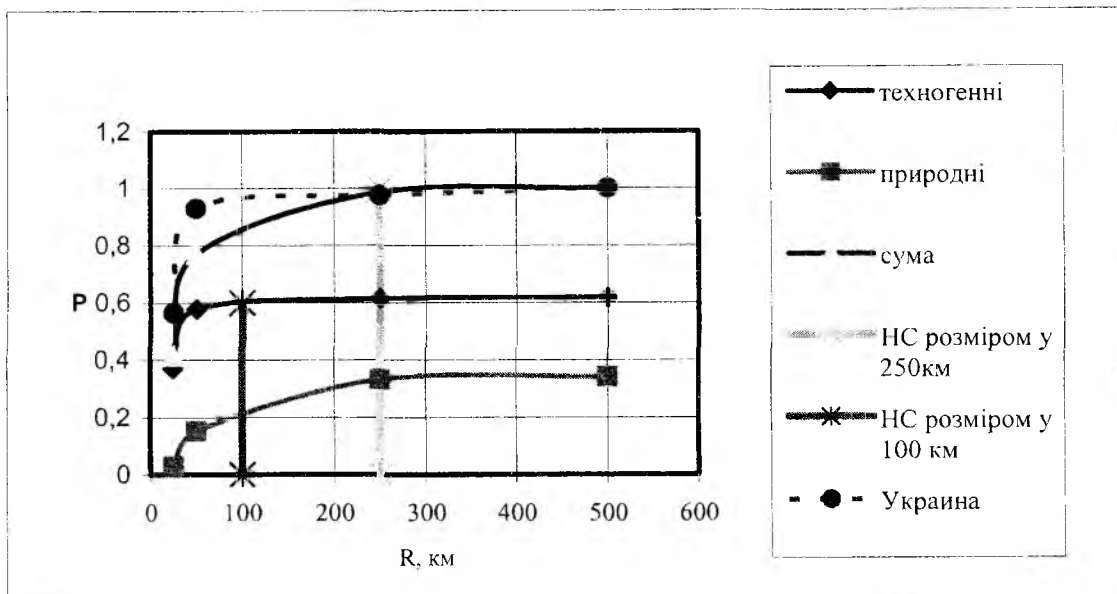


Рис. 1

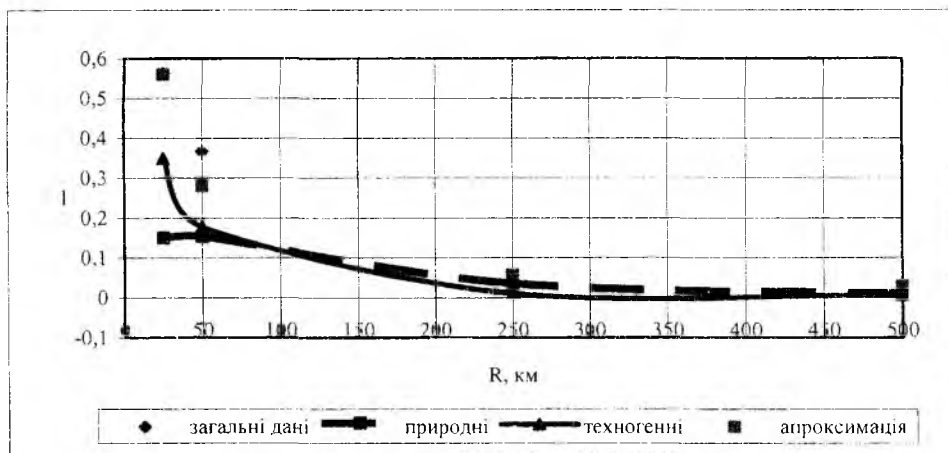


Рис. 1

Кількість БЛ N , що забезпечують зв'язок на відстані R , яка дорівнює характерному розміру НС складатиме:

$$N=R/D. \quad (4)$$

Розрахунки необхідної кількості БЛ за формулами (3) та (4) для забезпечення зв'язку для різних розмірів НС та висот польоту наведені у табл. 2 та на рис. 2.

Виходячи з аналізу даних, наведених у табл. 2 та на рис. 3, структура ТКС у даному випадку повинна бути у вигляді ланцюга, у якому інформація передається від найдальших БЛ від пункту керування через сусідні літаки до найближчих.

Таблиця 2

Розмір НС	Висота, м	Дальність зв'язку, км	Кількість БПЛА	Гарантована кількість БПЛА	Розмір НС	Дальність зв'язку, км	Кількість БПЛА	Гарантована кількість БПЛА
250	100	71.4	3.501401	4	100	71.4	1.40056	2
250	200	100.9748	2.475864	3	100	100.9748	0.990346	1
250	400	142.8	1.7507	2	100	142.8	0.70028	1
250	600	174.8936	1.429441	2	100	174.8936	0.571776	1
250	800	201.9497	1.237932	2	100	201.9497	0.495173	1
250	1000	225.7866	1.10724	2	100	225.7866	0.442896	1
250	2000	319.3105	0.782937	1	100	319.3105	0.313175	1

Кількість точок ТКС коливатиметься у залежності від висоти польоту БЛ та розміру НС. Для характерних для мало розмірних БЛ висот польоту (1000-3000 м) та для найгіршого випадку НС розміром 250 км кількість вузлів телекомунікаційної мережі складатиме 2 – 4.

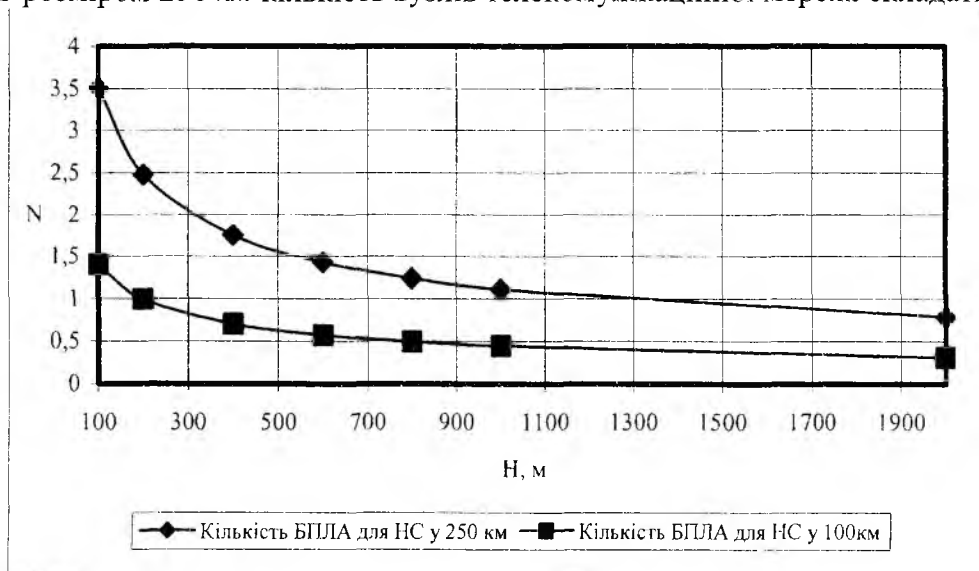


Рис. 3

Розглянемо закономірності інформаційного трафіку в окремих вузлах такої аеромобільної ТКС. Аналіз різних протоколів обміну інформації у безпроводних мережах дозволяє дійти висновку, що найбільш завадостійким з них є протокол IEEE 802.15 (Bluetooth).

Результати проведених авторами експериментальних досліджень пропускну здатності одного вузла ТКС, побудованої на основі протоколів обміну інформації IEEE 802.15 без підтвердження передачі (udp) та з гарантованою передачею пакетів (tcp) наведено у табл. 3.

Таблиця 3

Інтенсивність генерації вхідного трафіку, кбіт/с	Вихідний трафік, кбіт/с (udp)	Відсоток втрат, %	Коефіцієнт передачі трафіку	Вихідний трафік, кбіт/с (tcp)	Відсоток втрат, %	Коефіцієнт передачі трафіку
25	24.94	0.21	1.00	24.95	0.20	1.00
50	49.78	0.43	1.00	49.79	0.43	1.00
75	74.51	0.65	0.99	74.51	0.65	0.99
100	99.11	0.88	0.99	97.51	2.49	0.98
125	123.5	1.14	0.99	123.269	1.38	0.99
150	148.0	1.31	0.99	147.388	1.74	0.98
175	172.3	1.53	0.98	171.464	2.02	0.98
200	196.4	1.77	0.98	196.415	1.79	0.98
225	220.6	1.95	0.98	220.972	1.79	0.98
250	244.5	2.17	0.98	241.818	3.27	0.97
275	268.5	2.33	0.98	263.468	4.19	0.96
300	292.4	2.51	0.97	280.695	6.44	0.94
325	315.7	2.85	0.97	295.391	9.11	0.91
350	340.9	2.59	0.97	296.838	15.19	0.85
375	362.4	3.36	0.97	303.413	19.09	0.81
400	335.6	16.08	0.84	299.847	25.04	0.75
425	356.6	16.08	0.84	315.454	25.78	0.74
450	342.9	23.79	0.76	299.971	33.34	0.67
475	337.0	29.05	0.71	303.787	36.04	0.64
500	366.2	26.76	0.73	309.119	38.18	0.62

Аналіз отриманих результатів дозволяє зробити висновок про суттєву нелінійність коефіцієнта передачі трафіку кожного окремого вузла. У такому разі вихідний трафік Y_i i -го вузла мережі буде визначатися співвідношеннями:

$$Y_i = k(Y_{i-1}) * Y_{i-1} \quad (5)$$

або

$$Y_i = k(k(\dots i \dots k(x_1) \dots i \dots)) * x_1, \quad (6)$$

де $k(x)$ – нелінійна залежність коефіцієнта передачі i -го вузла від вхідного трафіку; x_1 – вхідний трафік першого вузла мережі.

Максимальна пропускна здатність вузла мережі, який працює з протоколом udr на 15 % вища ніж у вузла, який працює з протоколом tcr.

Висновки

Аналіз діяльності АПРР України показує, що ефективність проведення пошуково-рятувальних операцій обмежується недостатньою щільністю розташування авіаційних пошуково-рятувальних сил і засобів та території України та недостатнім рівнем пошуково-рятувального забезпечення польотів над акваторіями.

Перспективним шляхом подолання цих обмежень є використання БПЛА, що дає змогу збільшити щільність розташування АПРР, підвищити оперативність дії сил МНС та зменшити витрати на проведення АПРР у порівнянні з пілотованими літаками.

Обґрунтовано розрахунком радіус дії БПЛА – 100-250 км в залежності від класу НС.

Обґрунтовано кількісні показники аеромобільної ТКС (1-4 вузли) для різних висот застосування БЛА.

Список літератури: 1. *Розпорядження* КМ України N 410-р від 17 липня 2003 року „Про схвалення Концепції створення державної інтегрованої інформаційної системи забезпечення управління рухомими об'єктами (зв'язок, навігація, спостереження)”. 2. *Національна доповідь* про стан техногенної та природної безпеки України у 2006 році. Сайт www.mns.gov.ua. 3. *Постанова* Кабінету Міністрів України від 16.10.1998 р. №1643 «Про заходи щодо вдосконалення організації та проведення авіаційних робіт з пошуку та рятування».

*Харківський національний
університет радіоелектроніки*

Надійшла до редколегії 15.09.2007

АНАЛІЗ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МЕХАНІЗМІВ МАРШРУТИЗАЦІЇ В ТРАНСПОРТНИХ ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖАХ

Вступ

В області маршрутизації інформаційних потоків розроблено практично всі необхідні підходи до побудови методів забезпечення оптимальних за співвідношенням вартість/якість механізмів. На даний час створене обладнання для мереж з комутацією пакетів має мінімальну можливу вартість при достатньо високій функціональності. Проте, елементи інтелектуальності, які введені у мережах АТМ, передбачена у зв'язку з цим надлишковість у комутаційних ресурсах таких мереж, призводять вже до значного, порівняно із розвитком звичайних ІР пакетних мереж, зростання вартості відповідного обладнання. Водночас, в менш вартісних пакетних мережах на фоні різкого зростання об'ємів трафіку відбувається різке, подекуди експоненціальне підвищення втрат поодиноких пакетів та цілих інформаційних потоків (або значні, часом недопустимі збільшення затримок) [1, 2]. На рис. 1 показано типову залежність ймовірності втрати пакетів або потоків $P=f(L)$ від загального рівня завантаженості мережної структури L . Позначено три рівні завантаженості (1 – відносно низький, 2 – критичний, 3 – вище критичного) та відповідні стратегії маршрутизації – $S1$, $S2$ та $S3$.

Адаптація налаштувань маршрутизаторів до ситуації в мережі з урахуванням завантаженості міжвузлових зв'язків уможливує підвищення показників якості маршрутизації. Параметром, який визначає концепцію маршрутизації, що обирається у кожний конкретний момент часу та включає в себе стратегічну спрямованість алгоритмів при збереженні тактичної основи (загальноприйнятих базових алгоритмів Дійкстри, Флойда і т.п.), є межа критичної завантаженості. Цей параметр можна

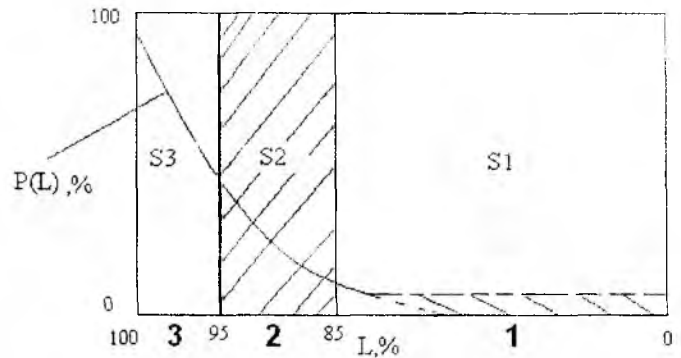


Рис. 1

віднести до інтуїтивних, таких, що визначаються людиною на базі набутого нею базового досвіду при проектуванні мереж внаслідок проведених моделювань, досліджень. Отже, пов'язавши вибір стратегії з межею критичної завантаженості, за умови досягнення якої змінюються концепції механізмів маршрутизації, із вирішенням задачі оптимізації маршрутизації за якісними показниками, постає необхідність визначення впливу величини завантаженості мережі на вибір стратегій маршрутизації та їх означення. Відзначимо, що для спрощення роботи і можливості використання існуючих алгоритмів маршрутизації та управління потоками без модифікації стеку протоколів існує можливість використання в програмних надбудовах – які визначають вартості маршрутів за означеними метриками – апіорі передбачених значень завантаженостей $\|L\|$ з використанням властивостей топології [4,5], що розраховуються на основі матриці суміжності $\|a\|$ актуальної області мережі: $\|L\| \cong \beta \cdot \|a\|^{N-1}$, як результат застосування степеневого оператора порядку, узгодженого з розміром структури, що аналізується N (де β – коефіцієнт структурної пропорційності).

Мережна завантаженість: аналіз концепцій та стратегій маршрутизації

Визначимо межі області критичної завантаженості для мережної структури. В існуючих транспортних мережах оперують значеннями від 85 до 95 %. Це досить незначний діапазон зміни, що визнається експертами з мережного аналізу усього світу. Якщо розглядати процеси

маршрутизації в мережі з точки зору апіорі передбачених, чи спрогнозованих завантаженостей структури, то ймовірність проходження інформаційних потоків, за результатами імітаційного моделювання має нелінійний характер при досягненні вказаної межі. Звідси природним є те, що стратегії маршрутизації мають змінюватися із зміною сукупних значень завантаження всієї структури. Раніше, у [3] розглядалася загальна стратегія маршрутизації за топологічною структурною завантаженістю. Передбачалося встановлення потоків за апіорі розвантаженими ланками структури, незалежно від рівня завантаженості. Причиною цього було бажання максимально спростити імітаційну і, відповідно, програмну модель на початковому етапі досліджень у даній галузі. Проте, такий підхід є негнучким, оскільки при низьких значеннях завантаженості в транспортній структурі можна прагнути до встановлення інформаційного потоку не обхідним шляхом, а напряму – із мінімальною затримкою проходження інформації та тим самим, прийнятним значенням ймовірності встановлення, що і при використанні топологічно-розрахованих значень структурної завантаженості, як основи для критеріїв маршрутизації.

Слід виділити три випадки, які передбачають власні стратегії в концепціях механізмів маршрутизації (рис. 1):

- 1) допустима завантаженість структури;
- 2) критична завантаженість структури;
- 3) критично висока завантаженість структури.

Опишемо докладно алгоритми-стратегії маршрутизації для кожного з трьох наведених випадків із врахуванням результатів [3].

Стратегія I. Завантаженість структури низька (S1).

Крок 1. Вводимо матрицю суміжності мережної структури. Вона може відобразити в найпростішому випадку фізичні чи каналні зв'язки в транспортній структурі, а також характеризувати пропускі здатності мережних ланок. Розраховуємо прогнозовані значення топологічної структурної завантаженості, нормуємо отриману матрицю елементів поля топології [3, 5] до максимуму.

Крок 2. Аргументом для процесу маршрутизації, який задається координатами – номерами вузлів, – є елемент віртуальної ланки (ЕВЛ) (що утворює своїми вузлами кінцеві пункти маршруту), що відповідає в отриманій матриці відносній кількості можливих до встановлення по ньому віртуальних маршрутів.

Крок 3. Поелементно ділимо матрицю на значення елементу ЕВЛ. Отримуємо «русло» необхідного маршруту, записане елементами матриці на визначених координатах. Зупинимося детальніше на цьому кроці. Що таке – це «русло маршруту»? Акцентуємо увагу на наступному. Значення елементів, які після описаного ділення та прийнятої умови про завантаженість будуть мати найбільші значення, характеризуватимуть можливості транспортної мережної структури встановлювати інформаційні потоки апіорі без врахування потоків аргументу – заданої віртуальної ланки. Так, як завантаженість мережі відносно невисока, то для звичайних неперіоритетних потоків потрібно провести маршрутизацію за максимальними значеннями елементів матриці русла. Причому службові високо пріоритетні потоки, що вимагають низької затримки, теж будуть маршрутизуватися через вказані значення з наступним (вищим) рівнем пріоритету. Службові потоки та піковий трафік, що не вимагають низької затримки проходження мережі, чи вимагають вищої надійності навіть за описаних умов, мають бути промаршрутизовані через елементи матриці русла, що рівні або, в крайньому випадку менші за значенням 1 – елементи, які апіорі мали би включати своєю топологічною конфігурацією у мережі потоки ЕВЛ.

Стратегія II. Критична завантаженість мережної структури (S2).

Кроки 1 і 2 – аналогічні.

Крок 3. Поелементно ділимо матрицю на значення елементу ЕВЛ. За аналогією з попереднім випадком, отримуємо «русло» необхідного маршруту, записане елементами

матриці на визначених координатах. Після ділення елементи матриці русла маршруту зі значеннями, приблизно рівними 1, – відобразатимуть оптимальний маршрут, що отримується за топологічними властивостями для вказаної віртуальної ланки, яка утворена кінцевими вузлами. Для більш надійних потоків слід використовувати кілька проміжних транспортних ланок (за можливості) із отриманими значеннями елементів матриці русла, меншими 1.

Стратегія III. Завантаженість мережної структури вище критичного рівня (S_3).

Кроки 1 і 2, ділення згідно кроку 3 – аналогічні.

Крок 3. Маршрутизацію необхідно виконувати виключно за мінімальними, в крайньому випадку відповідними до заданих вимог – рівними 1 елементами матриці русла маршруту, що розраховується.

Отже: на основі якого-небудь базового алгоритму отримується базова множина B . Кожна стратегія маршрутизації передбачає можливість скорочення множини можливих варіантів маршрутів. Причому, множини маршрутів, які формуються всіма трьома стратегіями, утворюють собою базову множину: $B \subseteq S_1 \cup S_2 \cup S_3$. Перша стратегія віддає перевагу множині S_1 , друга – $S_3 \cup S_2$, третя – S_3 .

Аналітичний опис та оцінка запропонованих алгоритмів

Опис алгоритмів для означених стратегій

Опишемо ядро алгоритмів маршрутизації трьох визначених стратегій маршрутизації. Для цього необхідно визначити символічний оператор, який характеризує стратегії: $Sm_u \equiv \{\max, 0, \min\}$, де u – порядковий номер кожної з описаних стратегій маршрутизації ($S1, S2, S3$).

Таким чином, отримуємо загальний функціонал, що визначає механізм маршрутизації, надання пріоритетів маршрутам при скороченні базової множини можливих маршрутів:

$$\forall i, j: \left(\left\| \left\{ \begin{array}{l} c_{ij}^{N-1} \\ c_{\{EVL\}}^{N-1} \end{array} \right\}_{i=1, \dots, N, j=1, \dots, N} \right\|_{ij} - 1 \right) \frac{\Delta \lambda_{ij}}{\max \|\lambda\|} \rightarrow Sm_u. \quad (1)$$

У (1) позначено $\Delta \lambda_{ij}$ – новий потік, що вимагає бути встановленим, $\|\lambda\|$ – матриця існуючих потоків мережі, причому при підстановці у (1) $\|\lambda\| \geq \Delta \lambda_{ij}$, c_{ij}^{N-1} – елемент матриці суміжності актуальних поточкових властивостей комутаційної структури транспортної інформаційної мережі. Необхідно наголосити, що врахування (1) та пов'язані з цим розрахунки мають зміст лише при існуванні коректно розрахованої базової множини можливих маршрутів B і коректному формуванні вимог до величин інформаційних потоків, які мають бути встановлені, а також в жодному разі не гарантують 100 % встановлення потоку, лише збільшуючи шанси на успіх.

Функціонал (1) враховує всі викладені у попередньому розділі статті твердження та може бути порівняно легко реалізованим програмно.

Аналіз мережних потоків та оцінка обчислювальної складності алгоритмів

Розглянемо деяку мережу з комутацією пакетів [6], яка складається з N вузлів. Опишемо потоки між вузлами за допомогою матриці коефіцієнтів потоків ланок λ_{ij} . У загальному випадку передбачаємо, що мережа проектувалася з врахуванням вимог замовників послуг для отримання користувачами належної якості сервісу. Таким чином справедливо, що для величини буферів проміжних вузлів є характерним:

Достатність величини для обслуговування потоків, які запитуються користувачами.

Їх обмежена величина – властивість реальних мереж.

Можна записати, що з врахуванням обох вищезазначених вимог справджується закономірність для лінії зв'язку між вузлами i та j :

$$t_{ij} \approx k \Lambda_0 \lambda_{ij}, \quad (2)$$

де без втрати загальності можна прийняти $k = 1$ – коефіцієнт пропорційності. Λ_0 – коефіцієнт, що залежить від дисципліни обслуговування черги пакетів у буфері (від обслуговуючого алгоритму) та величини буферу.

Наприклад, у нашому випадку можна записати

$$\Lambda_0 = \left[t_{обр} + t_{очл} \left(\frac{\overline{d_{буф}}}{d_{\max}} \right) \right] / t_{обр} = 1 + \frac{t_{очл}}{t_{обр}} \frac{\overline{d_{буф}}}{d_{\max}},$$

де $t_{обр}$ – час обробки пакету маршрутизатором вузла з пустим буфером, $t_{очл}$ – час очікування одного пакету в черзі буфера, $\overline{d_{буф}}$ – середня довжина черги буферів, d_{\max} – максимально можлива довжина черги буфера.

В першому наближенні вважаємо, що буфери не переповнюються.

Таким чином, прийнято, що окремі вузли мережі описуються моделлю системи масового обслуговування $M/M/1/N$ при $N \rightarrow \infty$ (незаповненість буфера).

Для розрахунку загальної середньої затримки мережі із комутацією пакетів використовуємо формулу, отриману Клейнроком з закону Літтла, наведену у [6]:

$$T = \frac{1}{\gamma} \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \lambda_{kl} \cdot t_{kl}, \quad (3)$$

тут γ – повний трафік мережі, що розраховується за формулою

$$\gamma = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \gamma_{ij}, \quad (4)$$

де γ_{ij} – повний трафік між вузлами i та j .

Приймаючи, що лінії зв'язку між вузлами транспортної інформаційної мережі як правило дуплексні, можна записати (3) у модифікованому вигляді:

$$T = \frac{1}{\gamma} \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \lambda_{lk} \cdot t_{kl}, \quad (5)$$

тобто $\lambda_{lk} = \lambda_{kl}$.

Із врахуванням (2) величина загальної середньої мережної затримки запишеться у вигляді

$$T = \frac{\Lambda_0}{\gamma} \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \lambda_{lk} \cdot \lambda_{kl}. \quad (6)$$

Оптимізація завантаження мережевої структури за критерієм мінімальної затримки може бути виконана, якщо вважати згідно [3,4] ймовірне апріорне завантаження мережі топологічно залежним і пропорційним елементам матриці спряження $\|c\|$ комутаційної структури мережі, піднесеної до степеня $N-1$. Для випадку мережі з двох вузлів можна записати наступне цільове функціональне квазіполіноміальне співвідношення:

$$T_{\min} = \frac{\Lambda_0}{\gamma} \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \lambda_{lk} \cdot \lambda_{kl} - \frac{\beta_{-1}}{\gamma} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N c_{ij}^{N-1} \cdot c_{ji}^{N-1}. \quad (7)$$

Критерій мінімального часу доставки пакета (мінімізації часу затримки): $T \rightarrow T_{\min}$. Тут β_{-1} – коефіцієнт нелінійної редукції топологічної мережної структури для узгодження із ємністю каналів: $\beta_{-1} = N^{2-N} \cdot \frac{c_y^{N-1}}{\max\{c^{N-1}\}}$. Реальні мережі можуть бути побудовані з викори-

станням як однотипного так і різноманітного обладнання. Якщо його можливості приблизно однакові, можна прийняти, що $\forall \beta_{-1} = const$. Звідси, імплікуючи індекси в (7), робимо тривіальний висновок, що для мережевої топології «точка-точка» ($N=2$) пропускна здатність (ваговий коефіцієнт індукованої матриці спряження c_{ij}^{N-1}) ланки має бути більшою або рівною величині потоку λ_{ik} .

Визначимо, яким має бути запас пропускної здатності транспортної мережної структури в інтегральному аспекті згідно з її топологічними властивостями та яким чином обирати маршрути (чи віддавати їм перевагу) в транспортній мережі з урахуванням мінімізації загальної затримки поширення інформації та обмеженої гнучкості транспортної структури для того, щоб максимально використати її потоковий потенціал. Позначимо складові поліному (7) за

$$\text{допомогою: } S(\lambda_{ij}, \lambda_{ji}) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \lambda_{ij} \cdot \lambda_{ji}, \quad D(c_{ij}^N, c_{ji}^N) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N c_{ij}^N \cdot c_{ji}^N.$$

Мінімізацію часу затримки, тобто $T \rightarrow T_{\min}$, а в граничному випадку $T \rightarrow 0$ в оптимально завантаженій згідно з обраною топологією мережній структурі можна записати як умову мінімізації (7). Враховуючи введені позначення для інтегральної потокової оптимізації, ця умова матиме вигляд

$$\lim_{\|\lambda\| \rightarrow \|c\|} T = 0,$$

або

$$\lim_{\|\lambda\| \rightarrow \|c\|} \left[\frac{\Lambda_0}{\gamma} \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \lambda_{lk} \cdot \lambda_{kl} - \frac{\beta_{-1}}{\gamma} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N c_{ij}^{N-1} \cdot c_{ji}^{N-1} \right] = \lim_{\|\lambda\| \rightarrow \|c\|} \left[\frac{\Lambda_0}{\gamma} S(\lambda_{lk}, \lambda_{kl}) - \frac{\beta_{-1}}{\gamma} D(c_{ij}^{N-1}, c_{ji}^{N-1}) \right] = 0.$$

Імплікуючи індекси вагових коефіцієнтів матриці спряження $\|c\|$ відносно величин потоків міжвузлових ланок $\|\lambda\|$ в граничному випадку $\|\lambda\| \rightarrow \|c\|$, $S(\lambda_{lk}, \lambda_{kl}) \rightarrow D(c_{ij}^{N-1}, c_{ji}^{N-1})$ отримуємо степеневе функціональне рівняння:

$$\Lambda_0 S(\lambda_{ij}, \lambda_{ji}) - \beta_{-1} \left[S(\lambda_{ij}, \lambda_{ji}) \right]^{\frac{1}{N-1}} = 0. \quad (8)$$

Дане рівняння можна вважати умовою оптимальності завантаження топологічної структури. Шляхом підстановки функціоналу $S(\lambda_{ij}, \lambda_{ji})$ отримуємо наступний розв'язок:

$$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \lambda_{ij} \cdot \lambda_{ji} = \left(\frac{\Lambda_0}{\beta_{-1}} \right)^{\frac{2-N}{N-1}}. \quad (9)$$

Для випадку оптичної ширококомовної мережі з дуплексними каналами типу шина, де буфери відсутні ($\Lambda_0=1$, $\lambda_{ij}=\lambda_{ji}$) може бути записане наступне співвідношення:

$$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \lambda_{ij}^2 = \left(\frac{1}{\beta_{-1}} \right)^{\frac{2-N}{N-1}}. \quad (10)$$

Визначимо $\beta = N^{2-N}$, що впливає з розкриття сум при однакових вагових коефіцієнтах матриці спряження: $\underbrace{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \dots \sum_{k=1}^N a}_{N-1} = N^{N-1} \cdot a$.

При $a = const = 1$ і піднесення до степені $N-1$ отримуємо масштабуючий понижуючий коефіцієнт структурної пропорційності N^{N-2} .

Отже, в загальному випадку пріоритети маршрутів базової множини можливих маршрутів B мають бути ранжовані згідно з критерієм відповідності наступній умові:

$$\sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \lambda_{kl} \cdot \lambda_{lk} \Leftrightarrow \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \left(\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \Delta \gamma_{ij} \cdot x_{kl}^{(i,j)} \right)^2 - \left(\frac{\Lambda_0}{\beta_{-1}} \right)^{\frac{2-N}{N-1}} \rightarrow \min, \quad (11)$$

де $x_{kl}^{(i,j)}$ – доля потоку γ_{ij} між вузлами i та j що проходить у ланці між вузлами k та l , та обчислюється на кожному вузлі шляхом аналізу кількості заголовків пакетів.

Для змінних $x_{kl}^{(i,j)}$ повинна виконуватися умова збереження потоку в мережі, встановлена Клейнроком:

$$\sum_{k=1}^N x_{kl}^{(i,j)} - \sum_{k=1}^N x_{lk}^{(i,j)} = \begin{cases} -1, l = i, \\ 0, l \neq i, j, \\ 1, l = j. \end{cases} \quad (12)$$

Таким чином, при $N \rightarrow \infty$ маршрут прокладається там, де існує мінімальна завантаженість буферів $\overline{d_{\text{буф}}}$, тобто для мінімального значення Λ_0 , або інакше при $\Lambda_0 \approx 1$ (одиниця часу обробки).

У випадку централізованої маршрутизації і максимально можливій активності запитів на маршрутизацію задача (11) ускладнюється лише в N^2 разів (що практично неможливо в один момент часу), чого не можна сказати про алгоритми, які використовують глибоку рекурсію та чисельні наближення, зокрема субградієнтні методи [6].

Тобто, при маршрутизації, задача оптимального розподілу потоків з (9) зводиться до цільової функції (11), що ілюструє можливість реалізації підходів Net Balancing в механізмах управління потоками з використанням інформації лише про топологію мережі та поточну потребу у потоках, яка обробляється із врахуванням множини можливих маршрутів B .

Природнім питанням є вигода від виконання пропонованих модифікацій існуючих алгоритмів. Отримані переваги від використання запропонованих алгоритмів можуть полягати в швидкості визначення маршруту, або, інакше кажучи, у реальній швидкості обчислень, для прикладу згідно (11). Аналіз швидкодії передбачає розділення функціональних задач алгоритму на 2 підкласи:

Обчислення ступеневої індукованої матриці спряження [3, 5] – фактична складність порядку $O(N^3)$ операцій лінійного алгоритму.

Визначення найбільш оптимального маршруту та конфігурації потоків за критерієм (11) вимагає фактичної складності виконання порядку $O(N^4)$ операцій.

Аналогічні класи алгоритмів, відомих та описаних, пропонують фактичну складність порядку $O(N \cdot N^3)$ операцій. Модифіковані алгоритми управління є фактично аналогічними за складністю ($O(N^3 + N \cdot N^3)$), але незрівнянно простішими внаслідок лінійності процесів матричних розрахунків.

Надійність конфігурації інформаційних потоків

У тих випадках, наприклад при квазістатичній маршрутизації, коли ми потребуємо оцінки виграшу за ймовірністю встановлення інформаційного потоку між парою вузлів i та j у сформованій логічній топології транспортної структури при її змінах (в процесі прийняття рішень про управління потоками) та маємо можливість подати обидві топології логічних комутаційних зв'язків у вигляді матриць суміжності, можна скористатися наступною формулою, що дозволяє використати лінійні матричні алгоритми розрахунків:

$$\|\Delta p_{ij}\|_{(k+1)} = \frac{D(\|c\|_{(k+1)}) - D(\|c\|_{(k)})}{N^{N-1}} \cdot \left| \max \|c_{ij}\|_{(k)}^{N-1} - \|c_{ij}\|_{(k)}^{N-1} \right|, \quad (13)$$

де $\|\Delta p_{ij}\|_{(k+1)}$ – виграш у модифікованій топології (за умови дублювання чи нарощення потужності зв'язків за ітерацією $k+1$), а $D(\|c\|) = \sum_{i=2}^{N-1} \sum_{j=2}^{N-1} \left(\sum_{r=i-1}^{i+1} |c_{rj}^{N-1} - c_{ij}^{N-1}| + \sum_{s=j-1}^{j+1} |c_{is}^{N-1} - c_{ij}^{N-1}| \right)$, $\|c\|_{(k)}$ та $\|c\|_{(k+1)}$ – матриці суміжності відповідно попереднього та поточного варіантів логічних топологій комутованих зв'язків мережі. Функція $D(\|c\|)$ може слугувати свого роду критерієм при виборі рішень в процесі оптимізації чи синтезу конфігурації структури зв'язків.

Результати моделювання

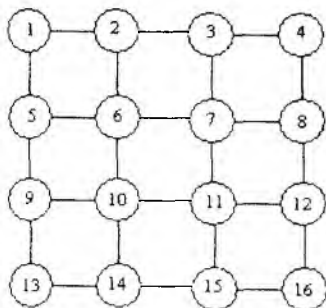


Рис. 2

Ілюстративно покажемо отримані русла маршруту для першого та третього випадків: рис. 3 – «русло» маршруту {6, 7, 11, 10} для відносно низької завантаженості, нормування до ЕВЛ= {2, 14} обернене для уніфікації структури алгоритмів та рис. 4 – «русло» маршруту {3, 2, 1, 5, 9, 13} для відносно високої завантаженості, по елементне нормування до ЕВЛ={2, 14} пряме. Шпильки на рисунках вказують на переходи між вузлами маршрутів, обраних із застосуванням (1). Мережа для моделювання, що використовувалася – ґраткова, квадратна [4x4] елементи (рис. 2).

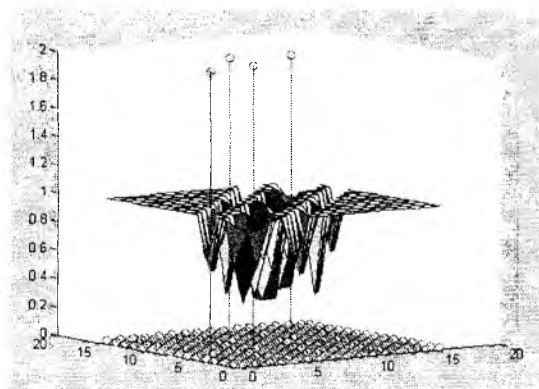


Рис. 3

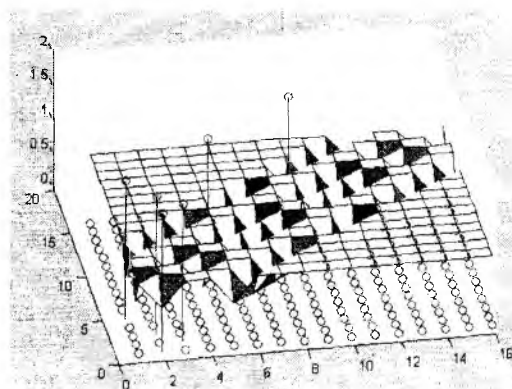


Рис. 4

Завантаженість мережі%

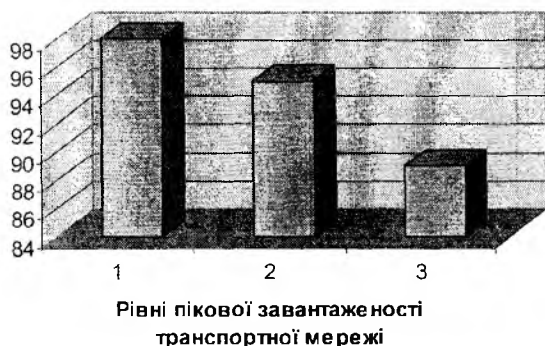


Рис. 5

Зазначимо, що на транспортних інформаційних мережах передавання даних, внаслідок різних причин, постійні втрати за інформаційними потоками складають до 10 % [2], а в годину пік – 70–100 %.

Загальні рівні завантаженості мережі слід розраховувати відповідно до показників статистичних модулів серверного програмного забезпечення, або оцінювати за допомогою методів періодичного прогнозування мережного трафіку. Результати імітаційного моделювання роботи описаних в даній статті алгоритмів та експериментальні дані для типової обраної транспортної мережі, що отримані та оброблені у середовищі MATLAB 6 наведені на рис. 5 – рівні прийнятої пікової завантаженості для типової міської транспортної мережі та рис. 6 – проходження інформаційних потоків для рівнів завантаженості, показаних на рис. 5

Висновок

Отже, запропоновані алгоритми і механізми, побудовані та реалізовані на основі відомих рішень, можуть скорочувати до необхідної множини отриманих базових розв'язків, вибирати оптимальний варіант маршрутизації з мінімальною можливою затримкою чи максимальною можливою ймовірністю та надійністю встановлення інформаційного потоку і являють собою основу платформи оптимізації процесів маршрутизації.

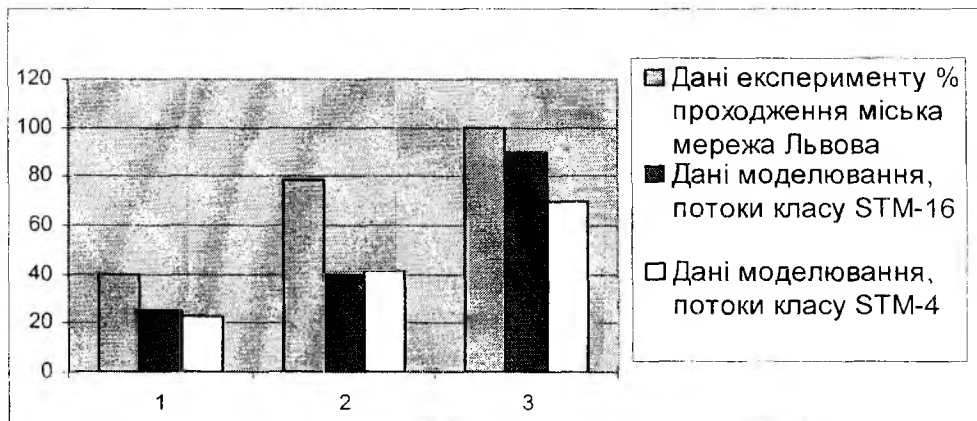


Рис. 6

Список літератури: 1. Poul E. Heegaard; Werner Sandmann, «Efficient Estimation of Loss Rates in Optical Packet Switched Networks with Wavelength Conversion Systems and Networks Communications», Second International Conference on Volume ICSNC – 2007 Issue, August, 25-31, 2007, pp. 59 – 60. 2. M. S. Borella, “Measurement and Interpretation of Internet Packet Loss”, Journal of Communication & Networking, 2(2), June 2000. 3. Тимченко О.В., Демидов І.В. Мережна маршрутизація за екстремальним критерієм завантаженості комутаційної матриці // Зб. наук. праць ІПМЕ НАН України. К., 2004. Вип.26. С.48-54. 4. Mykhailo Klytmash, Ivan Demydov, “The Matrix Method of Network Structures’ Topologies Optimization” // Proc. of the IXth International Conference “The Expierience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics”, vol. CADSM’2007, Lviv Publishing House of Lviv Polytechnic National University, February 20-24, 2007, Lviv-Polyana, Ukraine, pp. 298 – 301. 5. Климаш М.М., Демидов І.В. Матричний метод оптимізації топологій мережевих структур // Комп’ютерні технології друкарства: Зб. наук. пр. Львів: Українська Академія Друкарства, 2006. №16. С. 211-220. 6. Тимченко О.В., Демидов І.В. Оптимізація маршрутизації інформаційних потоків у мережевих структурах за критерієм мінімальної затримки пакету // Моделювання та інформаційні технології. Зб. наук. пр. ІПМЕ НАН України. К., 2006. Вип.37. С.203-210.

Національний університет
«Львівська політехніка», м. Львів

Надійшла до редколегії 23.09.2007

БОРЬБА С ОТКАЗАМИ И ПЕРЕРАСПРЕДЕЛЕНИЕ НАГРУЗКИ НА ОСНОВЕ ПРОТОКОЛА SIP В IP-ТЕЛЕФОНИИ

Введение

Во всем мире наблюдается увеличение количества пользователей сетью Интернет, а следовательно, увеличение нагрузки на сети, обслуживающие и предоставляющие потребителям услуги. Сегодня уже количество пользователей Интернет превысило количество стационарных абонентов. Основанные на IP телефонные услуги предлагаются как альтернатива сети общего пользования и предлагают ряд новых услуг поверх ТФОП. Конечно, ТФОП уже зарекомендовала себя как более надежная в плане предоставления качества услуг, нежели сеть Интернет и поэтому, чтобы составить достойную конкуренцию и получить широкое применение, IP-услуги должны демонстрировать высокие показатели надежности и иметь значительную масштабируемость. Например, сеть ТФОП предоставляет надежность системы в так называемые «5 девяток», т.е. 99,999 % устойчивой работы, что допускает только 5 мин простоя в год. Протокол инициирования сеансов связи SIP (Session Initiation Protocol) изначально ориентирован на использование в IP-сетях и является предпочтительным протоколом сигнализации для IP-телефонии. Основным элементом SIP-сети является SIP-сервер, от надежности и производительности которого зависит качество предоставления услуг и эффективность работы сети.

Если по какой-то причине на сервере происходят неполадки или сбой в работе, инициирование запроса и передача сообщений не могут быть направлены по нужному пути. Мы можем увеличить надежность в предоставлении услуги, добавив резервный сервер, который автоматически принимает на себя роль ведущего в случае отказа первого сервера. Если есть тысячи зарегистрированных пользователей и один сервер не может справиться с нагрузкой, то второй сервер может работать наряду с первым, распределяя между собой нагрузку. Наша задача состоит в том, чтобы обеспечить оптимальную пропускную способность канала для обслуживания и одного, и десяти миллионов вызовов в ЧНН (часы наибольшей нагрузки) для IP телефонии, используя аппаратные средства ЭВМ. Мы опишем некоторые из способов борьбы с отказами и распределения нагрузки для SIP-серверов в первой и второй части данной статьи. Эти методы также применяются не только в телефонии, а, например, при обмене текстовыми сообщениями или при презентациях, когда используются те же самые серверы SIP для регистрации и передачи сообщений. В части 3 количественно оценены преимущества применения предложенных методов по оптимизации распределения нагрузки.

Проблема борьбы с отказами и распределением нагрузки для web-серверов хорошо изучена [1]. Для решения этих проблем и повышения надежности используют протокол TCP (Transport Control Protocol), возвращение IP адреса и возвращение MAC-адреса [1]. Для web-серверов свойственно распределение нагрузки через диспетчеры связи и через HTTP-запросы или перенаправление вызовов во время сессии [2]. Хотя SIP и использует схему «запрос-ответ», как и HTTP, но имеет некоторые фундаментальные отличия, которые делают и саму проблему распределения нагрузки немного отличной. Например, серверы SIP могут использовать и TCP, и UDP протокол для передачи сообщений, сигнальные сообщения запросов и ответов не требуют специальной полосы пропускания, сохранение ответов не обязательно даже во время установления соединения, а процесс обновления данных (сообщение REGISTER) и процесс поиска (сообщение INVITE), проще и быстрее, чем обновления массивов баз данных и web-приложений.

В реализации услуг телефонии на основе протокола SIP возникают три критических параметра в обеспечении масштабируемости: передача сигнальной информации, передача данных в реальном времени и обработка в шлюзе.

В статье рассматриваются лишь проблемы, возникающие при передаче сигнальной информации.

Мультимедийная подсистема 3GPP (IMS) использует SIP для управления вызовами, чтобы позволять обслуживать миллионы пользователей. Управление вызовами обеспечивается расстановкой приоритетов на SIP-сервере, ролью самого сервера при предоставлении сервисов. Например, SIP-сервер может выполнять роль исходящего прокси-сервера при посещении другой сети, запрашивающего сервера для входящих запросов в локальной сети, сервера, предоставляющего определенные услуги в зависимости от приоритета пользователя.

В работе будут описаны и сравнены некоторые из этих методов при использовании SIP. А также представлена реализация метода борьбы с отказами в SIP-телефонии и предложены некоторые практические рекомендации.

Работоспособность системы: борьба с отказами

Высокая работоспособность системы может быть получена при внедрении резервного элемента такого, как SIP-сервер или пользовательская база данных.

В зависимости от того, где обнаружен отказ и какой способ решения проблемы выбирают, различают следующие методы борьбы с отказами: на основе клиента, на основе DNS, через базу данных и через IP.

При использовании метода борьбы с отказами на основе клиента все вопросы резервирования решаются на стороне клиента. Серверы работают независимо друг от друга. В IP-телефонах прописываются адреса двух SIP-серверов.

Метод борьбы с отказами на основе DNS-сервера, использующий SRV [3] и NAPTR [4] данные, наиболее качественный в обеспечении отказоустойчивости. DNS может использоваться, чтобы установить соединение с SIP-сервером или изменить IP-адрес основного сервера $P1$ на резервный $P2$.

Не все телефоны SIP могут зарегистрироваться на нескольких серверах, поэтому клиент может зарегистрироваться только на одном сервере, и потом уже размножить регистрацию к другим узлам. Основной сервер $P1$ хранит записи в базе данных $D1$. Резервный сервер $P2$ использует базу данных $D2$. Любое изменение в $D1$ дублируется в $D2$. Когда $P1$ перестает работать, $P2$ может взять на себя функции основного сервера и использовать базу $D2$.

Процесс перераспределения IP-адреса может быть выполнен без внешнего вмешательства. $P1$, и $P2$ имеют одинаковую конфигурацию, но обслуживают разные узлы в сети Ethernet. Оба сервера используют одну и ту же пользовательскую базу данных, $D1$. Резервная база $D2$ дублирует $D1$. Однако, если ведомый сервер дублирует ведущий, то в конфигурации первого необходимы изменения, потому что, если выходит из строя $P1$, то все обновления базы $D1$, которой в момент отказа будет пользоваться $P2$, будут невозможны. Если это случается, пользователь становится недоступен максимум на время $Tr + TR$, где Tr – интервал обновления регистрации (обычно равен одному часу), и TR – таймаут (время ожидания) клиента до следующей попытки вызова.

Метод объединения ресурсов, заключается в объединении клиентских терминалов в объединение пользователей (PU – Pool User), сервера $P1$ и $P2$ в элементы объединения (PE – Pool Elements) SIP-серверов, и баз данных $D1$ и $D2$ тоже в элементы объединения PE, но в группе баз данных. $P1$ и $P2$ регистрируются на сервере имен $NS2$, который контролирует их, и сообщает другим серверам имен (NS) об этих элементах объединения PE. Точно так же $D1$ и $D2$ регистрируются на сервере имен $NS2$. Элемент объединения удаляется из объединения, если выходит из строя.

Масштабируемость системы: распределение нагрузки

В случае отказа в работе резервный сервер принимает на себя функции основного, тогда как в распределении нагрузки участвуют все серверы. Некоторые из методов борьбы с отказами могут быть применены и при распределении нагрузки.

Распределение нагрузки на основе DNS-сервера. Механизмы DNS SRV [3] и NAPTR [4] могут использоваться для распределения нагрузки, учитывая приоритетность и весомость ресурсов на SIP-серверах, как показано ниже:

```
example.com
_sip._udp 0 40 a.example.com
          0 40 b.example.com
          0 20 c.example.com
          1 0 backup.somewhere.com
```

Эта запись DNS SRV указывает на то, что серверы **a**, **b**, **c** должны использоваться как основные (приоритет 0), в то время, как backup.somewhere.com как резервный сервер (приоритет 1). Основные серверы **a** и **b** вместе обрабатывают 80 % от общего количества запросов, а сервер **c**, возможно более медленный, должен обрабатывать оставшиеся 20 %. Клиенты могут также использовать случайный закон распределения.

Телефоны SIP обычно производят обновление REGISTER раз в час, в то время, как для оператора беспроводной сети с одним миллионом абонентов требуется приблизительно 280 обновлений в секунду.[5]

Эта архитектура также обеспечивает высокую надежность из-за избыточности. Предположим, что среднее время восстановления намного меньше, чем среднее время отказа, и надежность каждого прокси-сервера R_p , а сервера базы данных R_d , и предположим, что есть P прокси-серверов и D серверов баз данных, тогда надежность всей системы можно выразить как $(1 - (1 - R_p)^P)(1 - (1 - R_d)^D)$. Надежность возрастает с увеличением D и P .

При распределении нагрузки по значению идентификатора пользовательское пространство разделено на группы, которые не пересекаются между собой. Каждый пользователь имеет свой уникальный идентификатор, относящий его к определенной группе, которая определяется, например, по первой букве идентификатора. Например, $P1$ обслуживает начальные буквы идентификатора с a по h , $P2$ обслуживает с i по q , и $P3$ обслуживает с r по z . Высокоскоростной сервер первого уровня $P0$ распределяет запросы к серверам второго уровня $P1$, $P2$ и $P3$ по принципу соответствия идентификатора пользователя.

Если запрос получен для получателя bob@home.com, он идет к $P1$, тогда как sam@home.com идет к $P3$. Каждый сервер имеет его собственную базу данных и взаимодействует с другими. Чтобы гарантировать почти однородное распределение запросов вызова между серверами, можно использовать алгоритм хэширования типа SHA1 или группы могут определяться динамически в зависимости от нагрузки.

Однако из-за малой избыточности эта архитектура не улучшает надежность системы. Предположим, что среднее время восстановления намного меньше среднего времени отказа, а надежности прокси-сервера первого уровня $P0$, прокси-сервера второго уровня и сервера базы данных определены как R_0 , R_p и R_d , и предположим, что есть D групп, тогда надежность всей системы можно выразить как $R_0 \cdot (R_p)^D \cdot (R_d)^D$. Надежность системы уменьшается с увеличением числа D .

Узким местом в работе такой схемы является прокси-сервер первого уровня.

При использовании серверов с одинаковыми IP-адресами все резервные серверы одной сети (например, Ethernet) используют один и тот же IP-адрес. Маршрутизатор подсети работает с MAC-адресами этих серверов и направляет поступающие пакеты на один из этих серверов. Маршрутизатор может использовать алгоритмы типа "round robin" или "время ответа сервера", чтобы выбрать наименее загруженный сервер.

Чтобы избавить маршрутизатор подсети от избыточной информации о состояниях транзакции, этот метод предлагают использовать только для SIP-серверов без сохранения состояний транзакций, которые используют транспортный протокол UDP и рассматривают каждый запрос независимо от предыдущих состояний транзакции.

При отсутствии DNS SRV и NAPTR, мы можем использовать этот метод на прокси-сервере первого уровня. Но тогда из-за полосы пропускания сети ограничивается число сер-

веров в группе и производительность подсети может упасть. Кроме того, этот метод не работает, если сама сеть недоступна.

Так как ни один из механизмов, описанных ранее, не обеспечивает достаточной надежности и расширяемости сети, попробуем объединить два метода в двухуровневую расширенную архитектуру (рис. 1), чтобы улучшить и надежность и масштабируемость. На первом уровне серверы, выбранные с помощью механизмов DNS NAPTR и SRV, направляют запрос к определенной группе серверов второго уровня на основе метода распределения нагрузки по значению идентификатора. Сервер в определенной группе также выбирается на основе механизмов DNS. Сервер второго уровня обрабатывает запрос. Использование DNS не требует от серверов быть расположенными рядом и они могут быть географически разнесены.

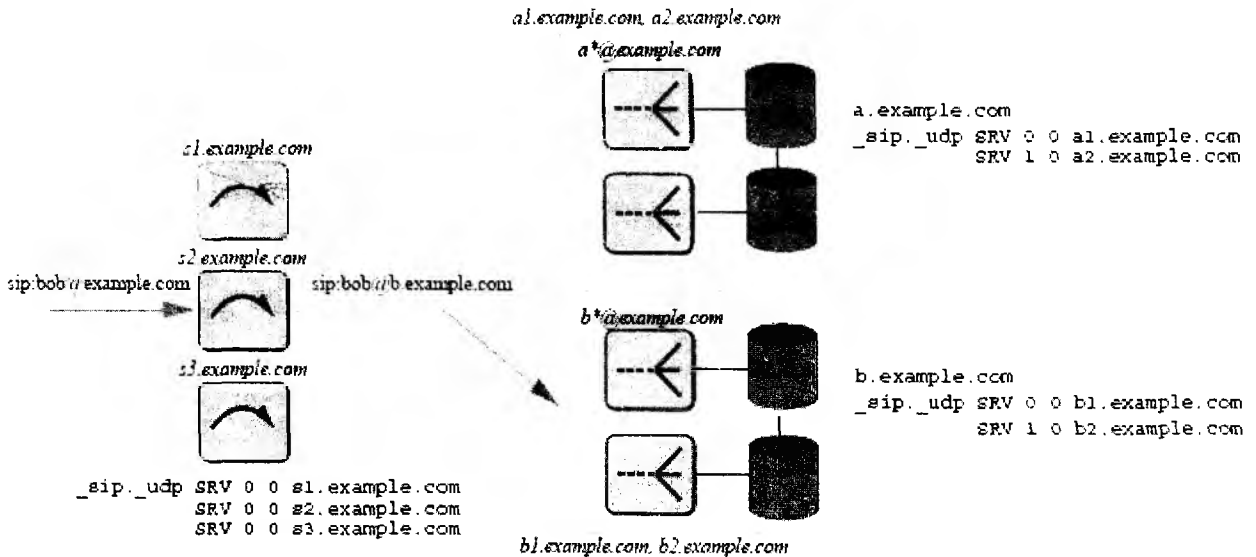


Рис. 1

Предположим, что есть S серверов первого уровня, P групп на втором уровне, и B прокси-серверов и баз данных в каждой группе. Каждая группа второго уровня имеет один главный сервер и $B-1$ резервных. Все базы данных в группе копируются, используя циклическое дублирование. Предположим, что появление сообщения REGISTER однородно распределено со значением нагрузки λ_R , а появление сообщения INVITE (или другие запросы, которые можно отнести к типу СООБЩЕНИЯ) распределено по пуассоновскому закону с нагрузкой λ_p , тогда общий запрос имеет нагрузку $\lambda = \lambda_R + \lambda_p$. Предположим, что интенсивность обслуживания вызовов на сервере первого уровня μ_s , а на сервере второго уровня μ_r и μ_p для регистрации и обработки соответственно. Выбираем функцию хэширования так, чтобы интенсивность обслуживания вызовов на входе кластера приблизительно была равна $\frac{\mu}{B}$.

Цель состоит в том, чтобы количественно получить отношения между различными параметрами обслуживания μ , нагрузкой системы λ и параметрами избыточности S, B, P . Необходимо получить ответы на такие вопросы как, (1) когда есть необходимость в сервере первого уровня и (2) какие оптимальные значения для параметров избыточности, чтобы достигнуть нужной масштабируемости и надежности сети. Наша цель состоит в том, чтобы обеспечить надежность доставки 99.999 % и расширяемость системы до 10 миллионов ВНСА, используя аппаратные средства ЭВМ. Результаты измерений представлены ниже.

Анализ результатов

На рис. 2 показана зависимость производительности сети от $S_n P_m$ конфигурации. Он показывает усредненный результат трех экспериментов для каждой конфигурации при различной интенсивности поступления запросов. Одиночный SIP-сервер обрабатывает приблизительно 900 *запросов/с* (см. $S_0 P_1$ на рис. 2), что соответствует приблизительно трем миллионам вызовов в ЧНН. Когда нагрузка больше, чем эффективность сервера, производительность остается почти постоянной (приблизительно 900 *запросов/с*). Когда производительность такая же, как нагрузка, то график прямолинеен. При нагрузке 1800 *запросов/с*, система успевает обслужить только 50 % (то есть, производительность равна половине нагрузки). На практике же процент обработанных вызовов должен быть приблизительно 100 %.

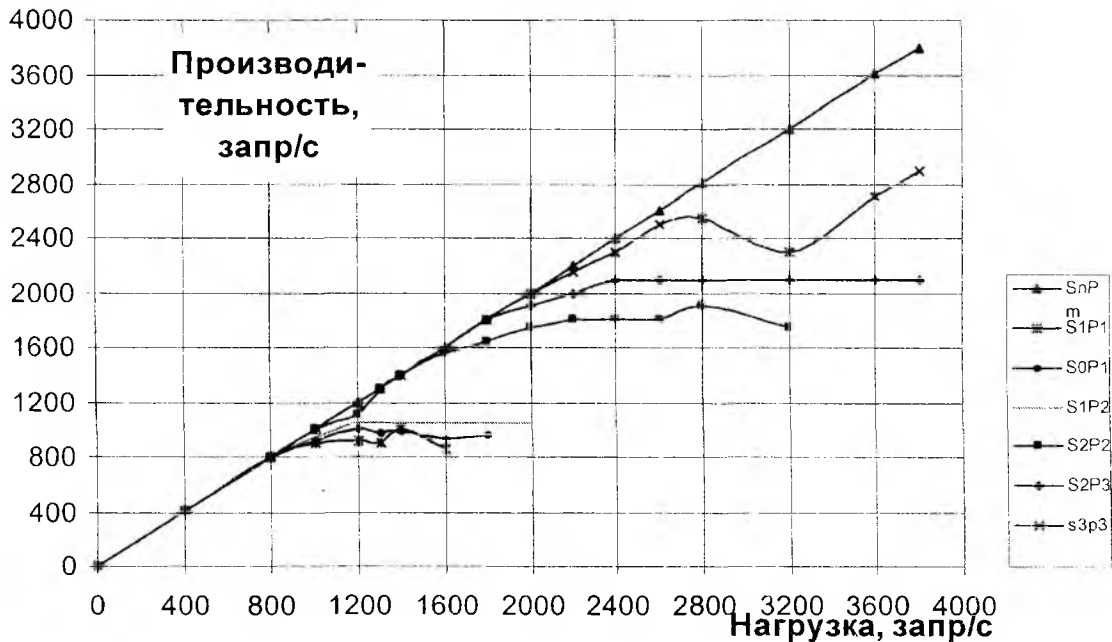


Рис. 2

Когда сервер перезагружен, использование центрального процессора близко к 100 %. Добавление кластеров второго уровня и использование метода распределения нагрузки на прокси-сервере первого уровня повышает производительность, но увеличивает зависимость от работы сервера первого уровня и поэтому производительность не превышает 1050 *запросов/с* ($S_1 P_2$ на рис. 2). Добавление еще одного сервера первого уровня $S_2 P_2$ увеличивает производительность приблизительно вдвое по сравнению с использованием одного сервера второго уровня. Уже $S_3 P_3$ может обработать приблизительно 2800 *запросов/с*, что уже в три раза больше производительности одиночного сервера второго уровня, а $S_2 P_3$ может обработать 2100 *запросов/с*, что вдвое больше производительности одиночного сервера первого уровня.

Из результатов следует, что мы можем достичь линейной зависимости, используя больше серверов первого и второго уровня в нашей архитектуре. Ниже представлен теоретический анализ двухуровневой архитектуры, обеспечивающей надежность и масштабируемость сети. Предположим, что серверы первого и второго уровней в $S_n P_m$ имеют пропускную способность C_s и C_p соответственно (обычно, $C_s \geq C_p$). Серверы определены как S_i и P_j , где $1 \leq i \leq n$, $1 \leq j \leq m$ для первого и второго уровня соответственно. Предположим, что входящие запросы поступают с интенсивностью λ , распределенной по экспоненциальному закону. Предположим, что нагрузка распределена равномерно по всем n серверам первого уровня и каждый сервер первого уровня получает $\frac{\lambda}{n}$ *запросов*. Предположим, хеш-функция распределяет запросы к серверу второго уровня таким образом, что i -й сервер, P_i , получает долю, f_i ,

из запросов ($\sum f_i = 1$). Предположим, что все пользователи могут получить вызов с равной вероятностью, а хеш-функция однородно распределяет пользовательские идентификаторы среди серверов второго уровня, тогда все $f_i = 1$. Однако на практике разное число входящих запросов для различных пользователей имеет неоднородное распределение.

Производительность τ при заданной нагрузке λ является суммарной производительностью на двух уровнях. Производительность на первом уровне $\lambda' = \min(\lambda, nC_s)$ является входящей нагрузкой на второй уровень. Сервер, P_j , второго уровня имеет $\min(\lambda' f_j, C_p)$. Таким образом

$$\tau(\lambda) = \sum_{j=1}^m \min(f_j \min(\lambda, nC_s), C_p).$$

Предположим, что $f_i \geq f_j$ для $i > j$. Суммарная производительность определено как $m+1$ линейных сегментов, $L_i: (\lambda_k, \tau_k) \rightarrow (\lambda_{k+1}, \tau_{k+1})$ для $i=0$ до m , где (λ_k, τ_k) определено как $(0, 0)$ при $k=0$,

$$\left(\frac{C_p}{f_k}, \tau_{k-1} + (\lambda_k - \lambda_{k-1})F_k \right) \text{ при } 1 \leq k \leq m \text{ и } f_k \geq \frac{C_p}{nC_s},$$

$$(nC_s, \tau_{k-1} + (\lambda_k - \lambda_{k-1})F_k) \text{ при } 1 \leq k \leq m \text{ и } f_k < \frac{C_p}{nC_s}, (\infty, \tau_m) \text{ при } k = m + 1,$$

где $F_k = (1 - \sum_{i=k}^m f_i)$.

Начальный линейный сегмент представляет 100% обработку запросов с наклоном 1. При нагрузке $\frac{C_p}{f_1}$ сервер P_1 имеет полную загруженность и не может обрабатывать дополнительные запросы. Таким образом, увеличение пропускной способности первого уменьшает нагрузку на другие серверы, $P_k, k=2, 3, \dots, m$.

Это дает наклон $F_1 = (1 - (f_2 + f_3 + \dots + f_m))$ для второго линейного сегмента. Точно так же P_2 достигает полной загруженности при нагрузке $\frac{C_p}{f_2}$, и так далее. Когда все серверы второго

уровня перезагружены, производительность остается постоянной, равной последнему линейному сегменту. Если пропускная способность сервера второго уровня P_j равна C_p больше, чем поступающая нагрузка $f_j(nC_s)$, тогда производительность системы не ограничена P_j .

Для эксперимента был выбран набор из сотни пользовательских идентификаторов. Хеш-функция распределила их идентификаторы следующим образом: для $m = 2$ f определено $\{0.6, 0.4\}$, для $m = 3$ f приблизительно равно $\{0.4, 0.3, 0.3\}$. Из 1000 или 10 000 пользовательских идентификаторов, та же самая хеш-функция распределила набор более однородно, но наше искаженное распределение сотни идентификаторов помогает нам проверять результаты, принимающие неоднородное распределение запроса для различных пользователей.

Архитектура метода объединения ресурсов для обеспечения надежности обеспечивает высокую надежность из-за своей избыточности. Предположим, что надежность состояний основного и резервного серверов равна R , тогда полная надежность: $(1 - (1 - R)^2)$.

Отказ сервера влияет на задержку в установке вызова (так как клиент повторяет запрос, запрашивает ко второму серверу после тайм-аута) и на готовность пользователя (вероятность того, что пользователь достигим через сервер, с которым соединен его SIP-телефон). Если основной сервер в течение длительного времени остается неработоспособным, DNS-сервер может обновить свои записи и сделать резервный сервер главным. Если надежность отдельного сервера R ($0 \leq R \leq 1$), время ожидания повторного запроса клиента TR , а время жизни DNS TTL – TD , то средняя задержка установки вызова равна $TR(1 - R)P[t_M < T_D]$, где задержка сети равна нулю и $R \approx 1$), $P[t_M < T_D]$ – вероятность того,

что время, t_M на восстановление сервера меньше, чем DNS TTL. Например, если время ремонта экспоненциально распределено по значению T_M , тогда $P[t_M < T_D] = 1 - e^{-\frac{T_D}{T_M}}$, предполагая, что среднее время отказа намного больше, чем среднее время восстановления (то есть, $(1-R)T_M \approx 0$).

На готовность пользователя отказ основного сервера обычно не влияет, потому что большинство регистраций восстанавливается с помощью сообщений REGISTER. Однако, если основной сервер выходит из строя после того, как телефон зарегистрировал новый контакт, но прежде, чем регистрация была дублирована на резервный сервер, тогда местоположение телефона некоторое время будет недоступно, пока не повторится следующая регистрация. В этом случае, предположим, что продолжительность работы сервера распределена экспоненциально, и учитывая то, что запросы на сервере не хранятся, можно сделать вывод, что время отказа имеет то же самое распределение. Предположим, что среднее время отказа T_F , а время ожидания ответа от базы данных T_d , тогда вероятность, что сервер выйдет из строя до дублирования регистрации на резервный сервер, равна $P[\text{время жизни} < T_d] = 1 - e^{-\frac{T_d}{T_F}}$.

Например, если T_F одна неделя, а $T_d = 10$ с, тогда эта вероятность равна $0.0000165 \approx 0$. Если это случается, пользователь становится недоступен максимум на время $T_r + T_R$, где T_r – интервал обновления регистрации (обычно равен одному часу), и T_R – тайм-аут (время ожидания) клиента до следующей попытки вызова. По истечении этого времени клиент заново регистрируется и может быть обслужен резервным сервером.

Чтобы улучшить работу сервера, желательно кэшировать информацию о пользователе на SIP-сервере. Конечно, это является причиной больших задержек при обновлении пользовательской регистрации на серверах $P1$ и $P2$. Но в то же время, если отказ происходит до дублирования на резервный сервер $P2$, то можно использовать кэшированные записи. Однако на практике телефоны обновляют регистрацию прежде, чем истечет время на обновление кэшированных записей. Например, предположим, что регистрация происходит каждые два часа, а обновление информации – каждые 50 мин. Предположим, $P1$ фиксирует нового пользователя, но выходит из строя до того, как успел внести эту информацию в базу $D1$. В этом случае регистрация на $D2$ может занять 70 мин, а $P2$ может все еще посылать запросы на этот телефон. Следующее обновление информации произойдет через 50 мин, до истечения времени на регистрацию на $D2$. Если новый пользователь отправил вызов как раз перед отказом на сервере $P1$, то он будет недоступен до следующего обновления. Предположим, что T_d и T_F определены как и прежде, а T_c – интервал обновления базы данных, тогда вероятность того, что сервер выйдет из строя до дублирования регистрации на резервный сервер, равна $1 - e^{-\frac{T_d + T_c}{T_F}}$.

Телефон фирмы Cisco поддерживает двойную регистрацию и на основном, и на резервном прокси-сервере. И в $D1$, и в $D2$ фиксируются одни и те же изменения. Однако пока контакт определяется на пользовательском идентификаторе, вторая запись затирает первую. Как альтернатива, можно модифицировать сервер, чтобы обеспечить непосредственную синхронизацию между кэш-памятью и внешней базой данных в случае, когда сервер не загружен.

Двухстороннее копирование может быть распространено на большее количество серверов, используя циклическое дублирование типа $D1-D2-D3-D1$. Например, если каждый сервер имеет надежность 98 %, то при тройном дублировании надежность равна $1 - 0.02^3 = 0.999992$. Чтобы обеспечить борьбу с отказами индивидуальных серверов (например, $D1$ выходит из строя, но не $P1$), SIP сервер $P1$ должен пользоваться базой данных $D2$, если $D1$ становится недоступной.

Выводы

Рассмотрены некоторые из существующих методов борьбы с отказами и распределения нагрузки применимо к SIP-серверам и предложена двухуровневая архитектура распределе-

ния нагрузки с использованием значения идентификатора. Использование доменной системы имен DNS предпочтительней для избыточных систем, так как при этом серверы могут быть разнесены географически. Например, мы можем разместить SIP-серверы в разных сетях. При использовании метода возвращение IP адреса или NAT это довольно трудно. DNS сама себя дублирует, поэтому выход из строя одного блока преобразования имен не затрагивает весь процесс. Мы объединили DNS, резервирование серверов и двухуровневую архитектуру распределения нагрузки с использованием значения идентификатора, которая может теоретически расширяться для любой пропускной способности.

Общее количество пользователей разделено среди независимых серверов второго уровня так, что нагрузка каждого сервера остается ниже его пропускной способности.

Также была проведена оценка работы двухуровневой архитектуры распределения нагрузки. Была достигнута производительность сети в 2800 *запросов/с* при использовании конфигурации S_3P_3 (три сервера первого уровня и три сервера второго уровня), что означает, что 10 млн входящих запросов в час могут быть обработаны с использованием шести серверов.

В дальнейшем планируется расширить эксперимент с учетом состояний транзакций на SIP-сервере (с сохранением и без сохранения состояний транзакций), исследовать поведение системы при добавлении других видов нагрузки (голосовая почта, режим конференции, взаимодействие с ТфОП), расширить рамки эксперимента при большем количестве серверов и с учетом выхода в глобальную сеть, учитывать потери и перегрузки не только на узлах доступа, но и в самой сети, и использовать повторную передачу сообщений при потере. Другие виды нагрузки требуют большей работы по обеспечению отказоустойчивости и процесса перераспределения нагрузки в середине вызова, а не только при установке соединения.

При использовании двухуровневой архитектуры распределения нагрузки была достигнута надежность «пяти девяток», даже если каждый сервер имеет надежность только 99 % (3 дня простоя в год).

Обнаружение и восстановление глобальных выходов из строя является уже индивидуальной задачей на каждом сервере. Но вместо статического конфигурирования резервных серверов, было бы эффективнее, если бы серверы автоматически могли обнаружить и выбрать конфигурацию других доступных Internet-серверов, например, чтобы обработать временную перегрузку.

SIP-серверы в VoIP сети могли бы автоматически обнаруживать, самоорганизовывать и конфигурировать себя как серверы первого или второго уровней.

Список литературы: 1. Гольдштейн В. С., Пинчук А. В., Суховицкий А. Л. IP-Телефония. М.: Радио и связь, 2001. 336с. 2. Cisco Systems. Failover configuration for LocalDirector, <http://www.cisco.com/warp/public/cc/pd/cxsr/400/tech/locdf wp.htm>. 3. A. Gulbrandsen, P. Vixi and L. Esibov. A DNS RR for specifying the location of services (DNS SRV). RFC 2782, Internet Engineering Task Force, Feb. 2000. 4. M. Mealling and R. W. Daniel. The naming authority pointer (NAPTR) DNS resource record. RFC 2915, Internet Engineering Task Force, Sept. 2000. 5. J. Rosenberg and H. Schulzrinne. Session initiation protocol (SIP): locating SIP servers. RFC 3263, Internet Engineering Task Force, June 2002.

*Харьковский национальный
университет радиотехники*

Поступила в редколлегию 23.10.2007

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И УПРАВЛЕНИЕ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

УДК 621.39

И. В. СТРЕЛКОВСКАЯ, канд. физ.-мат. наук, Т. И. ГРИГОРЬЕВА, канд. техн. наук

ТЕНЗОРНЫЕ СПЛАЙНЫ В ЗАДАЧАХ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ДИСКРЕТИЗИРОВАННЫХ СЛУЧАЙНЫХ ПРОЦЕССОВ И ПОЛЕЙ

Введение

Во многих практических задачах аналоговые сигналы приходится представлять в дискретной форме. Для этого используют различные методы: разложение Котельникова, разложение по ортогональным функциям типа рядов Фурье, Хаара, Радемахера и др., разложение по вейвлет-функциям [1]. Во всех этих представлениях используют линейную аппроксимацию или линейное предсказание. Такая аппроксимация во многих случаях допустима и дает конструктивные результаты при передаче речи, изображений и др. информации. Вместе с тем, как показывает опыт, аппроксимация, экстраполяция и интерполяция линейными функциями в реальных условиях не всегда дает приближение необходимой точности. Более рациональным является приближение нелинейными функциями: квадратичными, кубическими и др. степени многочленами. В тех случаях, когда об интерполяционной функции $x = x(t)$, $t \in [a, b]$ известны только ее значения $x_i = x(t_i)$ в узлах $a = t_0, t_1, \dots, t_n = b$ ($i = 0, 1, \dots, n$), а в промежуточных точках функция может принимать любые значения, то замена функции $x = x(t)$ даже очень высокой степени интерполяционным многочленом, кроме большой вычислительной работы, новой информации может и не дать. В этих случаях целесообразно производить интерполяцию с помощью сплайн-функций [2]. Для этого область определения функции, в данном случае $[a, b]$, разбивают узлами t_i , $i = 0, 1, \dots, n$, $t_{i-1} < t < t_i$ на промежутки $[t_i, t_{i+1}]$, ($i = 0, 1, \dots, n-1$) в каждом из которых, функция представляется алгебраическим многочленом одной и той же степени. Полученный многочлен является искомым сплайном. Наиболее легкий способ для вычисления – интерполяция с помощью линейного сплайна. Для получения более точного приближения функции используют кубические сплайны и кубические В-сплайны [2].

Часто приходится обрабатывать не только случайные процессы, но и случайные поля, например электромагнитные поля сигналов в адаптивных антенных решетках при решении задач пространственно-временной и поляризационно-временной обработки. Дискретизация таких полей может производиться с помощью рассмотренных выше методов. Отличительной особенностью задач аппроксимации полей по отношению к задачам аппроксимации процессов является то, что каждое отсчетное значение поля представляется ни одной интерполяционной функцией, в частности сплайн-функцией, а набором интерполяционных функций (или набором сплайн-функций), учитывающим взаимные связи между соседними компонентами поля. Итак, пусть в каждой k -й точке поля производится интерполирование с помощью сплайн-функций, количество которых определяется размерностью поля. Так, электромагнитное поле, представляемое в полном физическом пространстве, имеет размерность 3. В общем случае функциональное пространство, являясь бесконечномерным, может привести к любой мерности задачи. Тогда набор сплайн-функций в каждой k -й точке поля представляет собой ни что иное, как тензор первой валентности [3]. Отметим, что тензор нулевой валентности, или другими словами инвариант по определению представляет собой одну функцию. Так, при восстановлении исходного состояния дискретизированного сигнала, рассматривая одну интерполяционную функцию, имеем тензор нулевой валентности. Таким образом, задача аппроксимации при обработке полей является обобщением аппроксимации случайных процессов.

При обработке случайных процессов и полей можно использовать такое свойство тензора, как инвариантность относительно выбора системы координат. Например, представим модель случайного Гауссова поля в виде уравнения состояния [4]

$$\frac{dx}{dt} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{g}(t)\mathbf{u}(t),$$

где \mathbf{x} – вектор-функция, \mathbf{f} , \mathbf{g} – произвольные матрицы, \mathbf{u} – вектор-функция управления. С помощью невырожденного преобразования системы координат можно рассмотреть более конструктивное представление данного поля. Примером является случайное Гауссово поле в случае, когда матрица состояния \mathbf{f} имеет диагональный вид, либо матрица \mathbf{g} является единичной. Такое представление поля в разных системах координат дает возможность варьировать элементами матриц \mathbf{f} и \mathbf{g} , не изменяя свойств самого поля.

Таким образом, при представлении или аппроксимации многомерных математических полей возникает необходимость в интерполировании не скалярных функций, а вектор-функций, для которых уже применимы тензорные методы. Кроме того, обобщено понятие интерполяционных сплайн-функций с помощью понятия тензора, компонентами которого являются сплайн-функции.

Тензорные сплайны

Для областей, разделенных на прямоугольники (параллелепипеды), тенденция в развитии многомерных сплайнов состоит в их рассмотрении как тензорного произведения одномерных сплайнов, что обеспечивает сохранение свойств сходимости и алгоритмичности, а во многих задачах – и экстремальных свойств. Известна тесная связь этого направления с теорией конечно-разностных схем. Идея триангуляции области реализована в математической физике в методе конечных элементов, когда решение вариационной задачи строится в виде сплайн-функции.

Рассмотрено, согласно [2], на отрезке $[a, b]$ разбиение $\Delta: a = x_0 < x_1 < \dots < x_N = b$. Для целого $k \geq 0$ через $C^k = C^k[a, b]$ обозначим множество k раз непрерывно дифференцируемых на $[a, b]$ функций, а через $C^{-1}[a, b]$ – множество кусочно-непрерывных функций с точками разрыва первого рода.

Определение [2]. Функция $S_{n,v}(x)$ называется сплайном степени n дефекта v (v – целое число, $0 \leq v \leq n+1$) с узлами на сетке Δ , если

а) на каждом отрезке $[x_i, x_{i+1}]$ функция $S_{n,v}(x)$ является многочленом степени n ,

т.е. $S_{n,v}(x) = \sum_{\alpha=0}^n a_{\alpha}^i (x - x_i)^{\alpha}$ для $x \in [x_i, x_{i+1}]$, $i = 0, \dots, N-1$;

б) $S_{n,v}(x) \in C^{n-v}[a, b]$.

Рассмотрим в прямоугольной области $\Omega = [a, b] \times [c, d]$ сетку линий $\Delta = \Delta_x \times \Delta_y$, где $\Delta_x: a = x_0 < x_1 < \dots < x_N = b$, $\Delta_y: c = y_0 < y_1 < \dots < y_M = d$, делящую область на прямоугольные ячейки $\Omega_{i,j} = \{(x, y) | x \in [x_i, x_{i+1}], y \in [y_j, y_{j+1}]\}$, $i = 0, \dots, N-1$; $j = 0, \dots, M-1$.

Для целых $k \geq 0$ и $l \geq 0$ через $C^{k,l}[\Omega]$ обозначим множество непрерывных на Ω функций $f(x, y)$, имеющих непрерывные частные и смешанные производные $D^{r,s} f(x, y)$ ($r \leq k, s \leq l$). Символом $C^{-l}[\Omega]$ обозначается множество кусочно-непрерывных функций с разрывами первого рода на некоторых замкнутых линиях, содержащих, быть может, границы области.

Определение [2]. Функция $S_{n,m,v,\mu}(x, y)$ называется сплайном двух переменных степени n и дефекта v ($0 \leq v \leq n+1$) по x и степени m дефекта μ ($0 \leq \mu \leq m+1$) по y с линиями склейки на сетке Δ , если:

а) в каждой ячейке $\Omega_{i,j}$ функция $S_{n,m,v,\mu}(x)$ является многочленом степени n по x и степени m по y , т.е. $S_{n,m,v,\mu}(x,y) = \sum_{\alpha=0}^n \sum_{\beta=0}^m a_{\alpha,\beta}^{i,j} (x-x_i)^\alpha (y-y_j)^\beta$, $i=0, \dots, N-1$; $j=0, \dots, M-1$;

б) $S_{n,m,v,\mu}(x,y) \in C^{n-v, m-\mu}[\Omega]$.

Множество сплайнов, удовлетворяющих определению, обозначим через $S_{n,m,v,\mu}(\Delta)$. Оно является линейным пространством. Рассмотрим сплайн $S_{n,v}(x)$ одной переменной x степени n дефекта v ($0 \leq v \leq n+1$), сплайн $R_{m,\mu}(y)$ одной переменной y степени m дефекта μ ($0 \leq \mu \leq m+1$) и сплайн $G_{n,m,v,\mu}(x,y)$ двух переменных x и y степени n дефекта v по x и степени m дефекта μ по y с линиями склейки на сетке Δ .

Введем в рассмотрение понятие тензорного сплайна одной переменной.

Определение. Тензорным сплайном $S(x)$ типа $\binom{p}{q}$ одной переменной x назовем математический объект, определяющийся в каждой локальной системе координат (χ) на дифференцируемом многообразии X_k совокупностью k^{p+q} функций $S_{i_1 i_2 \dots i_q}^{j_1 j_2 \dots j_p}(\chi)$, каждая из которых является сплайном одной переменной $S_{n,v}(x)$ и при переходе к другой системе координат $\chi' = \chi'(\chi)$ изменяется по тензорному закону [3]

$$S_{i_1 i_2 \dots i_q}^{j_1 j_2 \dots j_p}(\chi') = S_{\beta_1 \beta_2 \dots \beta_q}^{\alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_p}(\chi) \cdot \frac{\partial \chi'^{i_1}}{\partial \chi^{\alpha_1}} \cdot \frac{\partial \chi'^{i_2}}{\partial \chi^{\alpha_2}} \cdot \dots \cdot \frac{\partial \chi'^{i_p}}{\partial \chi^{\alpha_p}} \cdot \frac{\partial \chi'^{\beta_1}}{\partial \chi^{j_1}} \cdot \frac{\partial \chi'^{\beta_2}}{\partial \chi^{j_2}} \cdot \dots \cdot \frac{\partial \chi'^{\beta_q}}{\partial \chi^{j_q}}. \quad (1)$$

Каждые из индексов i_1, i_2, \dots, i_p ; i_1, i_2, \dots, i_p ; i_1, i_2, \dots, i_p ; $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_q$ принимают независимо друг от друга все значения от 1 до k .

Верхние индексы в (1) называются контравариантными, нижние индексы – ковариантными.

Здесь $S_{i_1 i_2 \dots i_q}^{j_1 j_2 \dots j_p}(\chi')$ – компоненты тензорного сплайна в системе координат $(\chi') = (\chi'^1, \chi'^2, \dots, \chi'^k)$, а $S_{\beta_1 \beta_2 \dots \beta_q}^{\alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_p}(\chi)$ – в системе координат $(\chi) = (\chi^1, \chi^2, \dots, \chi^k)$.

Определение. Тензорным сплайном $G(x,y)$ типа $\binom{p}{q}$ двух переменных x и y назовем математический объект, определяющийся в каждой локальной системе координат (χ) на дифференцируемом многообразии X_k совокупностью k^{p+q} функций $S_{i_1 i_2 \dots i_q}^{j_1 j_2 \dots j_p}(\chi)$, каждая из которых является сплайном двух переменных $G_{n,m,v,\mu}(x,y)$ и при переходе к другой системе координат $\chi' = \chi'(\chi)$ изменяется по тензорному закону (1).

Операции над тензорными сплайнами

Для тензоров существует несколько алгебраических операций, в результате которых вновь получается тензоры. Основными из них являются следующие три: алгебраическое сложение, умножение, свертывание [3]. Аналогичные операции можно ввести и для тензорных сплайнов.

Введем операцию сложения тензорных сплайнов следующим образом. Будем складывать тензорные сплайны одного типа при условии, что их соответствующие компоненты имеют одну сетку разбиения.

Определение. Суммой тензорных сплайнов $S(x)$ и $M(x)$ типа $\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix}$ будем называть тензорный сплайн того же типа $\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix}$, каждая компонента которого есть сумма соответствующих компонентов слагаемых $S(x)\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} + M(x)\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = T(x)\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix}$.

Операцию умножения тензорных сплайнов введем, опираясь на правило умножения тензоров [3].

Определение. Пусть в одной системе координат (χ) заданы тензорные сплайны $S(x)$ типа $\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix}$ своими компонентами $S_{j_1 j_2 \dots j_q}^{i_1 i_2 \dots i_p}(\chi)$ и $R(y)$ типа $\begin{pmatrix} r \\ t \end{pmatrix}$ – компонентами $R_{m_1 m_2 \dots m_t}^{h_1 h_2 \dots h_r}(\chi)$. Произведением тензорных сплайнов $S(x)$ и $R(y)$ будем называть тензорный сплайн типа $\begin{pmatrix} p+r \\ q+t \end{pmatrix}$, компоненты которого задаются в системе координат (χ) следующим образом:

$$G_{j_1 j_2 \dots j_q m_1 m_2 \dots m_t}^{i_1 i_2 \dots i_p h_1 h_2 \dots h_r}(\chi) = S_{j_1 j_2 \dots j_q}^{i_1 i_2 \dots i_p}(\chi) \cdot R_{m_1 m_2 \dots m_t}^{h_1 h_2 \dots h_r}(\chi).$$

Теорема. Произведением тензорных сплайнов одной переменной типа $\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix}$ $S(x)$ и типа $\begin{pmatrix} r \\ t \end{pmatrix}$ $R(y)$ является тензорный сплайн типа $\begin{pmatrix} p+r \\ q+t \end{pmatrix}$ двух переменных $G(x, y)$.

Доказательство.

В результате умножения тензора S типа $\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix}$ на тензор R типа $\begin{pmatrix} r \\ t \end{pmatrix}$ получим тензор G типа $\begin{pmatrix} p+r \\ q+t \end{pmatrix}$ [3]. Кратко это можно записать в виде $S(x)\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} \cdot R(y)\begin{pmatrix} r \\ t \end{pmatrix} = G(x, y)\begin{pmatrix} p+r \\ q+t \end{pmatrix}$.

Тензорный сплайн одной переменной – это, как было определено выше, тензор, компонентами которого являются сплайны одной переменной. В [2] доказано, что тензорное произведение двух пространств сплайнов одной переменной совпадает с пространством сплайнов двух переменных, т.е. $S_{n,v}(\Delta_x) \otimes R_{m,\mu}(\Delta_y) = G_{n,m,v,\mu}(\Delta)$.

Таким образом, при умножении тензорных сплайнов одной переменной типа $\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix}$ и типа $\begin{pmatrix} r \\ t \end{pmatrix}$ получаем тензорный сплайн типа $\begin{pmatrix} p+r \\ q+t \end{pmatrix}$ двух переменных, каждая компонента которого есть сплайн двух переменных $G_{n,m,v,\mu}(x, y)$, который является произведением сплайнов одной переменной $S_{n,v}(x)$ и $R_{m,\mu}(y)$.

Операцию свертывания тензорных сплайнов определим, согласно [3], следующим образом. Свертывание введем для любого тензорного сплайна типа $\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix}$ при условии, что все его компоненты имеют одну сетку разбиения.

Определение. Свертыванием тензорного сплайна типа $\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix}$ одной переменной $S(x)$ по первому контравариантному и второму ковариантному индексам называется операция, в результате которой получаем тензорный сплайн $L(x)$ типа $\begin{pmatrix} p-1 \\ q-1 \end{pmatrix}$, каждая компонента которого задается формулой $L_{j_1 j_3 \dots j_q}^{i_2 i_3 \dots i_p} = S_{j_1 \alpha j_3 \dots j_q}^{\alpha i_2 i_3 \dots i_p} = \sum_{\alpha=1}^k S_{j_1 \alpha j_3 \dots j_q}^{\alpha i_2 i_3 \dots i_p}$.

Замечание. Аналогично можно определить операцию свертывания тензорного сплайна по любым другим ковариантному и контравариантному индексам.

Заключение

Получены следующие результаты: обобщена процедура интерполирования исходного состояния дискретизированного сигнала с помощью сплайн-функций. При восстановлении дискретизированных полей предложено обобщение понятия сплайн-функций с помощью понятия тензора. Введено в рассмотрение понятие тензорного сплайна, рассмотрены некоторые операции над тензорными сплайнами.

Список литературы: 1. Родимов А. П., Поповский В. В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь, 1984. 272 с. 2. Завьялов Ю. С., Квасов Б. И., Мирошниченко В. Л. Методы сплайн-функций. М.: Наука, 1980. 352 с. 3. Рашевский П. К. Риманова геометрия и тензорный анализ. М.: Наука, 1967. 664 с. 4. Тихонов В. И., Кульман Н. К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием. М.: Сов. радио, 1975. 704 с.

Одесская национальная
академия связи им. О. С. Попова

Поступила в редколлегию 12.09.2007

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ МНОГОПУТЕВОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ С ОГРАНИЧЕНИЕМ КОЛИЧЕСТВА ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ПУТЕЙ

Введение

Многопутевая маршрутизация (МПМ) в современных мультисервисных телекоммуникационных сетях (ТКС) является эффективным средством повышения производительности сети и отказоустойчивости маршрутных решений, обеспечения скоростных и вероятностно-временных показателей качества обслуживания, а также сбалансированной загрузки сетевых ресурсов (Load-Balancing Routing, Traffic Engineering) [1, 2]. Как показал анализ, реализация многопутевой стратегии маршрутизации в существующих транспортных технологиях – IP (Internet Protocol), ATM (Asynchrony Transfer Mode) и MPLS (MultiProtocol Label Switching) кроме отмеченных достоинств имеет и ряд следующих недостатков:

- сложность обеспечения гарантий качества обслуживания в т.ч. одновременно по множеству показателей;
- увеличение объемов маршрутных таблиц, приводящее к снижению масштабируемости получаемых решений, ввиду необходимости мониторинга состояний большого количества узлов и трактов передачи и поддержания показателей качества обслуживания;
- сложность сборки сообщений из пакетов, которые следуют по различным путям, что в современных технологиях наиболее характерно для IP-сетей;
- рост объемов циркулируемой служебной информации, связанный с установлением и поддержкой не одного, а одновременно нескольких путей;
- прогнозируемое повышение доли адресной информации в структуре пакетов, следующих по различным маршрутам, т.к. необходимо учитывать не только целевой, но и исходный адрес, а также информацию транспортного и, быть может, более высоких уровней при передаче пакетов одного и того же трафика по разным маршрутам (например, для того чтобы обеспечить поддержку классов обслуживания).

Ниже остановимся на особенностях реализации многопутевой маршрутизации в современных транспортных технологиях, с выяснением причин возникающих при этом проблем и возможных направлений их решения.

Особенности реализации многопутевой маршрутизации в технологии IP

Отличительной особенностью стека протоколов TCP/IP является поддержка дейтаграммного способа доставки сообщений, когда последние разбиваются на отдельные дейтаграммы (пакеты), которые следуют каждый по своему маршруту. В этой связи неизбежно возникает проблема сборки сообщений, заключающаяся в сложности упорядочивания пакетов одного и того же сообщения, а также в необходимости их буферизации и выравниванию задержки, ввиду неконтролируемого джиттера пакетов, следующих по различным путям.

В IP-сетях у каждого пакета, длина которого может колебаться от 1500 до 65535 байт, в обязательном порядке должна присутствовать адресная информация – 8 байт (рис.1), что приблизительно составляет от 0.01 до 0.5 % от общей длины пакета.

0	4	8	12	16	20	...	1500-65535
IP	Version (4 бита) IHL (4 бита) Type of Service (8 бит) Total Length (16 бит)	Identification (16 бит) Flags (4 бита) Fragment Offset (12 бит)	Time to Live (8 бит) Protocol (8 бит) Header Checksum (16 бит)	Source Address (32 бита)	Destination Address (32 бита)	Options/ Padding	Поле Данных

Рис. 1

Кроме того, в технологии IP принят так называемый одношаговый (hop-by-hop) подход к поддержке маршрута продвижения пакета (рис. 2), т.е. каждый транзитный маршрутизатор

принимает участие в выборе только одного шага (hop) передачи пакета. Это оказывает существенное влияние на рост размера маршрутных таблиц, хранящихся и постоянно обновляющихся на маршрутизаторах ТКС.

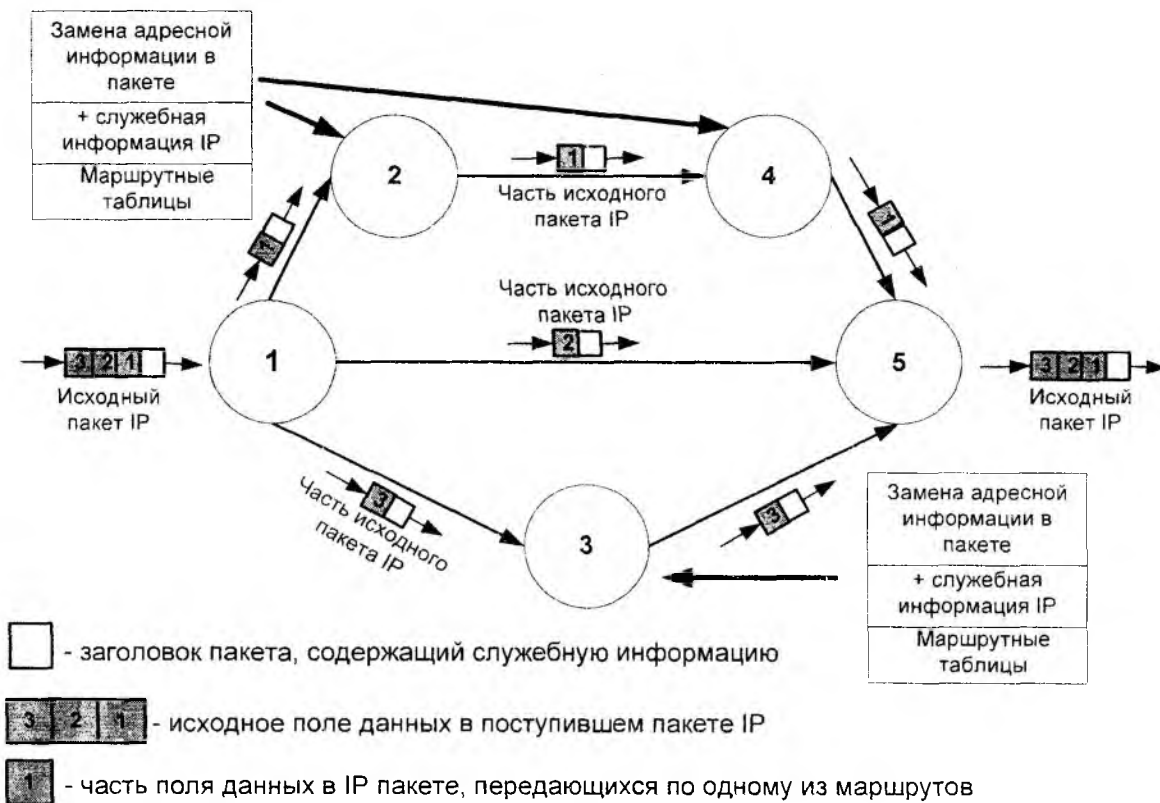


Рис. 2

В первоначальном виде, IP-сети ввиду реализации дейтаграммного способа доставки сообщений не поддерживают гарантии качества связи, ограничиваясь уровнем качества сервиса «best effort service». С переходом от однопутевых стратегий маршрутизации к многопутевым в сетях IP несколько модифицированы поддерживаемые протоколы маршрутизации: RIP (Routing Internet Protocol), IGRP (Interior Gateway Routing Protocol), EIGRP (Extended IGRP), IS-IS (Intermediate System – to – Intermediate System), в которых заложены эвристические процедуры балансировки нагрузки по путям как с равной, так и с различной стоимостью (метрикой). Например, протоколы RIP выполняют автоматическую балансировку нагрузки одновременно по шести маршрутам с равной стоимостью, а в протоколах IGRP и EIGRP количество используемых путей с различной метрикой определяется преимущественно административно с помощью команды «variance» [3].

Особенности многопутевой маршрутизации в технологиях, ориентированных на соединение – ATM, Frame Relay и MPLS

В технологии ATM в качестве протокольной единицы принят пакет фиксированной длины – ячейка (рис. 3), включающая заголовок (5 байт) и информационное поле (48 байт), поэтому вне зависимости от реализации однопутевой или многопутевой стратегии маршрутизации, объем адресной служебной информации не изменяется и составляет 10.5 % от общей длины ячейки. Пропорционально увеличению количества используемых путей растет и объем служебной информации для установления и поддержки соединений между сетевыми узлами – коммутаторами ATM [4].

Технология ATM – технология, ориентированная на установление соединений, в этой связи она хорошо адаптирована под решение задач гарантированного качества обслуживания, т.к. контроль показателей качества связи вдоль одного пути не самая

сложная задача. Однако и она несколько осложняется ввиду необходимости реализации многопутевой стратегии маршрутизации.



Рис. 3

Следует учесть, что при однопутевой маршрутизации все передаваемые пакеты имеют один и тот же заголовок, а при реализации многопутевой маршрутизации, к пакетам прикрепляются заголовки фиксированной длины с различной адресной информацией, в зависимости от используемого маршрута. Основной функцией заголовка является идентификация виртуального соединения с помощью идентификатора и обеспечение гарантии правильной маршрутизации. Чтобы пакеты содержали адрес узла назначения, и в то же время процент служебной информации не превышал размер поля данных пакета, в технологии ATM применен стандартный для территориально-распределенных ТКС прием – передача ячеек в соответствии с техникой виртуальных каналов с длиной номера виртуального канала в 24 бита, что вполне достаточно для обслуживания большого количества виртуальных соединений каждым портом коммутатора сети ATM. На основе техники виртуальных каналов коммутаторы ATM пользуются 20-байтными адресами конечных узлов для маршрутизации трафика. Для сетей ATM определен протокол маршрутизации PNNI (Private NNI), с помощью которого коммутаторы могут строить таблицы маршрутизации автоматически.

В транспортной технологии Frame Relay для передачи данных, также как и в ATM технологии, используется техника виртуальных соединений. При многопутевой маршрутизации в заголовке пакетов изменяется поле номера виртуального соединения (Data Link Connection Identifier, DLCI), состоящее из 10 бит и позволяющее поддерживать до 1024 виртуальных соединений (рис. 4).

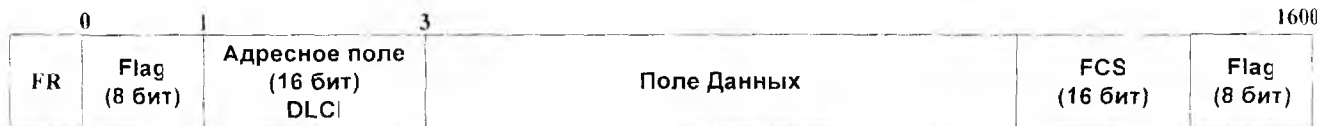


Рис. 4

Десятиразрядный формат DLCI является основным, но при использовании трех байт для адресации поле DLCI имеет длину 16 бит, а при использовании четырех байт – 23 бита. Соответственно, в технологии Frame Relay также используется фиксированная длина заголовка. Увеличение объема служебной информации происходит за счет расширения маршрутных таблиц в оконечных узлах.

В технологии MPLS передача данных происходит на основе замены меток в пакетах с использованием информации о маршрутах, причем к каждому пакету прикрепляется метка с соответствующим адресом передачи (рис. 5).

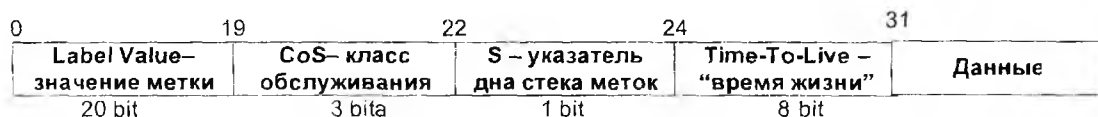


Рис. 5

Метка представляет собой короткий элемент фиксированной длины, используемый для локальной идентификации класса эквивалентности пересылки FEC (Forwarding Equivalence Classes). Поле MPLS метки состоит из заголовка и 20-битовой метки фиксированной длины [5]. С одной стороны, метка может быть ассоциирована с группой маршрутов, тем самым обеспечивая более высокую масштабируемость маршрутных решений. Многопутевая маршрутизация является результатом реализации механизма управления трафиком – Traffic Engineering.

В отличие от IP в данных технологиях при передаче пакетов используется маршрутизация от источника – Source Routing (рис. 6). В этом случае выбор маршрута производится конечным узлом или первым маршрутизатором на пути пакета, а все остальные маршрутизаторы только обрабатывают выбранный маршрут, осуществляя коммутацию пакетов, то есть передачу их с одного порта на другой на основе содержания таблиц коммутации меток, которые имеют размерность значительно меньше, чем таблицы маршрутизации в сетях IP.

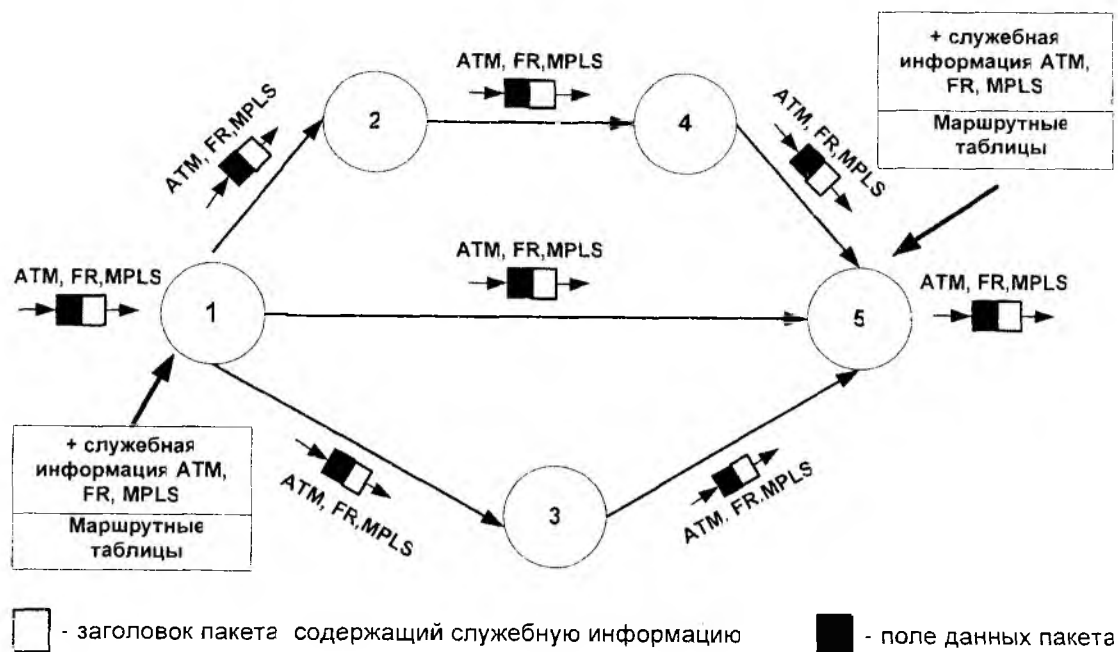


Рис. 6

Таким образом, в качестве промежуточных выводов следует отметить, что минимизировать возникающие при реализации многопутевой стратегии маршрутизации проблемы на технологическом уровне целесообразно путем организации виртуальных каналов и путей для каждого поддерживаемого маршрута. Подобное решение является более выигрышным по сравнению с дейтаграммным способом передачи сообщений, особенно, что касается последующей сборки пакетов в сообщения. Выше перечисленные недостатки в основном возникают из-за большого количества использованных путей при реализации многопутевой стратегии маршрутизации. Обоснованное уменьшение числа маршрутов приведет к минимизации данных проблем, т.к. количество используемых путей с современных протоколах определяется эмпирически, основываясь на инженерной интуиции и опыте администратора сети, что не может не сказаться на качестве решения задач многопутевой маршрутизации. В этой связи актуальной представляется задача теоретического обоснования количества используемых путей или его верхнего порога в ходе решения задач МПМ.

Анализ теоретических решений задач многопутевой маршрутизации

Несмотря на достаточно большое разнообразие постановок задач многопутевой маршрутизации, на сегодня существует два сравнительно больших класса моделей маршрутизации – графовые и потоковые. Первые модели основаны на представлении структуры ТКС в виде графа с дальнейшим поиском на взвешенных дугах кратчайшего мультипути. Тенденция к административному, т.е. теоретически необоснованному выбору числа путей сохраняется и во вновь предлагаемых графовых моделях многопутевой маршрутизации. Недостатки подобных графовых моделей и комбинаторных алгоритмов поиска кратчайшего мультипути связаны с ограниченными возможностями обеспечения сбалансированной загрузки сети и QoS одновременно по нескольким.

Потоковые модели более полно описывают не только структуру сети, но и характеристики трафика, показатели качества обслуживания. Основными представителями потоковых

моделей являются модели, предложенные Галлагером [6,7], Сегалом [8] и В.М. Вишневым [9]. Общей чертой этих моделей Галлагера и Сегала является то, что с их использованием осуществляется балансировка нагрузки по всем возможным путям в сети, что ввиду территориально-распределенного характера современных ТКС не всегда является приемлемым. Следует отметить, что в данных моделях используются все возможные пути для передачи трафика, что имеет ряд недостатков, указанных выше. В отличие от них модель, предложенная В.М. Вишневым [9], в рамках затронутой проблемы предлагает решение с явным заданием числа поддерживаемых путей в сети. С помощью данной модели, решается задача определения оптимальных маршрутов в ТКС по критерию средней задержки с выполнением следующего условия сохранения потока:

$$\sum_{k=1}^m x_{kl}^{(i,j)} - \sum_{k=1}^m x_{lk}^{(i,j)} = \begin{cases} -1, l = i; \\ 0, l \neq i, j; \\ 1, l = j, \end{cases} \quad (1)$$

$$0 \leq x_{kl}^{(i,j)} \leq 1 \quad (i, j, k, l = \overline{1, m}), \quad (2)$$

где $x_{kl}^{(i,j)}$ – доля потока в тракте (k, l) , пакеты которого передаются от i -го узла к j -му, m – общее количество сетевых узлов.

С целью определения используется ли выбранный тракт передачи для решения задачи многопутевой маршрутизации или нет, вводится переменная [9]:

$$v_{kl}^{(j)} = \begin{cases} 1, \text{если } \sum_{i=1}^m x_{kl}^{(i,j)} > 0, \\ 0, \text{если } \sum_{i=1}^m x_{kl}^{(i,j)} = 0; \end{cases} \quad (i, j, k, l = \overline{1, m}). \quad (3)$$

Иными словами, переменная $v_{kl}^{(j)} = 1$, если тракт передачи (k, l) используется для передачи пакетов потока в j -й узел-получатель от i -го узла-отправителя; и равна 0 – в противном случае.

Условие реализации K -путевой маршрутизации выглядит следующим образом:

$$\sum_{l=1}^m v_{kl}^{(j)} \leq K \quad (j, k = \overline{1, m}), \quad (4)$$

где K – ограничение на число исходящих линий, используемых для передачи данных из каждого k -го узла к j -му узлу-получателю.

Недостаток данной модели состоит в отсутствии процедуры или рекомендаций по выбору и обоснованию численного значения параметра K (4). Таким образом, в перспективных моделях и алгоритмах (методах) маршрутизации необходимо предусматривать процедуру адаптивного ограничения количества поддерживаемых путей для повышения масштабируемости решений задач многопутевой маршрутизации.

Определение верхнего порога для числа путей в решении задач многопутевой маршрутизации

Как показано в работах [10, 11], количество рассчитываемых путей в случае использования тензорных моделей МПМ определяется автоматически в зависимости от уровня требований к качеству обслуживания. Другими словами, в рамках данных моделей многопутевая маршрутизация – не самоцель, а средство обеспечения заданных значений тех или иных показателей качества обслуживания. То есть, если один путь обеспечивает заданные гарантии связи, то достаточно использовать и поддерживать лишь этот единственный путь. Но для менее сложных моделей маршрутизации [12], в рамках которых не учитываются в явном виде требования к качеству обслуживания, необходимо использовать методику определения

путевого базиса и его размерности как верхнего порога для числа независимых (базисных) путей в сети [13].

В работе [13] доказано, что количество базисных путей между произвольной парой узлов на единицу больше, чем число независимых контуров [14], и может быть рассчитано следующим образом:

$$n_{path}^{(i,j)} = n - m + 2, \quad (5)$$

n – число трактов передачи в сети.

Необходимо отметить, что при реализации многопутевой маршрутизации использование независимых путей является компромиссным вариантом между использованием всех возможных (пересекающихся) или лишь непересекающихся путей. В этом нетрудно убедиться, рассмотрев следующий пример. На структуре сети (рис. 7) видно, что всего существует четыре маршрута из 1-го узла в 4-й: 1-2-4; 1-3-4; 1-2-3-4 и 1-3-2-4. Количество же независимых путей, исходя из выражения (5), равно трем (или 1-2-4; 1-3-4 и 1-2-3-4; или 1-2-4; 1-3-4 и 1-3-2-4), а непересекающихся путей всего два: 1-2-4 и 1-3-4.

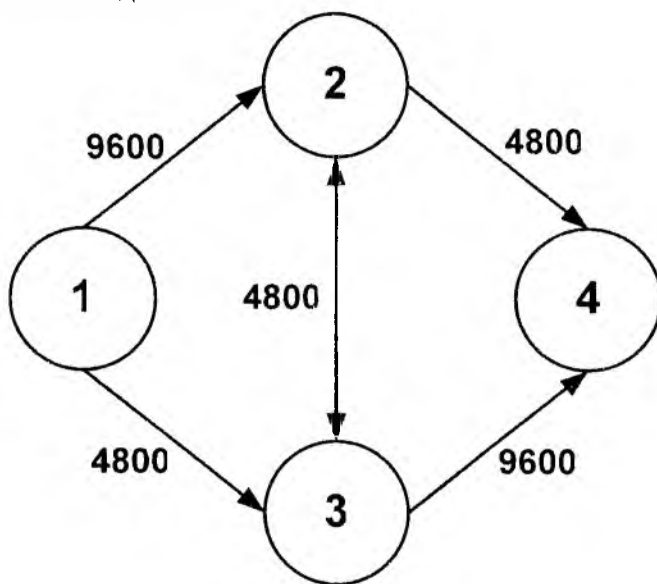


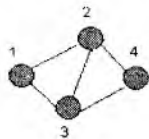
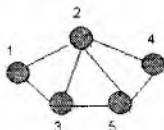
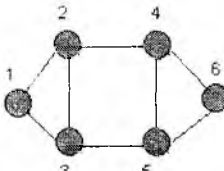
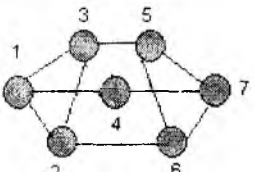
Рис. 7

При использовании независимых путей можно обслужить между первым и четвертым узлом трафик интенсивности 14400 пакетов в секунду, как и при использовании всех доступных путей, но с использованием меньшего числа маршрутов. При использовании лишь непересекающихся путей (1-2-4 и 1-3-4) интенсивность обслуживаемого трафика не превысит 9600 пакетов в секунду. Таким образом, использование непересекающихся путей приводит к потере пропускной способности, а использование всех возможных маршрутов, в свою очередь, приводит к дополнительным затратам на установление и поддержку «избыточных» путей, т.е. путей, использование которых не способствует дальнейшему росту производительности сети.

Сравнительный анализ моделей многопутевой маршрутизации с ограничением и без ограничения количества используемых путей

С целью оценки эффективности моделей многопутевой маршрутизации проведен сравнительный анализ, результаты которого приведены в таблице.

Из таблицы видно, что общее количество бесконтурных путей, как правило, значительно больше, чем число независимых путей, особенно это характерно для сетей высокой размерности. В данных случаях, для сетей из 5-6 узлов общее количество бесконтурных путей в 1,5-2 раза больше, чем количество независимых маршрутов. Для наглядности, полученные результаты показаны на рис. 8, где приведено общее количество бесконтурных путей, количество независимых путей, а также общее количество непересекающихся путей.

Структура сети	Узел отправитель-узел получатель	Общее количество бесконтурных путей	Количество независимых путей	Количество непересекающихся путей
	1-4	4	3	2
	1-5	7	4	2
	1-6	8	4	2
	1-7	9	5	3

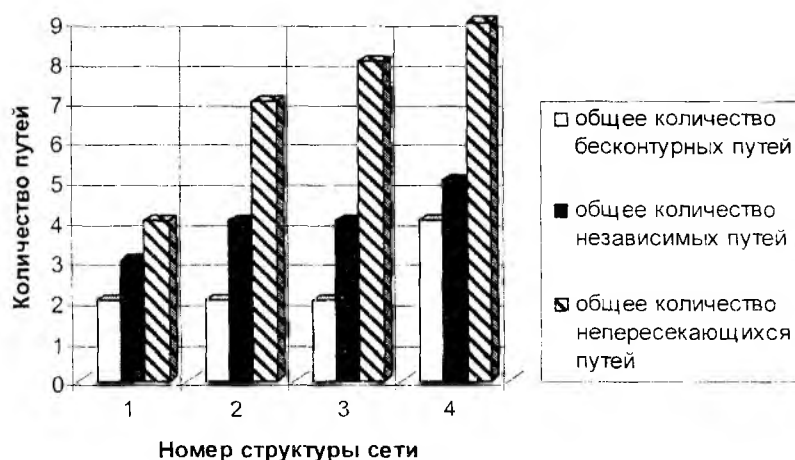


Рис. 8

Выводы

Таким образом, одной из причин возникновения рассмотренных основных проблем при реализации многопутевой маршрутизации в современных технологиях является использование большого количества маршрутов в сети. Причем, в существующих технологических и теоретических решениях задач многопутевой маршрутизации отсутствует процедура определения необходимого количества путей, и это число задается эмпирически или же используются все доступные маршруты. Нужно отметить, что для повышения эффективности многопутевой маршрутизации (снижения объемов служебной информации и повышения оперативности решений) в современных технологиях необходимо реализовывать стратегию маршрутизации от источника, основанную на использовании виртуальных путей и каналов.

В ходе сравнительного анализа различных решений МПМ получены результаты, которые свидетельствуют о том, что целесообразно использовать число путей, которое не превышает их базисное число в ТКС. Это позволит обеспечить те же значения произво-

дительности ТКС, что и при использовании всех бесконтурных путей, но значительно (в 1.5-2 раза и более) уменьшить число устанавливаемых и поддерживаемых путей в сети, повысив тем самым масштабируемость маршрутных решений и пропорционально сократив при этом объемы циркулирующего служебного трафика.

Список литературы: 1. *Остерлох Х.* Маршрутизация в IP-сетях. Принципы, протоколы, настройка. С.Пб.: ВHV-С.Пб., 2002. 512 с. 2. *Вегения Ш.* Качество обслуживания в сетях IP: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 386 с. 3. *Руденко И.* Маршрутизаторы CISCO для IP-сетей. М.: КУДИС-ОБРАЗ, 2003. 656 с. 4. *Денисова Т.Б., Лихтциндер Б.Я., Назаров А.Н., Симонов М.В., Фомичев С.М.* Мульти-сервисные ATM сети. М.: Эко Трендз, 2005. 320 с. 5. *Гольдштейн А.Б., Гольдштейн Б.С.* Технология и протоколы MPLS. М.: Эко-Трендз, 2005. 304 с. 6. *Бертсекас Д., Галлагер Р.* Сети передачи данных. М.: Мир, 1989. 544 с. 7. *Gallager R. G.* A minimum delay routing algorithm using distributed computation // IEEE Trans. on communications. 1975. Vol. 25, №1. P.73-85. 8 *Segall A.* The modeling of adaptive routing in data-communications networks // IEEE Trans. on communications, 1975. Vol. 25. №1. P. 85-95. 9. *Вишневецкий В.М.* Теоретические основы проектирования компьютерных систем. М.: Техносфера, 2003. 512 с. 10. *Лемешко А.В.* Тензорная модель многопутевой маршрутизации агрегированных потоков с резервированием сетевых ресурсов, представленная в пространстве с кривизной // Праці УНДІРТ. Вип. №4 (40). Одеса: Видання УНДІРТ, 2004. С. 12-18. 11. *Дробот О.А.* Комплексная модель обеспечения гарантированного качества обслуживания с реализацией динамических стратегий распределения сетевых ресурсов // Радиотехника: всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2007. № 148. С.43-54.12. *Lee G. M.* A survey of multipath routing for traffic engineering // Proc. of LNCS 3391. Springer-Verlag, 2005. Vol. 4. P. 635-661. 13. *Лемешко А.В., Евсеева О.Ю., Дробот О.А.* Методика выбора независимых путей с определением их количества при решении задач многопутевой маршрутизации // Праці УНДІРТ. Випуск №4 (48). Одеса: Видання УНДІРТ, 2006. С. 69-73. 14. *Крон Г.* Тензорный анализ сетей: Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1978. 719 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 13.10.2007

АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ МЕХАНИЗМОВ БОРЬБЫ С ПЕРЕГРУЗКАМИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

Введение

Ввиду гетерогенного и мультисервисного характера современных телекоммуникационных сетей (ТКС), а также широкого применения конвергентных и мультипротокольных решений, все острее становится задача анализа и обеспечения наблюдаемости, управляемости и, прежде всего, устойчивости функционирования сети, особенно в условиях близких к перегрузкам. Однако эвристические схемы и комбинаторные алгоритмы, положенные в основу существующих средств борьбы с перегрузками – механизмов управления очередями, протоколов маршрутизации и др., нередко сами провоцируют потерю устойчивости функционирования ТКС. Примером тому может служить перегрузка «кратчайшего» пути при реализации преимущественно однопутевых стратегий маршрутизации (в протоколах RIP, IGRP/EIGRP, OSPF, PNNI); или не всегда обоснованное ограничение длины очереди (RED, WRED) и поступающей в ТКС нагрузки (Traffic Shaping, Committed Access Rate) ввиду неадекватной реакции на нестационарный характер интенсивности сетевого трафика [1].

В этой связи актуальной научной и практической задачей является разработка новых и/или усовершенствование существующих моделей и методов борьбы с перегрузками, которые бы позволили еще на этапе формализации задач управления сетевыми ресурсами определить области устойчивого функционирования ТКС в условиях стохастического изменения как характеристик абонентского трафика, так и отдельных структурных и функциональных параметров сети (например, скорости каналов связи или производительности сетевых узлов).

Кинетическая модель TCP-сеанса передачи данных при управлении длиной очереди с использованием механизма RED

Максимально точно оценить область устойчивого или неустойчивого функционирования ТКС можно, лишь располагая адекватным математическим описанием – моделью того или иного сетевого процесса информационного обмена или управления, учитывающей стохастическую природу и динамику изменения состояния сети. В этой связи заслуживает внимания модель, описывающая процесс изменения скорости передачи данных TCP-сеанса при управлении длиной очереди с использованием механизма RED (Random Early Detection) [2]. Модель основана на рассмотрении простейшего фрагмента IP-сети, состоящего из двух сетевых узлов, которые при установке и поддержке TCP-сеанса используют механизм RED. Основываясь на том, что сетевой узел формирует поток передаваемых данных в виде набора последовательностей сегментов данных, изменение плотности потока (скорости передачи данных) можно представить в виде стохастического дифференциального уравнения [2]:

$$\frac{d\lambda(t)}{dt} = \frac{1 - P_L(\lambda, t)}{R^2} - \frac{P_L(\lambda, t)}{2} \lambda^2(t), \quad (1)$$

где $\lambda(t)$ – плотность TCP-потока; $P_L(\lambda, t)$ – вероятность потери сегмента; R – интервал времени, в течение которого должна быть подтверждена неискаженная доставка каждой из переданных последовательностей (время отклика канала).

Усредненное значение плотности потока за время наблюдения Δt имеет вид

$$\lambda(t) = \frac{\bar{w}(t)}{R}, \quad (2)$$

где $\bar{w}(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N w_i(t)$ – среднее значение окна передачи по всем реализациям, N – число реализаций TCP/RED систем [2].

Тогда, изменение плотности потока записывается в виде уравнения

$$\Delta\lambda(t) \equiv \lambda(t + \Delta t) - \lambda(t) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{1}{R} [w_i(t + \Delta t) - w_i(t)]. \quad (3)$$

В свою очередь, поток $\lambda(t)$ связан с объемом переданных данных соотношением

$$\lambda(t) = \frac{dB(t)}{dt}, \quad (4)$$

где $B(t)$ – объем переданных сегментов данных.

Таким образом, математическая модель сеанса передачи данных при управлении длиной очереди с использованием механизма RED (1)-(4) носит четко выраженный нелинейный характер, основываясь на которой необходимо определить и проанализировать области устойчивого функционирования сети с целью своевременного выявления и предотвращения перегрузки ТКС и связанных с этим потерь пакетов (сегментов).

Обзор методов анализа устойчивости динамических систем

С точки зрения математики, под устойчивостью понимается характер реакции динамической системы, каковой является ТКС, на малое возмущение ее состояния. Условимся, что если незначительные вариации структурных и функциональных параметров сети не вызывают существенного изменения состояния ТКС, то она называется устойчивой, а в противном случае – неустойчивой. При этом различают различные типы устойчивости – устойчивость в малом и большом; эквивасимптотическая, асимптотическая и равномерная асимптотическая устойчивость в целом и т.д. Для анализа различных типов устойчивости в настоящее время предложено достаточно большое количество методов, свой вклад в создание, развитие и усовершенствование которых внесли Ньютон (уравнение движения маятника), Леонард Эйлер (вариационное исчисление для определения равновесных конфигураций сжатой упругой колонны), Жозеф-Луи Лагранж (аналитическая механика, энергетическое условие устойчивости), Гамильтон (система обыкновенных дифференциальных уравнений механики первого порядка), Анри Пуанкаре (теория бифуркаций, качественная теория динамических систем), А. А. Ляпунов (метод функций Ляпунова), А. А. Андронов (структурная устойчивость) и др.

В общем случае для исследования устойчивости динамических систем может применяться метод функций Ляпунова [3]. Однако в ряде важных случаев с помощью функций Ляпунова можно получить лишь качественные результаты, поэтому широкое распространение получили теория бифуркаций динамических систем и теория катастроф [4], с помощью которых можно проанализировать причины и последствия внезапных скачкообразных изменений в поведении динамической системы при незначительном изменении ее внутренних параметров или внешних условий. В целом, в отличие от классических методов математического анализа, позволяющих исследовать плавные непрерывные процессы, теория бифуркаций и теория катастроф представляют собой универсальный инструмент исследования скачкообразных переходов, разрывов, внезапных качественных изменений. Использование данных теорий при математическом описании ТКС открывает широкие возможности по обеспечению ее структурной и функциональной устойчивости по отношению к резким непредвиденным изменениям ее структуры (например, при выходе из строя сетевого элемента или целого участка сети), а также условий функционирования (например, при скачкообразном увеличении интенсивности поступающего в сеть трафика или изменении пропускной способности каналов связи).

Общая методика анализа устойчивости и бифуркаций стационарных состояний динамических систем

Принято, что типичной моделью динамической системы является обыкновенное дифференциальное уравнение

$$\frac{dx(t)}{dt} = \dot{x} = F(x, \mu), \quad (5)$$

где $x(t)$ – переменная состояния, F – некоторая функция состояния, характеризующая закон эволюции, μ – параметр системы [5]. Если задано начальное состояние $x(t_0)$, то существует единственное решение уравнения (5), которое предсказывает будущее состояние $x(t)$ для любых $t > t_0$.

Если число переменных состояния равно двум (или более), то моделью будет система двух (или более) уравнений:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = F_1(x_1, x_2, \mu), \\ \dot{x}_2 = F_2(x_1, x_2, \mu). \end{cases} \quad (6)$$

В связи с тем, что проблема устойчивости связана с анализом реакции системы на малое возмущение ее состояния, на первом этапе она может быть исследована в рамках линейного приближения. Пусть $x^0(t)$ есть некоторое частное решение уравнения (5). Устойчивость этого решения (состояния) мы хотим исследовать. Введем в рассмотрение переменную $y(t)$, которая задает малое отклонение от частного решения:

$$y(t) = x(t) - x^0(t), \quad (7)$$

где $x(t)$ – возмущенное решение.

Таким образом, задача анализа устойчивости состоит в исследовании изменения во времени малого возмущения, в данном случае $y(t)$, которая подчиняется уравнению (5). Эволюцию возмущения $y(t)$ можно представить в виде линейного уравнения

$$\dot{y} = A(t)y, \text{ где } A(t) = \left. \frac{dF}{dx} \right|_{x=x^0(t)}, \quad (8)$$

которое получено с учетом разложения функции F в степенной ряд в окрестности частного решения $x^0(t)$ [5]:

$$F(y) = \left. \frac{dF}{dx} \right|_{x=x^0(t)} \cdot y(t) + \left. \frac{d^2F}{dx^2} \right|_{x=x^0(t)} \cdot y^2(t) + \dots, \quad (9)$$

где производные функции F должны вычисляться в точках, соответствующих частному решению $x^0(t)$.

Результат (8) можно обобщить на случай двух и более переменных состояния. Например, в случае двух переменных состояния уравнение (8) примет вид

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = a_{11}y_1 + a_{12}y_2; \\ \dot{y}_2 = a_{21}y_1 + a_{22}y_2 \end{cases}, \quad (10)$$

где

$$a_{ij} = \left. \frac{dF_i}{dx_j} \right|_{x_j=x_j^0}; \quad i, j = 1, 2.$$

Если одномерное уравнение (5) описывает эволюцию исключительно в окрестности стационарных состояний, то уравнение (6) может иметь в качестве решения не только стационарные, но и периодические решения.

Изменение параметра μ в уравнении (5) может вызвать потерю устойчивости одного состояния (или режима функционирования) системы и переход ее в другое, отличное от первого состояния [5, 6, 7]. Это явление называется *бифуркацией* (от слова раздвоение), а значение параметра, при котором оно происходит, – *точкой бифуркации*. В математике и физике существует понятие грубости или структурной устойчивости. Суть этого понятия в том, что при малом изменении параметра грубая система хоть и изменяет в деталях режим функцио-

нирования, но не существенно. С этой точки зрения для грубых систем переход через точку бифуркации означает смену одного структурно устойчивого режима на другой, при этом в точке бифуркации система не является грубой: малое изменение параметра в ту или иную сторону приводит к резким изменениям состояния.

Анализ устойчивости и точек бифуркации ТСР-сеанса передачи данных

Используем приведенную методику для анализа устойчивости состояний динамической системы, заданной уравнением (1) для случая независимости вероятности потери сегмента данных P_L от времени и плотности потока $\lambda(t)$, т.е. $P_L(t, \lambda) = const$.

Шаг 1. Согласно методике на первом шаге осуществляем поиск стационарных состояний системы (1), для которых характерно $\frac{d\lambda(t)}{dt} = 0$. В результате решения уравнения полу-

чаем два корня $\lambda_1^0 = \sqrt{\frac{2(1-P_L)}{P_L R^2}}$ и $\lambda_2^0 = -\sqrt{\frac{2(1-P_L)}{P_L R^2}}$.

Шаг 2. На втором шаге производим анализ устойчивости системы в окрестности полученных стационарных точек. Рассмотрим уравнение для возмущений (8) применительно к первому стационарному состоянию λ_1^0 :

$$\dot{y} = -(P_L \lambda_1^0) y = \left(-\frac{\sqrt{2P_L(1-P_L)}}{R}\right) y = Ay, \quad (11)$$

где $A = \left. \frac{dF}{d\lambda} \right|_{\lambda_1^0} = -\frac{\sqrt{2P_L(1-P_L)}}{R}$.

Решением уравнения (11) будет $y = \exp(At)$. Возмущение y экспоненциально затухает во времени (A есть отрицательное число). Это означает, что состояние λ_1^0 устойчиво. Так как второе состояние λ_2^0 отличается от первого только знаком, то решение уравнения (11) в этом случае будет экспоненциально нарастающим во времени (рис. 1), т.е. стационарное состояние λ_2^0 неустойчиво.

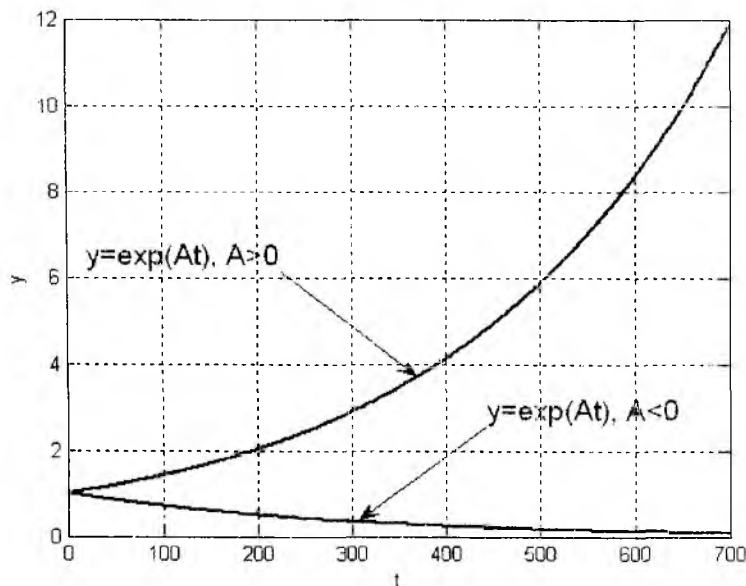


Рис. 1

Учитывая, что $\lambda(t)$ определяет плотность потока сегментов данных, т.е. $\lambda(t) > 0$, то решением уравнения (1) может быть только положительный корень. Следовательно, стационар-

нарное состояние λ_1^0 устойчиво, что говорит об устойчивости модели (1) в рамках предложенной методики.

Шаг 3. Следующим шагом является математический анализ бифуркаций, в широком смысле обозначающих всевозможные качественные перестройки или метаморфозы в поведении системы при изменении параметров, от которых ее работа зависит [6]. В данном случае устойчивость определяется знаком производной в правой части уравнения (1) в стационарной точке, то есть знаком величины A (8).

При уменьшении значения первого слагаемого $a = \frac{1 - P_L(t)}{R^2}$ в уравнении (1) величина A приближается к нулевому значению и, в конечном счете, при $a = 0$ параметр A обращается в нуль. Более того, при $a = 0$ оба стационарных состояния сливаются в одно ($A = 0$).

Далее, если $a < 0$, то стационарных состояний нет вовсе. В этом случае $\lambda_{1,2}^0 = \pm j \sqrt{\frac{2(1 - P_L)}{P_L R^2}}$ (j – мнимая единица), т.е. при $a < 0$ становятся чисто мнимыми.

Согласно определению, точкой бифуркации будет значение $A = 0$. Касательно исследуемой модели такой случай возникает при $P_L = 1$, то есть в предельном случае, когда все пакеты отбрасываются. Таким образом, до того, как буфер на сетевом узле полностью загрузится, с некоторого момента времени с увеличением объема поступающего трафика возрастает вероятность потери сегментов. При этом уравнение (1) имеет одно стационарное решение, которое является устойчивым. Однако в случае, когда буфер переполняется, все приходящие на узел пакеты отбрасываются с вероятностью $P_L = 1$, что с точки зрения устойчивости приводит к возникновению явления бифуркации. Все сказанное говорит об адекватности исследуемой модели реальному процессу передачи данных.

Пример решения задачи на анализ устойчивости TCP-сеанса

Результаты проведенного анализа можно продемонстрировать на примере фрагмента сети транспортного уровня, приняв время отклика канала $R = 0.2 \text{ мс}$, вероятность потерь сегментов $P_L = 0.025$. Графически решения уравнения (1) при различных начальных состояниях ($\lambda_1(0) = 0.06 \text{ Мбит/с}$, $\lambda_2(0) = 0.6 \text{ Мбит/с}$, $\lambda_3(0) = 1.8 \text{ Мбит/с}$, $\lambda_4(0) = 3 \text{ Мбит/с}$ для размера окна передачи 1, 10, 30 и 50 сегментов соответственно) изображено на рис. 2.

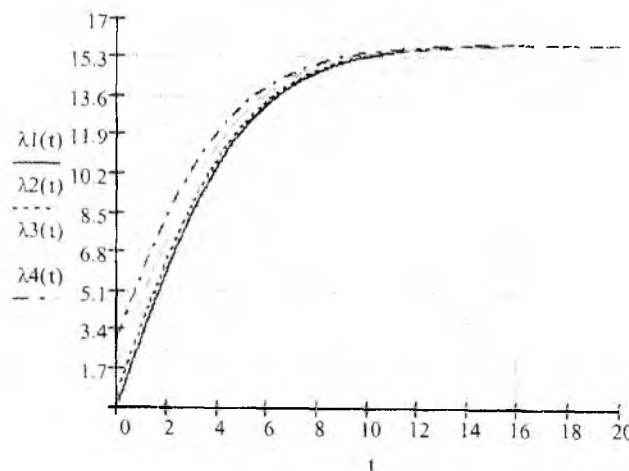


Рис. 2

Из рис. 2 видно, что согласно модели (1) для фиксированного значения времени отклика канала R и вероятности потерь сегментов $P_L \leq 1$ со временем скорость изменения плотности

потока $\frac{d\lambda(t)}{dt}$ устанавливается на некотором значении. Правильность полученных выводов относительно устойчивости ТСР-сеанса можно проверить, построив графики, представленные на рис. 3. По графику, где показана зависимость величины $\frac{d\lambda(t)}{dt}$ от значения потока $\lambda(t)$ и параметра $a = \frac{1-P_L}{R^2}$ при фиксированной вероятности P_L (рис. 3, а), можно наблюдать, что полученная поверхность пересекает ось a в точке $\lambda_1^0 = \sqrt{\frac{2(1-P_L)}{P_L R^2}}$, которая является стационарным решением уравнения (1).

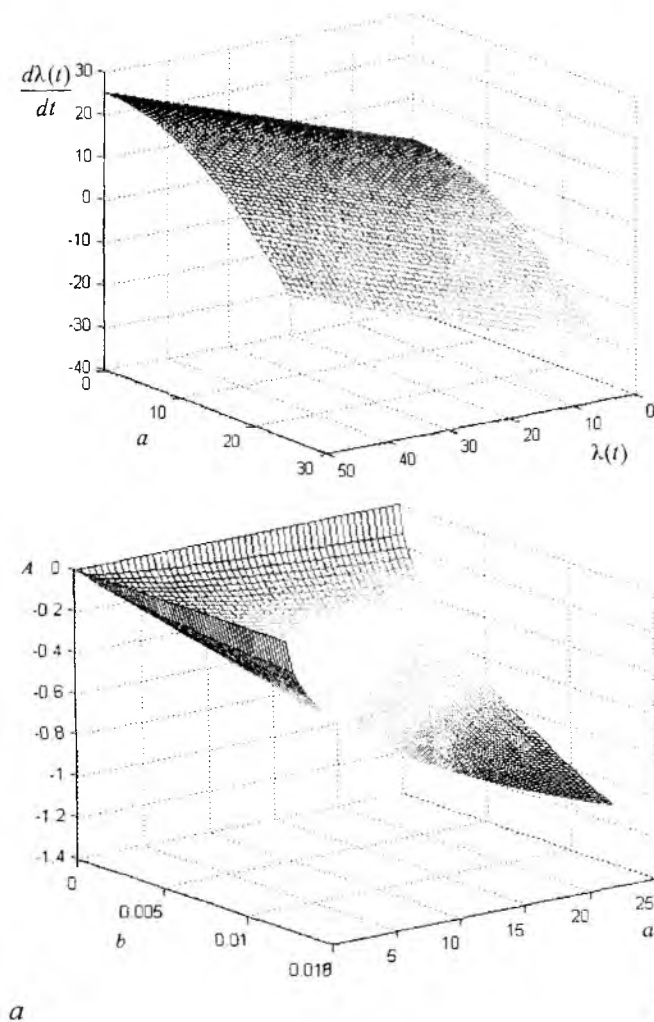


Рис. 3

На рис. 3, б показана зависимость величины возмущения $A = -\frac{\sqrt{2P_L(1-P_L)}}{R}$ от параметров a и $b = \frac{P_L}{2}$, из которой видно, что параметр A везде отрицателен, т.е. возмущение $y = \exp(At)$ экспоненциально убывает во времени, что свидетельствует об устойчивости стационарного состояния λ_1^0 . Значение $A = 0$ является точкой бифуркации.

Выводы

Таким образом, немаловажную роль в функционировании ТКС играют задачи обеспечения структурной и функциональной устойчивости. На сегодняшний день их решение осуществляет-

ся, преимущественно, с использованием разнообразных технологических приемов, что в условиях ограниченности сетевых ресурсов и нестационарности трафика нередко приводит к возникновению разрывов сеанса связи, перегрузке маршрутизаторов и каналов связи. В этой связи решение задачи обеспечения устойчивости ТКС должно достигаться, прежде всего, на уровне ее математического описания. Сами же условия устойчивости могут быть сформулированы либо как дополнительные ограничения в рамках существующих моделей и методов сетевого управления: распределения канальных и буферных ресурсов, маршрутизации, управления трафиком и др., либо как некоторая целевая функция, особенно в условиях резкого ухудшения условий функционирования системы, например, перегрузки сетевых элементов или ТКС в целом.

В работе предложен подход к анализу устойчивости функционирования ТКС на основе использования теории бифуркаций, нацеленной на выявление резких качественных изменений в поведении динамических систем. Особенности применения предложенного подхода продемонстрированы на примере исследования TCP-сеанса передачи данных при управлении длиной очереди с использованием механизма RED, представленного нелинейной дифференциальной моделью. Результаты анализа свидетельствуют о том, что в целом процесс борьбы с перегрузками обладает устойчивостью при условии независимости вероятности потери сегментов данных P_L от времени и плотности потока данных $\lambda(t)$, т.е. при $P_L(t, \lambda) = const$. Точке бифуркации соответствует случай, когда отбрасываются все входящие сегменты, т.е. с вероятностью блокировки сегментов равной единице ($P_L = 1$).

Дальнейшее развитие предложенного подхода видится в исследовании более сложных моделей потерь сегментов, когда $P_L(t, \lambda) \neq const$, с целью выявления и возможного сужения области устойчивости решений используемой модели.

Список литературы: 1. Веггина Ш. Качество обслуживания в сетях IP: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 368 с. 2. Синелобов А.В. Кинетическая модель TCP-сеансов передачи данных // Электросвязь. 2005. № 2. С. 26-30. 3. Афанасьев В.Н., Колмановский В.Б., Носов В.Р. Математическая теория конструирования систем управления: Учеб. пособие для вузов: М.: Высш. шк., 1989. 447 с. 4. Томпсон Дж. М. Т. Неустойчивости и катастрофы в науке и технике: Пер. с англ.: М.: Мир, 1985. 254 с. 5. Анищенко В.С. Устойчивость, бифуркации, катастрофы // Соросовский образовательный журнал. 2000. № 6. С. 105-109. 6. Арнольд В.И. Теория катастроф. 3-е изд., доп. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1990. 128 с. 7. Арнольд В. И., Афраймовиш В. С., Ильяшенко Ю. С., Шильников Л. П. Теория бифуркаций М: ВИНТИ, 1986. Т.5. 218 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.09.2007

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ЛИЦА, ПРИНИМАЮЩЕГО РЕШЕНИЯ, В СИСТЕМАХ СЕТЕВОГО УПРАВЛЕНИЯ

Введение

Разработка и внедрение новых информационных технологий в системы сетевого управления (ССУ), влечет за собой изменение структуры системы или отдельных элементов информационного обеспечения деятельности лиц, принимающих решения (ЛПР) [1, 2]. Отмеченная трансформация приведет к изменению структуры деятельности ЛПР. Использование новых подходов к формированию и управлению информационными моделями (ИМ) [2, 3, 4] в перспективных ССУ определяет необходимость проведения дополнительных исследований деятельности ЛПР на этапе проектирования таких систем с целью учета изменившихся условий функционирования оператора. Анализ подходов к проектированию и разработке автоматизированных систем управления показывает, что главное внимание обычно уделялось антропометрическим, физиологическим и психофизиологическим особенностям ЛПР, при этом зачастую использовался машиноцентрический подход к их построению [1, 5]. Подобный подход, в свою очередь, и определял структуру системы информационного обеспечения, состав средств отображения, набор ИМ и форм представления информации о состоянии объекта управления. Современный антропологический подход к моделированию деятельности ЛПР позволяет учесть:

- возможности ЛПР по обработке информации;
- соответствие информации задачам, которые решает ЛПР;
- условия деятельности ЛПР (сложные или простые).

Расширение круга учитываемых факторов за счет использования соответствующих моделей деятельности ЛПР позволяет провести оценку времени решения задач принятия решения, а также оценить затраты времени на выполнение отдельных операций. Существенным ограничением при использовании данных моделей является то, что они разрабатываются для существующих средств ССУ (либо их макетов). Подобный подход требует значительных финансовых затрат на усовершенствование ССУ (независимо от того аппаратное или программное обеспечение требует доработки или усовершенствования). Таким образом, полученные результаты моделирования деятельности ЛПР наряду с результатами работы, полученными опытным путем, могут быть положены в основу разработки рекомендаций по практической работе на средствах ССУ, а так же нормативов по подготовке и отбору ЛПР.

Анализ известных решений

Существующие подходы ограниченно учитывают [2-5] внешние условия деятельности ЛПР (ситуации), задачи, решаемые ЛПР в складывающихся условиях обстановки, интеллектуальные процессы обработки информации и решения задач управления. Усовершенствование методов моделирования деятельности оператора должно обеспечить еще на этапе проектирования подсистемы информационного обеспечения возможности решения следующих задач:

- выявить состав задач, решаемых ЛПР;
- определить алфавит информационных признаков, необходимых для решения задачи;
- сформировать алфавит информационных элементов и требования к их отображению;
- выделить этапы деятельности ЛПР в ходе решения задач принятия решений;
- обосновать структуру информационной модели и состав средств отображения информации (СОИ);
- обосновать рекомендации по ограничениям и допущениям к решению задачи распределения информационных элементов между средствами отображения;

- обосновать требования к структуре и составу органов управления (пульты, манипуляторы, и другие средства управления).

При переходе к использованию новых информационных технологий и подходов к распределению задач между ЛПР и средствами автоматизации становится актуальной задача разработки новых методов моделирования деятельности ЛПР, которые бы позволили получить решение перечисленных выше задач. Это, в свою очередь, сократит время проектирования и разработки подсистем информационного обеспечения, а также расходы на доработку и совершенствование подсистем формирования и управления ИМ, обеспечивающих информационную поддержку процессов принятия решений ЛПР.

В литературе [1-8] представлено несколько групп методов, которые использовались для исследования деятельности ЛПР. Традиционно методы объединились в следующие группы.

Операционно-логические методы анализа деятельности предполагают анализ и синтез структур деятельности на основе языковых средств технической кибернетики, теории вероятностей, логики и теории алгоритмов, теории информации, массового обслуживания и исследования операций, теории графов и матриц.

Назначение соматографических методов – оптимизация рабочей позы, а также компоновки рабочих мест. Языковые средства обеспечиваются биомеханикой, антропометрией и техническим черчением.

Психофизиологические методы, с одной стороны, имеют целью устранение информационных и кинетических перегрузок (недогрузок), профессиональный отбор, ориентацию и обучение, а с другой – поставляют необходимые сведения, как для предметно-функциональных, так и для личностных методов. Здесь используются знания психологических и физиологических дисциплин, математический аппарат теории алгоритмов и графов.

Личностные методы предназначены для профориентации и профотбора. Они основываются на понятийном аппарате дифференциальной психологии, психологии способностей и личности, на многомерном статистическом анализе и психометрическом шкалировании.

Итерационные методы определяют этапы и процедуры формирования и уточнения модели по мере накопления опытных и теоретических данных.

Перечисленные методы не позволяют провести детальный систематический анализ операций процесса принятия решений ЛПР. Целью статьи является представление результатов разработки модели для анализа деятельности ЛПР в ССУ.

Разработка модели деятельности ЛПР

Проведение моделирования деятельности ЛПР представляет собой наиболее экономичный путь получения данных на начальном этапе проектирования и разработки комплексов средств автоматизации ССУ. В статье рассмотрены подходы к построению модели деятельности ЛПР в иерархической ССУ. Наиболее объективные результаты оценки деятельности ЛПР могут быть получены на основании опытных исследований его деятельности непосредственно на рабочих местах. Однако проведение таких исследований практически невозможно в силу больших экономических затрат.

Построение аналитической модели деятельности ЛПР зачастую затруднено в силу отсутствия адекватных способов формализованного описания интеллектуальной деятельности, отсутствия строгого алгоритма деятельности ЛПР, невозможности учета всех факторов, влияющих на процесс его деятельности. В таком случае единственным доступным способом проведения исследования деятельности оператора является проведение имитационного моделирования деятельности ЛПР. Имитационная модель позволяет учесть групповой характер деятельности при оценке состояния сети, свойства ЛПР по обработке информации, отразить особенности его работы с различными устройствами отображения информации, учесть необходимые затраты времени на выполнение действий по преобразованию ИМ в концептуальную модель. В дальнейшем при разработке модели деятельности ЛПР ограничимся разработкой дедуктивной решающей с отставленным обслуживанием модели его деятельности [7, 8].

За основу метода формирования модели деятельности ЛПР предлагается взять метод поэтапного моделирования [7]. Данный метод является универсальным при разработке любого класса моделей деятельности ЛПР, будь то математические, имитационные или смешанные модели. Однако разработка модели деятельности ЛПР с использованием данного метода является трудоемким процессом и может быть осуществлена с применением элементов экспериментального исследования деятельности ЛПР.

Разработку модели деятельности ЛПР предлагается начать с анализа общей структуры его деятельности, при этом будем стремиться провести не внешнее копирование, а психологическое соответствие модели и реальных процессов принятия решения [8]. В общем случае структура деятельности ЛПР может быть представлена следующим образом (рис. 1).

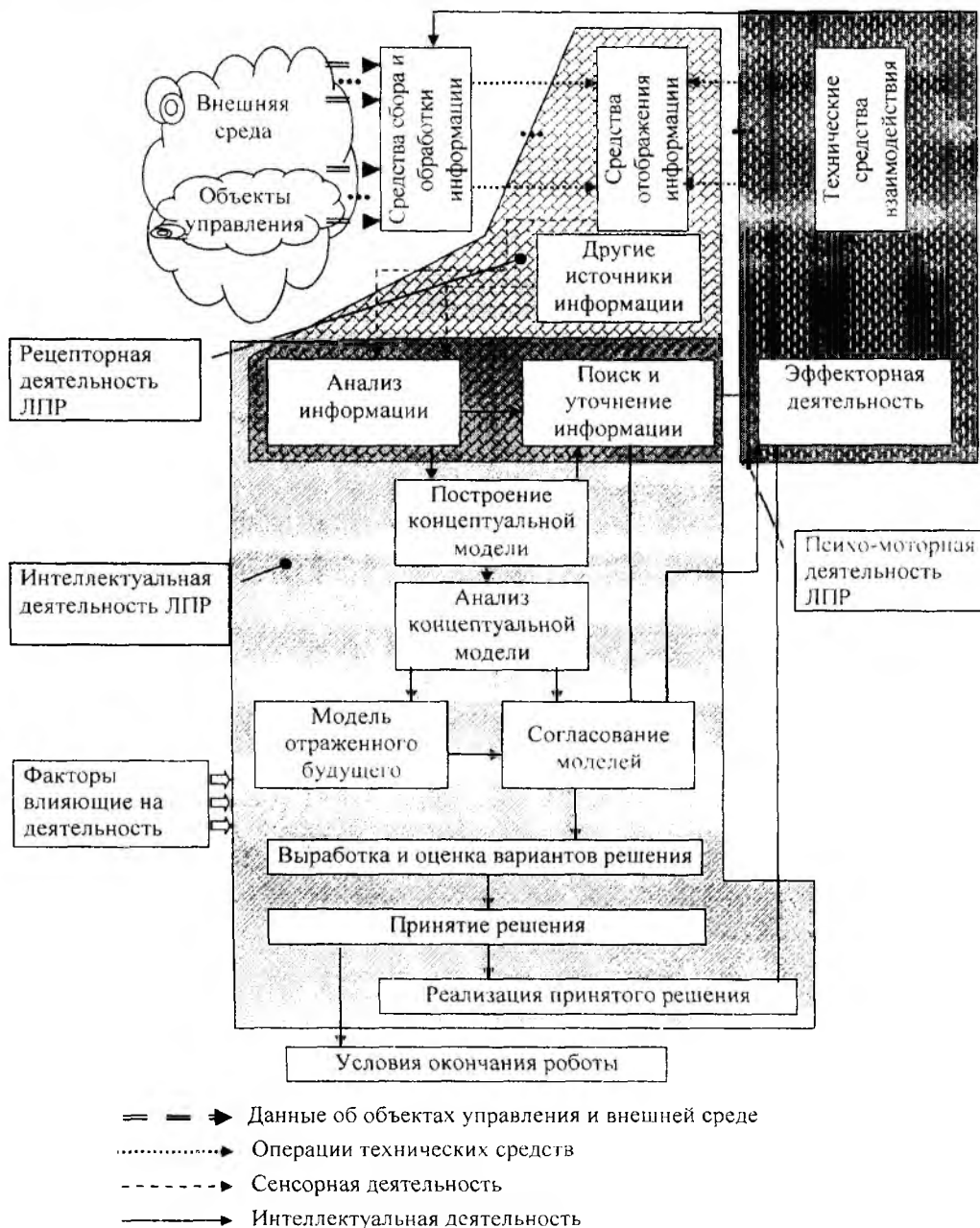


Рис. 1

Для ЛПР характерны разнотипные виды деятельности. С точки зрения моделирования деятельности ЛПР наиболее часто рассматривались отдельные аспекты его деятельности. Например, рассматривались сенсорные возможности ЛПР по обработке визуальной, аудио-или другой информации. Отдельно рассматривались возможности ЛПР по обработке получен-

Моделирование процессов, характерных для каждого из представленных областей, является сложной задачей. Но, как видно из рис. 1, моделирование еще более затруднено тем, что данные области имеют пересечение. Эти пересечения показывают тесную взаимосвязь между различными операциями, выполняемыми ЛПР. Такое пересечение вполне оправдано и закономерно в силу того, что деятельность ЛПР является осознанной, целенаправленной и адаптивной как по отношению к обработке информации так и по отношению к выработке и реализации принятых решений. Также структуре деятельности ЛПР (рис. 1) присуща некоторая неопределенность в последовательности этапов переработки информации и выработки решений, что и отражено соответствующими связями (рис. 2). В силу представленных факторов структура деятельности ЛПР не может рассматриваться как алгоритм его деятельности. Она отражает только основные этапы, не предсказывая и не определяя их последовательность и результаты, получаемые после выполнения каждого из этапов.

Таблица 1

События	Содержание события
1	Начало работы ЛПР
2,3	Взаимодействие ЛПР с другими лицами смены
4	Анализ информации, которая отображается на большом экране выполнен
5	Анализ общей информации, которая отображается на экране АРМ выполнен
6	Анализ обобщенной информации на экране АРМ выполнен
7	Анализ информации, которая представлена ИМ выполнен
8	Введение информации с клавиатуры произведено
9	Введение информации с использованием манипулятора мышь произведено
10	Дополнительная информация с планшетов и табло воспринята
11	Оценка информации выполнена
12	Решение не принято
13	Решение принято
14	Кнопка подтверждения нажата
15	Решение задачи завершено

Таблица 2

Переходы	Действия, которые выполняет ЛПР при переходе из одного состояния в другое
$w_{4,1}, w_{5,1}, w_{6,1}$	Восприятие ЛПР информации на большом экране и экране АРМ
$w_{10,1}$	Восприятие ЛПР информации, которая отображается с помощью планшетов и табло
$w_{11,12}, w_{11,13}$	Принятие решения
$w_{13,14}$	Подтверждение команды на принятие решения
$w_{14,15}$	Конец решения задачи

Выделение в деятельности ЛПР некоторых обособленных этапов (структурных элементов) позволяет разделить его деятельность на «слои» или «плоскости», соответствующие особенностям деятельности и характеризующаяся определенными операциями, выполняемые ЛПР. Таким образом, операции, представленные в табл. 1, можно разделить на операции, связанные с восприятием информации, взаимодействием со средствами управления комплекса средств автоматизации и т.д. Тогда модель, представленную на рис. 2, можно представить следующим образом (рис. 3). Кружочками с цифрами (рис. 3) на данной модели представлены те же операции, что и на рис. 2 и табл. 1. Основным отличием между моделями является разбиение деятельности оператора на плоскости, которые отражают основные стороны деятельности оператора. Связи между плоскостями имеют логический характер и отражают логику переходов между плоскостями. При уточнении и детализации модели деятельности ЛПР данным связям могут быть приписаны различные характеристики. Например, связям могут быть приписаны значения вероятности перехода между операциями (плоскостями) или затраты времени на переходы между операциями (плоскостями).

При таком представлении модели деятельности ЛПР возможно с новой стороны взглянуть на структуру его деятельности. Также появляется возможность исследовать, изменять или модифицировать лишь отдельные плоскости модели, не нарушая при этом целостности и характера других плоскостей.

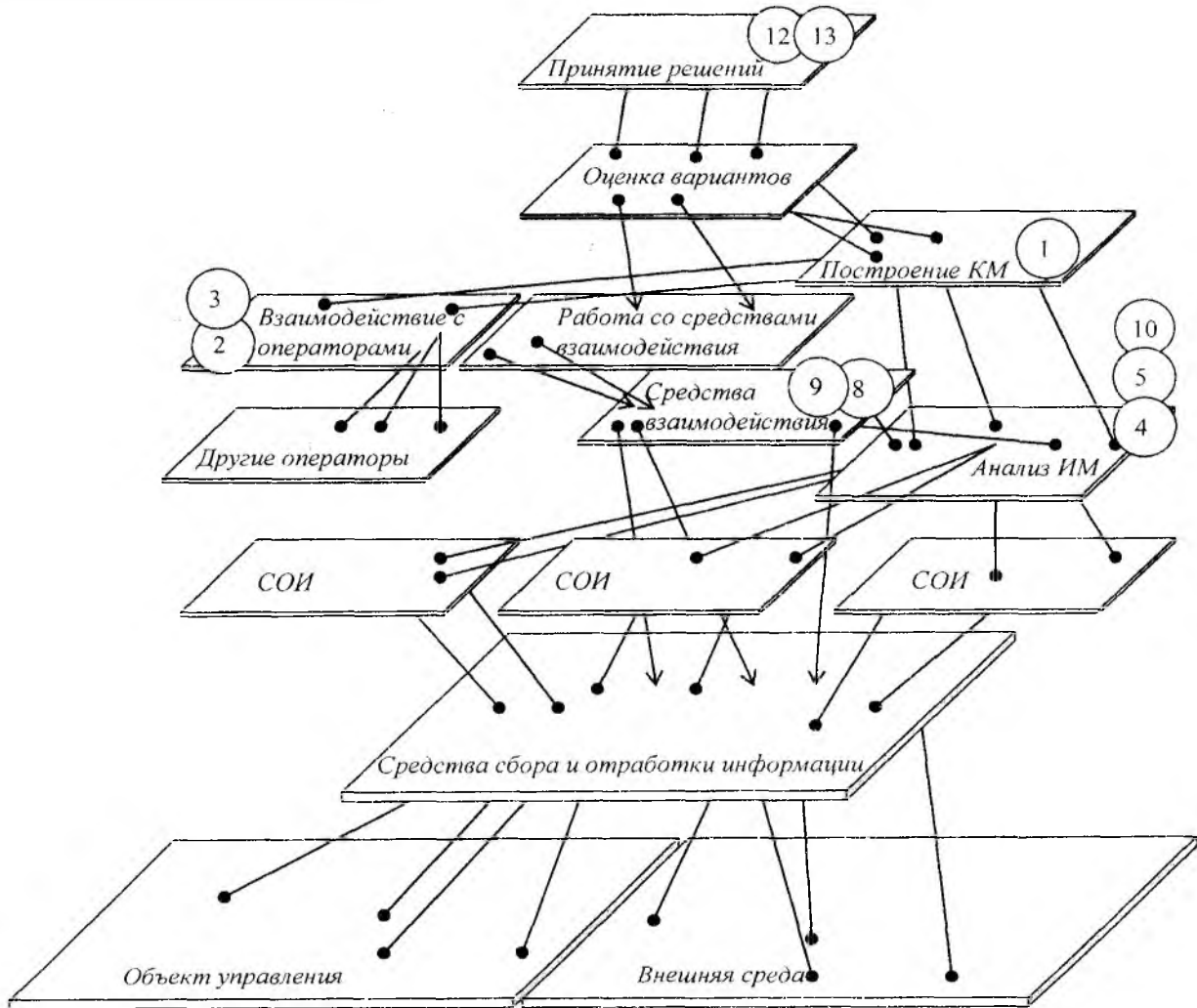


Рис. 3

Проведение анализа деятельности ЛПР с построением плоскостной модели позволяет более точно определить структуру его деятельности, выделить основные материальные (объекты управления, СОИ, элементы управления и др.) и нематериальные (интеллектуальные, волевые, чувственные) стороны деятельности. При этом основные однотипные действия ЛПР выделяются в рамках единой плоскости и могут быть изучены самостоятельно и обобщенно и при последующем уточнении характеристик деятельности опять включатся в разрабатываемую модель. При этом модель плоскости может быть:

- *простой*: имеется множество отдельных однотипных операций, не связанных между собой; каждая операция имеет связи только с элементами или группами элементов других плоскостей;

- *сложной*: имеется множество отдельных однотипных операций, связанных между собой; могут иметь место связи как отдельной операции, так и группы операций с элементами или группами элементов других плоскостей;

- *смешанной*: имеется множество отдельных однотипных операций, как связанных, так и не связанных между собой; могут иметь место связи как отдельной операции, так и группы операций с элементами или группами элементов других плоскостей.

При использовании предложенного подхода к построению модели деятельности ЛПР могут быть реализованы все преимущества метода поэтапного моделирования, как относительно всей модели в целом, так и относительно каждой плоскости в отдельности. Это позволит повысить точность и адекватность построения модели деятельности ЛПР в целом.

Выводы

Предложенный подход к моделированию деятельности ЛПР является эмпирическим и для уточнения качественных и получения количественных результатов предполагает разработку и последующее исследование математической модели. В данной модели деятельность оператора распределена между плоскостями. При этом сохраняется достаточный уровень детализации отдельных сторон деятельности ЛПР при сохранении целостного представления о процессе его деятельности и характерных особенностях психологической и моторной деятельности. Предложенный подход к построению модели деятельности ЛПР может быть использован:

- при обеспечении научно-исследовательского проектирования ССУ с использованием метода поэтапного моделирования;
- оптимизации режимов работы ЛПР и разработки инженерных рекомендаций по усовершенствованию существующих ССУ;
- получении качественных и приблизительных количественных сравнительных оценок эффективности деятельности ЛПР при использовании различных типов и конфигураций средств взаимодействия;
- проведении экспериментальных исследований для получения информации с целью обоснования требований к ЛПР;
- обеспечении тренажей ЛПР в период разработки или модернизации ССУ;
- обосновании требований к комплексу средств автоматизации, составу и структуре подсистемы информационного обеспечения.

При проведении экспериментов с разработанной моделью возможна модификация как модели в целом, так и отдельных плоскостей. Также может проводиться исследование модели при оперативной замене составляющих плоскостей. При этом при разработке различных плоскостей может быть применена методика разработки сложного программного обеспечения группой разработчиков. При реализации модели с использованием ЭВМ наиболее привлекательным выглядит использование возможностей средств CASE-технологий [9].

Список литературы: 1. Венда В.Ф. Инженерная психология и синтез систем отображения информации. М.: Машиностроение, 1975. 398 с. 2. Герасимов Б.М., Тарасов В.А., Токарев И.А. Человеко-машинные системы принятия решений с элементами искусственного интеллекта. К.: Наук. думка, 1993. 184 с. 3. Низиенко Б.И., Павленко М.А., Шило С.Г., Бердник П.Г. Разработка метода адаптивного управления информационными моделями в подсистеме информационного обеспечения процесса принятия решения по управлению сложными динамическими системами // Системи обробки інформації. 2004. Вип. 11(39). С. 126-132. 4. Павленко М.А., Бердник П.Г., Хромов И.Ю. Метод анализа деятельности оператора автоматизированных систем управления воздушным движением // Системи обробки інформації. 2007. Вип. 1(59). С. 78-81. 5. Пятков Ю.П. Организация управления военно-техническими системами: Учеб. пособие. Харьков: ХВУ, 1997. 205 с. 6. Пятков Ю.П., Павленко М.А., Бердник П.Г., Бодяк О.С. Руденко В.Н. Метод разработки системы информационного обеспечения процессов оценки состояния объектов управления оператором // Зб. наук. праць ХУ ПС. 2006. Вип. 4(4). С. 88-94. 7. Середя Г.К., Бочаров Г.В., Репкина Г.В. Инженерная психология. К.: Вища шк., 1976. 307 с. 8. Хрестоматия по инженерной психологии / Под ред. Б.А. Душкова. М.: Высш. шк., 1991. 287 с. 9. Анохин А.Н. О возможности применения CASE-технологии в задачах моделирования деятельности оператора // Диагностика и прогнозирование состояния объектов сложных информационных интеллектуальных систем. 1999. №13. С. 130-135.

Харьковский университет
Воздушных Сил им. Ивана Кожеду́ба

Поступила в редколлегию 17.10.2007

УПРАВЛЕНИЕ ОЧЕРЕДЯМИ НА УЗЛАХ АКТИВНОЙ СЕТИ

Введение

Реализация концепции построения мультисервисных сетей связи следующего поколения (Next Generation Network, NGN) неразрывно связана с совершенствованием средств обеспечения качества обслуживания (Quality of Service, QoS). К числу подобных средств, реализуемых на сетевом узле (рис.1), относятся механизмы управления очередями (обслуживания очередей), которые во многом определяют порядок и эффективность использования буферного и канального ресурса телекоммуникационной сети (ТКС), а также ее производительность в целом [1]. Под управлением очередями подразумевается согласованное решение следующих задач:

- определение количества и типов очередей на сетевом узле;
- закрепление (статическое или динамическое) за каждой очередью пропускной способности исходящего тракта передачи;
- распределение поступающих на узел пакетов в сформированные очереди;
- перераспределение пакетов между очередями (балансировка очередей);
- превентивное ограничение длины очереди;
- обслуживание очередей (пересылка пакетов с очередей в тракт передачи).

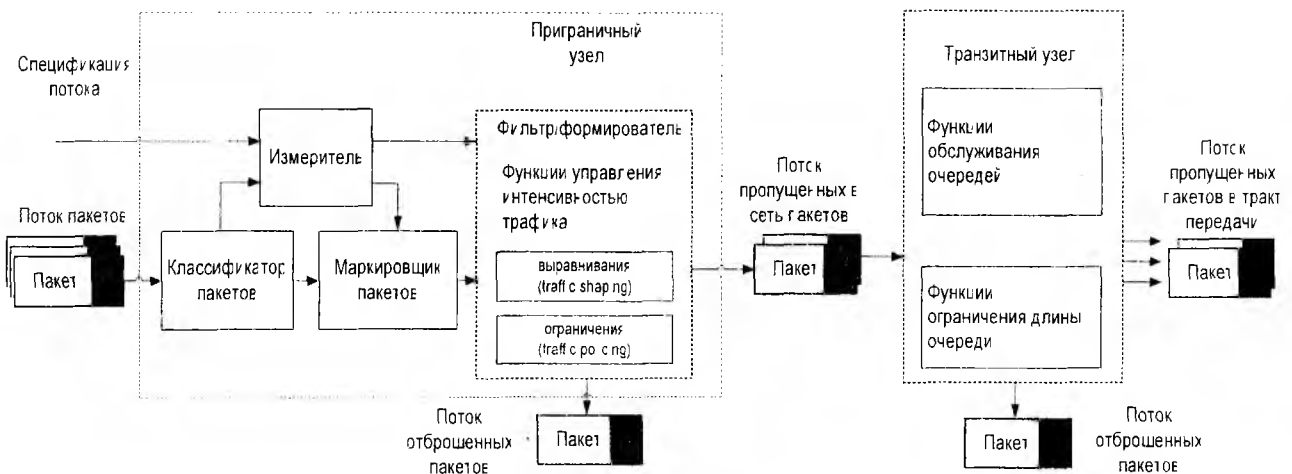


Рис. 1

Обзор известных алгоритмов управления очередями [2], к числу которых относятся прежде всего, алгоритмы обслуживания очередей CQ, CBQ, PQ, FQ и различные их модификации (WFQ, CBWFQ, HWFQ, LLQ и др.), алгоритмы ограничения очередей RED (Random Early Detection) и WRED (Weighted RED), позволил констатировать ряд присущих им недостатков, к числу которых стоит отнести следующие:

- реализация пассивной стратегии обработки пакетов, сводящаяся к их элементарной пересылке с входного порта сетевого узла на выходной;
- применение преимущественно неадаптивных схем управления, когда за каждой очередью закрепляется строго определенная канальная емкость, величина которой не зависит от изменения состояния ТКС;
- использование статических приоритетов пакетов, регламентирующих порядок обслуживания пакетов на узлах сети.

Повышение показателей качества обслуживания неразрывно связано с совершенствованием механизмов управления очередями на основе устранения (минимизации) свойственных им выше перечисленных недостатков.

Особенности обработки пакетов на узлах активной сети

Основные недостатки существующих средств управления очередями обусловлены тем, что в основу большинства существующих и вновь проектируемых ТКС положена парадигма «Stupid network», предполагающая «вынос» большинства «интеллектуальных» функций сети за ее периметр, т.е. на приграничные сетевые узлы. Подобную ситуацию наглядно демонстрирует технология многопротокольной коммутации меток (MultiProtocol Label Switching, MPLS) [3], в рамках которой к функциям приграничных узлов LER (Label Edge Router), прежде всего, относятся классификация, маркировка и назначение приоритетов пакетам того или иного трафика; маршрутизация от источника с расчетом таблиц и путей коммутации меток (Label Switch Path, LSP) и др. В функции же внутрисетевых (транзитных) узлов (Label Switch Router, LSR) входит лишь решение задач по продвижению пакетов вдоль предварительно рассчитанных на приграничных узлах путей (LSP) на основе анализа таблиц коммутации меток, при этом содержание передаваемых данных обычно игнорируется.

Придать большую гибкость и адаптивность процессам управления сетевым ресурсом в ТКС призвана технология активных сетей (Active Network, AN) [4-7], в рамках которой «интеллект» сети равномерно распределен по всем сетевым узлам – активным узлам. В свою очередь, функции транзитных узлов значительно расширяются за счет возможности решения ими таких важных сетевых задач, как адаптивное изменение приоритетов, фрагментации (дефрагментации), сжатия и маршрутизации пакетов. Основным элементом сетевого узла, поддерживающим технологию AN (рис. 2), является активный процессор (АП), в функции которого дополнительно входит анализ управляющей информации APCI (Active Processing Control Information) в заголовке каждого пакета, содержащей идентификатор функции и дескриптор.

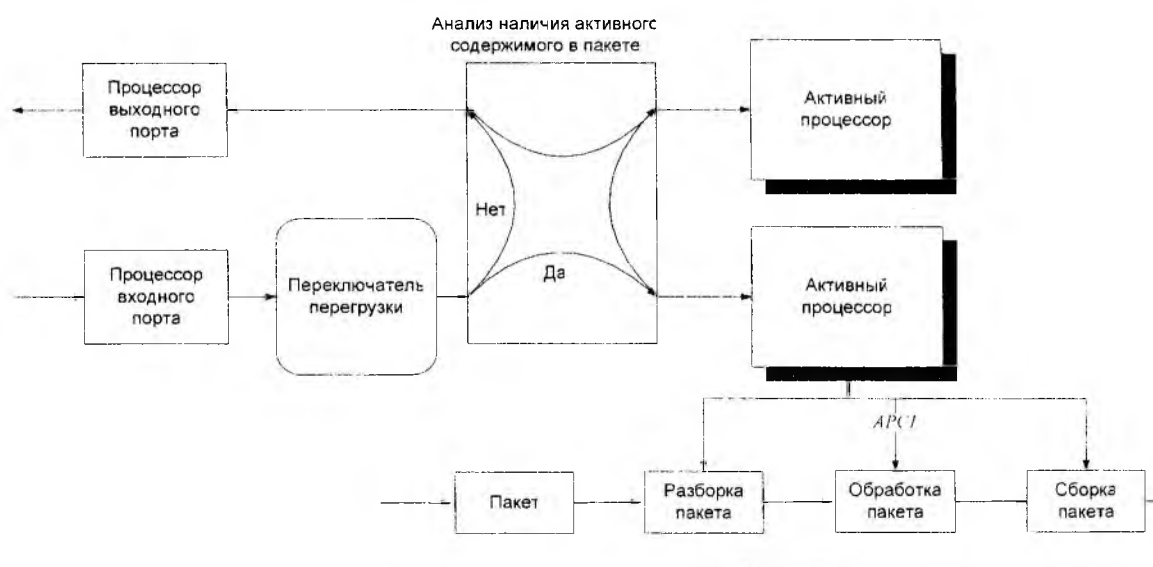


Рис. 2

Идентификатор определяет вызываемую функцию обработки, а дескриптор указывает на параметры состояния активного узла, которые должны использоваться в процессе обработки. Таким образом, в функции активного узла входит (рис. 2), во-первых, определение выходного порта, во-вторых, в случае наличия управляющей информации пакет переадресуется активному процессору, в-третьих, в соответствии с содержимым APCI вызывается функция обработки с параметрами, соответствующими текущему состоянию сети, и, в-четвертых, с обновленным заголовком пакет передается на следующий узел. Примерами функций, выполняемых на активных узлах сети, могут служить буферизация пакетов, управление пропускной способностью выходных портов в соответствии с загрузкой каналов, дополнительное сжатие трафика до передачи его по перегруженному участку сети и т.д.

Характерной особенностью активного узла (рис. 2) также является использование многопроцессорной архитектуры ввиду высоких требований к скорости обработки пакетов, которая может достигать до десятков терабит в секунду [8, 9]. Современные высокопроизводительные маршрутизаторы обычно являются гигабитными с возможностью масштабирования до терабитного диапазона. На сегодняшний день терабитные скорости обеспечивает, например, маршрутизатор TSR-40 от компании Avici – 5.6 Тбум/с. Одно шасси маршрутизатора TeraPlex 20 производства компании Pluris обеспечивает пропускную способность в 150 Гбум/с с масштабированием до суммарной величины 1.44 Тбум/с, а Pluris 2000 масштабируется до 149 Гбум/с в случае одного устройства и до 19.2 Тбум/с при объединении нескольких устройств. Маршрутизирующая платформа Routing Core Platform 7770 компании Alcatel поддерживает скорость до 640 Гбум/с на шасси, причем восемь шасси можно объединить в единое логическое устройство, в результате общая производительность составит 20 Тбум/с. Модель 8812 компании Procket достигает, как утверждают разработчики, производительности 960 Гбум/с и, по предварительной оценке, 1.2 млрд. пакетов в секунду [10]. Это достигается за счет применения специализированных интегральных схем ASIC (Application-Specific Integrated Circuits), а также микросхем сверхбольшой степени интеграции VLSI (Very Large-Scale Integration), которые являются полностью программируемыми сетевыми процессорами. За счет применения специальных микросхем ASIC маршрутизатор в состоянии обрабатывать на каждой линейной карте миллионы новых потоков в секунду.

Таким образом, механизмы обслуживания очередей должны учитывать перечисленные технологические особенности, свойственные структуре и функциям узлов активной сети, что подразумевает пересмотр самих моделей управления в сторону повышения степени их адаптируемости к возможным изменениям характеристик трафика и требований к качеству его обслуживания.

Модель управления очередями на узлах активной сети

С целью адекватного описания процесса обслуживания пакетов на сетевых узлах активной сети предположим, что мультисервисная сеть поддерживает M классов трафиков, различаемых типом назначенного приоритета. Например, в случае использования IP Precedence при назначении приоритетов поддерживается маркировка до восьми классов трафика ($M = 8$). При использовании поля кода дифференцированной услуги (Differentiated Services Code Point, DSCP), которое является расширением 3-битового поля IP Precedence, задействуется уже 6 бит байта типа обслуживания (Type of Service, TOS) из заголовка пакета IPv4 или байта класса трафика (Traffic Class) пакета в IPv6. В последнем случае число классов трафика равно шестидесяти четырем ($M = 64$).

Характерной чертой современных механизмов управления очередями является фиксированность числа обслуживаемых очередей N , которое, в общем случае не превышает количества классов поддерживаемых сетью трафиков. Например, для алгоритма заказного (обычного) обслуживания (Custom Queuing, CQ) число очередей равно шестнадцать (плюс нулевая – системная очередь), а в алгоритме приоритетного обслуживания (Priority Queuing, PQ) сетевой администратор может выделить до четырех очередей для сетевого трафика высокого, среднего, нормального и низкого приоритета ($N = 4$).

В связи с тем, что при решении задач обеспечения QoS необходимо оперировать с интенсивностью трафика, то предлагаемая модель должна носить потоковый характер. Поэтому обозначим через a_i ($i = \overline{1, M}$) – интенсивность трафика i -го класса, поступающего на обслуживание сетевых узлов. Кроме того, пусть b_j ($j = \overline{1, N}$) – часть пропускной способности исходящего тракта передачи, которая закреплена за j -й очередью очередей ($j = \overline{1, N}$), что характерно, например, для алгоритма CBWFQ. При этом необходимо выполнить условие

$$\sum_{j=1}^N b_j \leq b, \quad (1)$$

де b – пропускная способность исходящего тракта передачи.

Условимся, что основу архитектуры сетевого узла образуют K параллельно функционирующих активных процессоров, тогда под c_k ($k = \overline{1, K}$) обозначим номинальную производительность k -го АП. С целью предотвращения перегрузки активного узла и сети в целом необходимо обеспечить выполнение условий

$$\sum_{i=1}^M a_i \leq \sum_{j=1}^N b_j \quad (2)$$

4

$$\sum_{j=1}^N b_j \leq \sum_{k=1}^K c_k \text{ и } \sum_{i=1}^M a_i \leq \sum_{k=1}^K c_k. \quad (3)$$

Выполнение условий (2) обеспечивается, прежде всего, за счет эффективной маршрутизации трафика в сети, в противном случае – путем использования механизмов превентивного ограничения длины очереди (RED, WRED). Требования условий (3) необходимо удовлетворить на этапе проектирования сети, при выборе производительности сетевых узлов.

Если в известных алгоритмах порядок распределения пакетов того или иного трафика в очереди сетевого узла, как правило, строго фиксирован, то придать динамический характер этому процессу удалось в предлагаемой модели за счет введения переменной x_{ijk} , под которой подразумевалась часть i -го трафика, который будет направлен для обслуживания в j -ю очередь через k -й активный процессор. Согласно физическому смыслу переменной x_{ijk} имеют место следующие дополнительные условия:

$$x_{ijk} \geq 0 \quad (i = \overline{1, M}, j = \overline{1, N}, k = \overline{1, K}), \quad (4)$$

$$\sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^K x_{ijk} = a_i \quad (i = \overline{1, M}), \quad (5)$$

$$\sum_{i=1}^M \sum_{k=1}^K x_{ijk} \leq b_j \quad (j = \overline{1, N}) \text{ и } \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N x_{ijk} \leq c_k \quad (k = \overline{1, K}). \quad (6)$$

Выполнение условия (5) гарантирует обслуживание всех пакетов трафика, поступающих а рассматриваемый сетевой узел. Условия (6) вводятся для предотвращения перегрузки соответственно очередей и активных процессоров сетевого узла в процессе управления. В связи с тем, что, в общем случае, выбор x_{ijk} в рамках ограничений (4)-(6) можно произвести множеством случаев, то целесообразно задачу, связанную с расчетом искомым переменных, сформулировать в виде оптимизационной задачи со следующей (в дальнейшем минимизируемой) целевой функцией:

$$T(x) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^K f_{ijk} x_{ijk}, \quad (7)$$

в которой весовые ($i = \overline{1, M}, j = \overline{1, N}, k = \overline{1, K}$) характеризуют относительную стоимость использования пакетами i -го трафика ресурсов j -й очереди и k -го АП. С помощью подбора численных значений коэффициентов f_{ijk} можно добиться реализации в рамках предложенной модели различных типов очередей – заказных, приоритетных, справедливых и др.

Предложенная математическая модель управления очередями (1)–(7) представлена в виде многоиндексной задачи линейного программирования, а именно – в виде трипланарной транспортной задачи [11], для решения которой известны точные и приближенные методы решения, например метод потенциалов и метод минимального элемента в сечении.

Размерность сформулированной оптимизационной задачи, которая количественно совпадает с числом переменных x_{ijk} , в случае однородности вычислительной системы, построенной на базе идентичных активных процессоров, составляет $S = M \cdot N \cdot K$ и для архитектуры узла (рис. 3, а) равна 24.

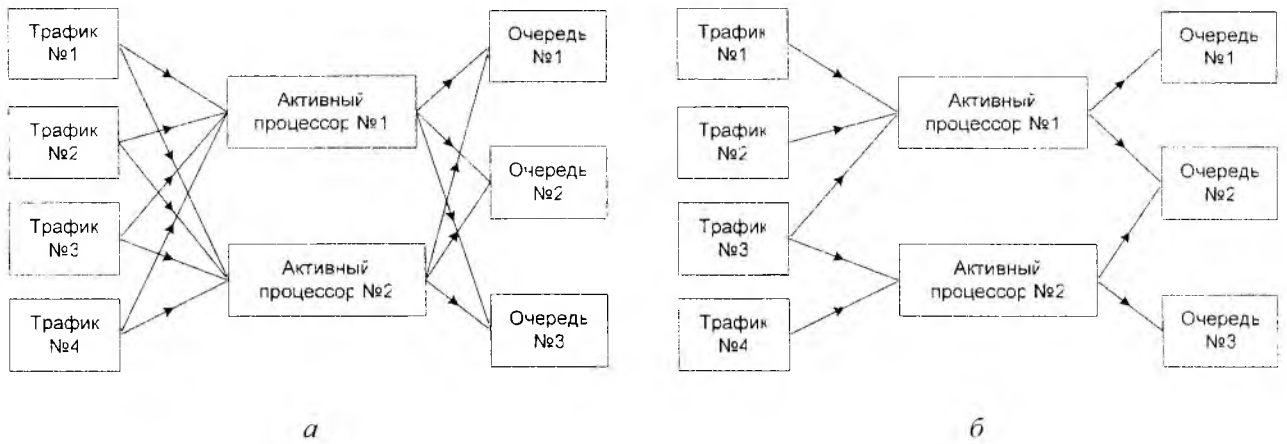


Рис. 3

В случае существенных различий требований к обслуживанию, заложенных в АРСІ пакетов трафиков неодинаковых классов, активные процессоры могут быть неоднородными по характеру выполняемых функций обработки пакетов. Это, в свою очередь, отразится на структуре связей в модели (рис. 3, б) и, в итоге, приведет к снижению размерности задачи ($S = 10$).

Пример решения задачи управления очередями на узлах активной сети

Для наглядной интерпретации возможностей предложенной модели решим задачу управления очередями при следующих исходных данных:

- количество поддерживаемых сетью классов трафиков – 4;
- численность активных процессоров на сетевом узле – 2;
- число выделенных на сетевом узле очередей – 3.

Количественные характеристика параметров модели (миллионов пакетов в секунду, Mn/c), согласующиеся с условиями (2)-(3), приведены в таблице.

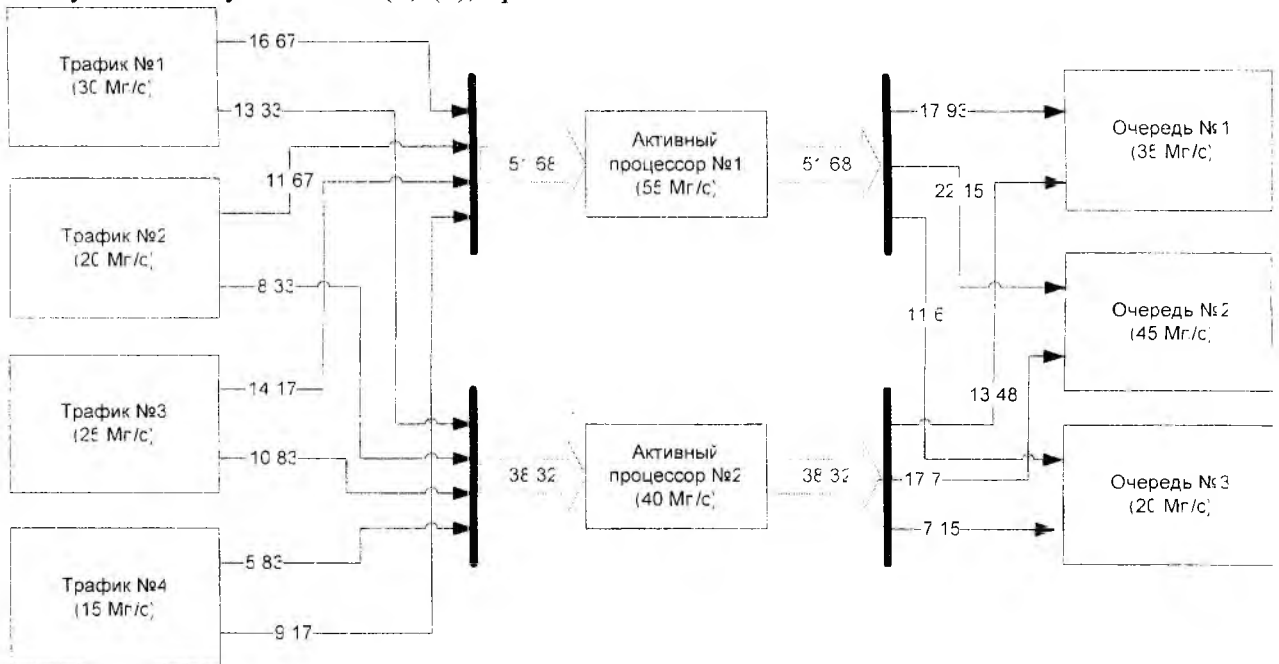


Рис. 4

Результат решения для приведенных исходных данных, приведенных в таблице, наглядно проиллюстрирован на рис. 4. В ходе решения задачи удалось обеспечить выполнение условий (4)-(6), тем самым, предотвратив перегрузку активных процессоров и очередей, не допустив потери пакетов обслуживаемых трафиков.

Параметр модели	Характеристика параметра модели			
	1	2	3	4
Интенсивность трафика	30 <i>Mn/c</i>	20 <i>Mn/c</i>	25 <i>Mn/c</i>	15 <i>Mn/c</i>
Производительность активного процессора	1		2	
	55 <i>Mn/c</i>		40 <i>Mn/c</i>	
Пропускная способность очереди	1	2	3	
	35 <i>Mn/c</i>	45 <i>Mn/c</i>	20 <i>Mn/c</i>	

Выводы

Таким образом, в работе предложена математическая модель управления очередями, на основании которой сама задача распределения пакетов по очередям представлена в виде оптимизационной задачи, относящейся к классу трипланарных транспортных задач линейного программирования. В рамках разработанной модели в отличие от ранее известных решений обеспечивается учет характеристик трафика, производительности активных процессоров сетевых узлов и пропускной способности очередей, что позволило придать адаптивный характер процессу распределения поступающих пакетов по отдельным очередям сетевого узла. Область преимущественного использования предложенной модели управления очередями – сетевые узлы мультисервисных сетей следующего поколения, функционирующие на основе активных технологий.

Развитие предложенного подхода видится в использовании нелинейных моделей управления, учитывающих в явном виде ограничения на качество обслуживания; в придании динамического характера процессу закрепления пропускной способности исходящего тракта передачи за очередями, а также в обеспечении согласованного решения задач обслуживания очередей и превентивного ограничения их длины.

Список литературы: 1. *Справочник по телекоммуникационным технологиям*: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. 640 с. 2. *Вегенша Ш. Качество обслуживания в сетях IP*: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 386 с. 3. *Гольдштейн А.Б., Гольдштейн Б.С. Технология и протоколы MPLS*. М.: Эко-Трендз, 2005. 304 с. 4. *Tennenhouse D. L., Smith J. M., Sincoskie W. D., Wetherall D. J., Minden G. J. A Survey of Active Network Research // IEEE Communications Magazine. 1997. Vol. 35, №1. P. 80-86.* 5. *Psounis K. Active networks: applications, security, safety, and architectures // Proc. IEEE Communications Surveys. 1999. Vol.1. P. 2-16.* 6. *Raz D., Shavitt Y. An Active Network Approach to Efficient Network Management // Technical Report. DIMACS, 1999. P. 99-25.* 7. *Иванов П. Активные сети // Сети. 1999. №10. С. 14-24.* 8. *Amit S., Raj J. Terabit switching: a survey of techniques and current products // Comput. Commun. 2002. Vol.25, № 6. P. 547-556.* 9. *Ti-Shiang W. Architectural evolution and principles of optical terabit packet switches (OTPS) // Comput. Commun. 2002. Vol.25, № 6. P. 557-576.* 10. *Гринфилд Д. Терабитные маршрутизаторы: поучительная путаница // Журнал сетевых решений – LAN. 2000. №4. С.21-23.* 11. *Раскин Л.Г., Кириченко И.О. Многоиндексные задачи линейного программирования*. М.: Радио и связь, 1982. 240 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.09.2007

МУЛЬТИСТРУКТУРНАЯ МОДЕЛЬ И МЕТОД УПРАВЛЕНИЯ В САМООРГАНИЗУЮЩЕЙСЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

Введение

В условиях постоянного роста требований к сетевым технологиям и отдельным протоколам в стратегии функционирования и развития телекоммуникационных сетей (ТКС) должны быть внесены элементы самоорганизации [1]. Самоорганизующиеся ТКС (СТКС) представляют собой достаточно широкий класс сетей с динамической топологией, без фиксированной инфраструктуры, с обеспечением распределенной координации функций между узлами. Класс самоорганизующихся сетей образуют сенсорные сети, ad hoc сети, самоорганизующиеся сети общего пользования, а также так называемые комбинированные mesh сети, в которых узлы не обязательно обладают мобильностью.

Реализация функций самоорганизации накладывает дополнительный отпечаток на состав и функции систем (технологий) сетевого управления и отдельных управляющих механизмов и протоколов. Процесс управления должен носить непрерывный характер, основываясь на постоянном и максимально полном мониторинге и непрерывной обработке информации о состоянии сети (ее структуре, загруженности и т.д.), и осуществляться преимущественно в реальном масштабе времени. В условиях отсутствия постоянной топологии сети управление должно сводиться не только к параметрической оптимизации, но и обязательно затрагивать аспекты структурной адаптации. Выработка управляющего сигнала должна быть адекватной реакцией системы управления на любое (случайное или детерминированное) изменение как в самой сети, так и внешних условиях ее функционирования. Учитывая перечисленные выше особенности построения самоорганизующихся ТКС к основным требованиям, предъявляемым к перспективным моделям и методам управления, можно отнести следующие:

1) обеспечение системности принимаемых решений; 2) учет динамического и стохастического характера изменений как топологии сети, так и процессов информационного обмена протекающих в ней; 3) расширение (по сравнению с существующими моделями и методами) перечня управляемых параметров и характеристик с целью более полной реализации преимуществ совместной параметрической и структурной адаптации.

Специфика проектирования и эксплуатации самоорганизующихся сетей порождает ряд проблем. Например, учитывая территориальную распределенность, разнородность (мультипротокольность) современных ТКС и стохастичность динамики изменения ее структурно-функциональных параметров, осуществить комплексное решение перечисленных задач, основываясь на использовании современного инструментария управления, не всегда представляется возможным. В большинстве случаев задача управления сводится к решению отдельных сетевых задач, относящихся к различным уровням эталонной модели взаимодействия открытых систем (ЭМОС): отдельно решаются задачи и разрабатываются соответствующие протоколы уровня доступа, сетевого уровня (задача маршрутизации в беспроводных сетях), транспортного уровня (задача повышения производительности протокола TCP). В общем случае можно говорить об отсутствии либо системности решений, либо учета особенностей самоорганизующихся ТКС. В этой связи, в основу перспективных технологических средств управления должны быть положены принципиально новые математические модели и методы, способные осуществлять автоматическое перераспределение доступных сетевых ресурсов, в том числе и в условиях априорной неопределенности состояния ТКС, обусловленной стохастическим изменением ее параметров и структуры.

Математическая модель динамического управления в самоорганизующихся ТКС

Специфика самоорганизующихся ТКС приводит к необходимости их рассмотрения как сложной динамической стохастической системы с нестационарной структурной и параметрической динамикой.

ческой неопределенностью. Скачкообразное изменение параметров и структуры самоорганизующейся ТКС позволяет говорить о ней как о системе со случайной сменой структуры в процессе функционирования, то есть мультиструктурной системе [2,3]. Здесь под изменением структуры понимается не только непосредственно изменение топологии сети, но и скачкообразное изменение параметров ТКС. На практике в качестве основных причин, приводящих к изменению морфологической или функциональной структуры ТКС, могут выступать:

- отказы в телекоммуникационном оборудовании, ведущие к снижению производительности или выходу из строя отдельных узлов, трактов или участков сети в целом;
- скачкообразное изменение величины внешней нагрузки, поступающей от сетей доступа;
- переполнение буферных устройств и связанные с этим перегрузки сетевых элементов и сети в целом;
- изменения в конфигурации сети, связанные с перераспределением внешней нагрузки и/или со сменой порядка подключения сетей доступа к приграничным узлам ТКС;
- пересмотр статического плана распределения информации (смена маршрутных таблиц);
- ошибки в контуре управления, связанные как со сбоями в сборе информации о состоянии ТКС, так и с ее обработкой и выработкой управляющего решения.

Такой подход к моделированию самоорганизующейся ТКС предполагает существование конечного множества структур, описывающих функционирование сети на неперекрывающихся временных отрезках, моменты смены между которыми случайны. На самих же неперекрывающихся интервалах времени структура предполагается либо неизменной, либо изменяющейся по прогнозируемому закону. Эти временные отрезки можно рассматривать как интервалы локальной стационарности, на протяжении которых вырабатываются и сохраняются некие оптимальные режимы функционирования как отдельных сетевых элементов, так и сети в целом. Смена структуры ТКС означает переход на другой интервал локальной стационарности и определяет необходимость коррекции режимов функционирования и перераспределения сетевых ресурсов.

Полностью состояние мультиструктурной системы характеризуется вектором состояния $\bar{x}(t)$ (вектор фазовых координат) и дискретно изменяющейся величиной $s(t)$ – номером структуры. Вектор $\bar{x}(t)$ представляет собой случайный процесс (непрерывный или дискретный в зависимости от принятого рассмотрения СТКС), а $s(t)$ – случайный дискретный скалярный процесс, $s(t) = \overline{1, n_s}$. Физически вектор $\bar{x}(t)$ представляет собой вектор загрузки буферных устройств на узлах сети в момент времени t . Размерность n_x вектора $\bar{x}(t)$ в общем случае может изменяться при переходе от одной структуры к другой и определяется числом узлов в сети n : $n_x = n(n-1)$.

В качестве математической модели динамических систем со случайной сменой структуры используется система дифференциально-разностных уравнений состояния, дополненная уравнениями наблюдения, которые записываются для каждого состояния системы s отдельно [2, 3]:

$$d\bar{x}(t)/dt = A_s(t)\bar{x}(t) + B_s(t)\bar{u}(t) + G_s(t)\bar{w}(t), \quad (1)$$

$$\bar{y}(t) = H_s^T(t)\bar{x}(t) + \bar{v}(t), \quad (2)$$

где $A_s(t)$ – матрица, элементы которой определяют статическую стратегию управления сетевыми ресурсами на протяжении интервала локальной стационарности s , размерность $n_x \times n_x$; $\bar{u}(k)$ – n_u -мерный вектор, который характеризует динамическую стратегию распределения сетевых ресурсов ($n_u = n(n-1)^2$); $B_s(t)$ – матрица, характеризующая особенности структурного построения, а также пропускные способности ее трактов передачи в момент времени t , размерность $n_x \times n_u$; $G_s(t)$ – матрица, компоненты которой обуславливают порядок подключения и предварительного распределения абонентской нагрузки по пригранич-

ным узлам СТКС на протяжении интервала локальной стационарности s , размерность $n_x \times n_w$; $\bar{w}(t)$ – n_w -мерный вектор абонентской нагрузки, поступающей на узлы ТКС; $H_s(t)$ – масштабирующая матрица, определяющая, насколько усилены (при $H > 1$) или ослаблены (при $H < 1$) измеряемые переменные состояния, так как в процессе функционирования ТКС наблюдению подвергаются, как правило, линейные (аддитивные) функции загрузки сетевых ресурсов; $\bar{v}(t)$ – вектор шумов измерений.

Рассматриваемая задача имеет вполне определенный физический смысл, который накладывает ограничения на область допустимых значений введенных переменных. Так согласно определению переменной состояния ввиду ограниченности емкости буферных устройств на узлах ТКС на элементы вектора $\bar{x}(t)$ накладываются ограничения вида

$$0 \leq x_{i,j}(t) \leq x_{i,j}^{\max}, \quad (3)$$

где $x_{i,j}(t)$ – объем данных, находящихся на i -м узле и предназначенных для передачи j -му узлу (элемент вектора состояния $\bar{x}(t)$), $x_{i,j}^{\max}$ – емкость буфера, выделенная для его хранения данных $x_{i,j}(t)$.

Ограничения на переменные динамического управления сетевыми ресурсами связаны с ограниченностью пропускной способности трактов передачи:

$$0 \leq u_{i,l}^j(t) \leq u_{i,l}^{j(\max)} \leq 1; \quad (4)$$

$$\sum_{\substack{j=1, \\ j \neq i}}^n u_{i,l}^j(t) \leq \varepsilon_{i,l} \leq 1, \quad (5)$$

где $u_{i,l}^j(t)$ и $u_{i,l}^{j(\max)}$ – элемент вектора динамического управления, определяющий долю пропускной способности тракта передачи (i,l) , выделенную для передачи трафика от узла i к узлу j , и максимальный предел выделяемой доли пропускной способности соответственно; $\varepsilon_{i,l}$ – доля пропускной способности тракта (i,l) , выделенная для реализации динамической стратегии управления сетевыми ресурсами.

Кроме того элементы матриц $A_s(t)$ и $G_s(t)$ так же подчиняются условиям, связанным с их физическим смыслом:

$$0 \leq a_{i,l}^j; \quad \sum_{\substack{l=1, \\ l \neq i}}^n a_{i,l}^j \leq 1, \quad (6)$$

$$\sum_{\substack{i=1, \\ j \neq i}}^n g_{k,i}^j \leq 1, \quad (7)$$

где $a_{i,l}^j$ – доля передаваемых данных из буфера очереди (i,j) к узлу j через узел l (статическая маршрутная переменная, элемент матрицы $A_s(t)$); $g_{k,i}^j$ – доля трафика, поступающего от k -го абонента на i -й приграничный маршрутизатор с адресатом j (элемент матрицы $G_s(t)$).

Для дальнейшего успешного решения поставленной задачи необходимо определить характеристики случайных процессов $\bar{w}(t)$ в уравнении состояния (1) и $\bar{v}(t)$ в уравнении наблюдения (2). Случайный процесс $\bar{w}(t)$ представляет собой процесс поступления внешней нагрузки от сетей доступа на приграничные узлы СТКС. Как показали исследования [5], с достаточно высокой степенью достоверности может быть принята гипотеза о нормальности процесса $\bar{w}(t)$ с известным средним $\bar{w}(t)$ и спектральной плотностью мощности $N_w(t)$. Это обусловлено высокой степенью агрегированности данного потока, получаемого наложе-

нием множества информационных потоков отдельных абонентов. Процесс $\bar{v}(t)$ в уравнении (2) представляет собой шум измерений и является гауссовским центрированным белым шумом с матрицей интенсивностей $N_v(t)$.

Трактовка самоорганизующейся ТКС как мультиструктурной системы предполагает рассмотрение процесса функционирования как смешанного разрывного (в моменты смены структуры) случайного процесса $[\bar{x}(t), s(t)]^T$, состоящего из отрезков векторных марковских процессов $\bar{x}(t)$ одинаковой или различной размерности, представленных в виде (1). Дискретный процесс переключения $s(t) = \overline{1, n_s}$ может быть марковским или условно марковским. Полной вероятностной характеристикой расширенного вектора состояний $[\bar{x}(t), s(t)]^T$ являются априорные, а при наличии измерений $\lambda(t_0, t)$ апостериорные функции [2,3]:

- первая функция плотности вероятности $f(\bar{x}_t, s, t)$;
- функция плотности вероятности перехода при фиксированном номере структуры s $f(\bar{x}_t, s, t | \bar{x}_{t'}, s, t')$;
- вероятность состояния структур $P_s(t)$, $s(t) = \overline{1, n_s}$.

Введенные функции плотности вероятности удовлетворяют условиям нормировки

$$\sum_{s=1}^{n_s} \int_0^{x_{\max}} f(\bar{x}_t, s, t | \bar{x}_{t'}, s, t') d\bar{x} = 1 \text{ и } \sum_{s=1}^{n_s} \int_0^{x_{\max}} f(\bar{x}_t, s, t) d\bar{x} = 1. \quad (8)$$

Здесь интегрирование осуществляется по области существования процесса $\bar{x}(t)$, то есть в соответствии с ограничением (3). При фиксированном s функции плотности вероятности не нормированы.

Для вероятности нахождения процесса в состоянии s (структура s) справедливо выражение

$$\sum_{s=1}^{n_s} P_s(t) = 1. \quad (9)$$

Введенные функции связаны между собой соотношением $f(\bar{x}_t, s, t) = P_s(t) f_s(\bar{x}_t, t)$.

Априорные функции плотности вероятности на практике зачастую не известны и при анализе систем со случайной структурой используют апостериорные функции $\hat{f}(\bar{x}_t, s, t)$, $\hat{f}(\bar{x}_t, s, t | \bar{x}_{t'}, s, t')$ и вероятность состояния структур $\hat{P}_s(t)$, которые также удовлетворяют условиям (8) и (9). Апостериорные функции плотности вероятности и вероятность состояния структур могут быть определены при условии наличия результатов измерений $\lambda(t_0, t)$, полученных на интервале (t_0, t) . При этом функция $\hat{f}_s(\bar{x}_0, t_0) = \hat{f}_s(\bar{x}_0)$ и вероятность $\hat{P}_s(t_0)$, $s = \overline{1, n_s}$ в начальный момент времени t_0 предполагаются известными. Апостериорная функция плотности вероятности $\hat{f}(\bar{x}_t, s, t) = \hat{P}_s(t) \hat{f}_s(\bar{x}_t, t)$ является полной характеристикой процесса $[\bar{x}(t), s(t)]^T$.

Рассматриваемые случайные процессы $\bar{x}(t)$ и $s(t)$ в общем случае могут быть как функционально связаны между собой (системы с зависимой структурой), так и не связаны (системы с независимой структурой). Для систем с зависимой структурой характерна зависимость $s(t)$ от $\bar{x}(t)$, то есть структура является условно случайной. Причем характер этой зависимости может быть различным: смена структуры может происходить при достижении процессом $\bar{x}(t)$ определенной границы (система с сосредоточенными переходами) либо зависит от нее случайным образом (система с распределенными переходами) [2]. Как показывает анализ поведения самоорганизующихся ТКС, в подобных системах могут наблюдаться

переходы всех рассмотренных типов в зависимости от факторов, обуславливающих смену структуры. Учитывая, что в качестве переменных состояния были выбраны величины текущей загрузки буферных устройств на узлах сети, их переполнение (достижение верхней допустимой границы в (3)) и переход системы в состояние перегрузки может быть рассмотрено как сосредоточенная смена структуры, а отказ какого-либо сетевого элемента позволяет говорить о независимой смене структуры. Характер зависимости между процессами $\bar{x}(t)$ и $s(t)$ определяет вид функции интенсивности переходов: $p_{rs}(\bar{x}, t)$ для систем с зависимой структурой и $p_{rs}(t)$ для систем с независимой структурой. Во втором случае выражения для вероятностных моментов и скорости изменения вероятностей $dP_s(t)/dt$ значительно упрощаются. Например, предположив процесс смены структуры пуассоновским ($p_{rs}(\bar{x}, t) = p_{rs}(t)$), имеем скорость изменения вероятностей

$$dP_s(t)/dt = -P_s \sum_{\substack{r=1 \\ (r \neq s)}}^{n_s} p_{sr}(t) + \sum_{\substack{r=1 \\ (r \neq s)}}^{n_s} P_r p_{rs}(t), \quad P_s(t_0) = P_{s_0} \quad (s = \overline{1, n_s}). \quad (10)$$

В общем случае эта зависимость имеет вид [3]

$$dP_s(t)/dt = -P_s \sum_{\substack{r=1 \\ (r \neq s)}}^{n_s} \int_0^{x_{\max}} p_{sr}(\bar{x}, t) f_s(\bar{x}, t) d\bar{x} + \sum_{\substack{r=1 \\ (r \neq s)}}^{n_s} P_r \int_0^{x_{\max}} p_{rs}(\bar{x}, t) f_r(\bar{x}, t) d\bar{x}, \quad s = \overline{1, n_s}. \quad (11)$$

В рамках описанной математической модели самоорганизующейся ТКС задача управления представляет собой задачу расчета вектора оптимального управления $\bar{u}(\bar{x}, t)$, минимизирующего целевой функционал $\bar{u}(\bar{x}, t) = \arg \min M \{J(\bar{x}, \bar{u}, s, t)\}$, где $M\{\bullet\}$ – математическое ожидание случайной величины.

Вид целевого функционала, с одной стороны, должен быть согласован с физикой решаемой задачи, с другой – определяет характер решения. Для решения поставленной задачи оптимального управления выберем распространенный квадратичный стоимостный функционал

$$J = M \left\{ \int_0^{t_N} \left[\bar{x}^T(t) Q_x \bar{x}(t) + \bar{u}^T(t) Q_u \bar{u}(t) \right] dt \right\} \quad (12)$$

где Q_x – диагональная положительно определенная весовая матрица, обусловленная приоритетностью очередей на узлах сети; Q_u – диагональная положительно определенная весовая матрица, координаты которой характеризуют важность (стоимость) использования трактов передачи данных в ТКС.

Использование для математического описания самоорганизующейся ТКС предложенной математической модели (1)–(7) требует, в первую очередь, определения количества возможных структур системы n_s . Здесь определяющим фактором будет физический смысл, вкладываемый в понятие структуры системы и перехода из одной структуры в другую. Например, в процессе функционирования ТКС можно выделить периоды низкой активности абонентов (соответственно низкая величина внешней нагрузки), средней активности (средняя величина внешней нагрузки) и высокой активности (высокая внешняя нагрузка), а также ввести пороговые значения переходов между этими периодами. Например, в случае, когда суммарная внешняя нагрузка, поступающая от сетей доступа на приграничные узлы, не превышает 30 % от пропускной способности сети, считаем эту активность абонентов низкой. При превышении внешней нагрузкой порога, равного 60–70 % от пропускной способности сети, считаем активность абонентов высокой, а нагрузку – приближающейся к предельно допустимому значению. Таким образом, в процессе функционирования ТКС выделяются три состояния (структуры): первая соответствует случаю низкой загруженности сети, вторая – средней и третья – высокой (или предельной) в соответствии с введенными порогами. Каждый из

этих режимов функционирования имеет свои особенности и может быть описан своим дифференциальным уравнением состояния. В первом случае отсутствует задача динамического распределения ресурсов: реализации только статического плана распределения информации, например, в соответствии с алгоритмом кратчайшего пути, будет достаточно, а следовательно, в уравнении (1) будет отсутствовать компонент $B_1(t)\bar{u}(t)$. Во втором случае, для области средних нагрузок только статической маршрутизации оказывается недостаточно и возникает необходимость в задействовании динамических алгоритмов, однако объем доступных ресурсов позволяет использовать приближенные алгоритмы и опираться при этом на детерминированную модель. Для третьей структуры характерна нехватка ресурсов, что выражается в повышении требований к допустимой величине погрешностей как процесса измерений, так и процесса принятия решений. В результате используемая в третьем состоянии модель должна обеспечивать учет стохастичности процесса функционирования в виде стационарной неопределенности [6]. В итоге система дифференциальных уравнений состояния самоорганизующейся ТКС принимает вид:

$$\begin{aligned} d\bar{x}(t)/dt &= A_1(t)\bar{x}(t) + G_1(t)\bar{w}(t), & d\bar{x}(t)/dt &= A_2(t)\bar{x}(t) + B_2(t)\bar{u}(t) + G_2(t)\bar{w}(t), \\ d\bar{x}(t)/dt &= A_3(t, \theta^{(a)})\bar{x}(t) + B_3(t, \theta^{(b)})\bar{u}(t) + G_3(t, \theta^{(g)})\bar{w}(t). \end{aligned}$$

Уравнения наблюдения для введенных структур

$$\bar{y}(t) = H_1^T(t)\bar{x}(t) + \bar{v}(t), \quad \bar{y}(t) = H_2^T(t)\bar{x}(t) + \bar{v}(t), \quad \bar{y}(t) = H_3^T(t, \theta^{(h)})\bar{x}(t) + \bar{v}(t).$$

Здесь $\theta^{(a)}$, $\theta^{(b)}$, $\theta^{(g)}$, $\theta^{(h)}$ – параметры, моделирующие стационарную неопределенность различной природы.

Для каждой из трех описанных структур ($s = \overline{1,3}$) может быть введен свой целевой функционал. Учитывая, что при выборе целевого функционала одним из требований является его соответствие физике решаемой задачи, то для структуры $s = 3$, когда в сеть поступают предельно допустимые или даже превышающие допустимые значения объемы внешнего трафика, стоимостный функционал вида (12) утрачивает физический смысл и на первый план выходит другая цель – предотвратить перегрузку и не допустить блокировку как отдельных сетевых элементов, так и сети в целом. Возможный вид целевого функционала в этом случае

$$J_3 = M \left\{ \int_0^{t_N} \bar{x}^T(t) Q_x \bar{x}(t) dt \right\}.$$

Таким образом, представление СТКС как мультиструктурной системы и использование для ее математического описания дифференциальных уравнений вида (1) дает возможность реализовать в системе управления различные уровни адаптации [7]:

- параметрическая адаптация осуществляется за счет изменения параметров модели;
- структурная адаптация происходит путем перехода от одной модели (s) к другой (r), отображающего смену структуры;
- адаптация объекта управления (его расширение) также реализуется за счет смены модели, например описанные дифференциальные уравнения для $s=1$ и $s=2$ содержат различные объекты управления;
- адаптация целей управления отражается в смене целевого функционала, например для случая предельно высоких нагрузок в рассмотренном примере.

Метод управления в самоорганизующейся ТКС

В рамках изложенной математической модели задача управления в СТКС представляет собой стохастическую оптимизационную задачу по минимизации целевого функционала (12) при наличии ряда ограничений: динамических ограничений (1) и ограничений, связанных с физическим смыслом введенных переменных (3)–(5). Однако наличие в системе случайных

переходов между различными ее структурами требует определения в процессе оптимизации оценки текущей структуры. В качестве основной задачи оптимизации остается поиск оптимального управления в присутствии помех при заданной информации об объекте управления в виде уравнений (1)–(2) [2].

Таким образом решение исходной задачи управления в рамках мультиструктурной модели представляет собой последовательное решение двух задач. Первая состоит в отыскании наиболее вероятнейшей структуры (по максимальному значению $\hat{P}_s(t)$), а вторая заключается в формировании вектора $\vec{u}(\vec{x}, t)$ в рамках определенной структуры при наличии результатов измерений $\lambda(t_0, t)$.

Безусловная апостериорная оценка вектора состояния системы [3] определяется как

$$\hat{\vec{x}}(t|t_0, t) = \sum_{s=1}^{n_s} \hat{P}_s(t) \hat{\vec{x}}_s(t|t_0, t). \quad (13)$$

Таким образом, необходимо определить апостериорные оптимальные оценки $\hat{P}_s(t)$ и $\hat{\vec{x}}_s(t|t_0, t)$. Оценка вероятности в предположении распределенных независимых пуассоновских смен структур может быть получена из выражения [3]

$$d\hat{P}_s(t)/dt = -\hat{P}_s \sum_{\substack{r=1 \\ (r \neq s)}}^{n_s} p_{sr}(t) + \sum_{\substack{r=1 \\ (r \neq s)}}^{n_s} \hat{P}_r p_{rs}(t) - \frac{1}{2} \hat{P}_s \left[\hat{\gamma}_s(\vec{y}, t) - \sum_{\substack{r=1, \\ r \neq s}}^{n_s} \hat{P}_r \hat{\gamma}_r(\vec{y}, t) \right], \quad s = \overline{1, n_s}, \quad (14)$$

где $\hat{\gamma}_s(\vec{y}, t) = \int_0^{x_{\max}} \gamma(\vec{x}, \vec{y}, s, t) \hat{f}_s(\vec{x}, t) d\vec{x}$, $\gamma(\vec{x}, \vec{y}, s, t) = (\vec{y}(t) - H_s(t)\vec{x}(t)) N_v^{-1} (\vec{y}(t) - H_s(t)\vec{x}(t))^T$.

Оптимальной оценкой $\hat{\vec{x}}_s(t|t_0, t)$ при квадратичной форме целевого функционала является математическое ожидание $\hat{\vec{x}}_s(t|t_0, t) = M \{ \vec{x}(t) | \lambda(t_0, t), s \}$ и ковариационная матрица ошибки оценки $V_s(t|t_0, t) = M \left\{ \left(\hat{\vec{x}}_s(t|t_0, t) - \vec{x}(t) \right) \left(\hat{\vec{x}}_s(t|t_0, t) - \vec{x}(t) \right)^T \lambda(t_0, t), s \right\}$.

Для уравнений вида (1)–(2) и в предположении пуассоновского потока моментов смены структуры для получения вектора оценки состояния может быть использован обобщенный фильтр Калмана-Бьюси в виде [3]:

$$d\hat{\vec{x}}_s(t)/dt = A_s(t)\hat{\vec{x}}_s(t) + B_s(t)\vec{u}_s(t) - \sum_{\substack{r=1 \\ (r \neq s)}}^{n_s} \left\{ p_{rs}(t) \frac{\hat{P}_r(t)}{\hat{P}_s(t)} (\hat{\vec{x}}_r - \hat{\vec{x}}_s) + V_s(t) H_s(t) N_{v(s)}^{-1} (\vec{y}_s(t) - H_s^T(t) \hat{\vec{x}}_s(t)) \right\} \quad (15)$$

$$V_s(t)/dt = A_s(t)V_s(t) + V_s(t)A_s^T(t) - \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq s}}^{n_s} \left\{ p_{sr}(t) \frac{\hat{P}_r(t)}{\hat{P}_s(t)} \left(V_s(t) - V_r(t) - \right. \right. \\ \left. \left. - [\vec{x}_r(t) - \vec{x}_s(t)] \times [\vec{x}_r(t) - \vec{x}_s(t)]^T \right) \right\} - V_s(t) H_s(t) N_{v(s)}^{-1} H_s^T(t) V_s(t) + G_s(t) N_{w(s)}(t) G_s^T(t), \quad (s = \overline{1, n_s}). \quad (16)$$

Таким образом, используя обобщенный фильтр Калмана-Бьюси (14)–(16) может быть получена безусловная оценка текущего состояния (13), которая в дальнейшем используется в формировании управляющего вектора $\vec{u}(\hat{\vec{x}}, t)$.

Задача нахождения вектора оптимального управления в соответствии с целевым функционалом (12) и при наличии ограничений (1), (3)–(5) представляет собой достаточно сложную задачу, не имеющую аналитического решения и требующую применения численных методов. Учитывая, что самоорганизующаяся ТКС является сложной распределенной системой, пред-

ставляется целесообразным для решения поставленной задачи использовать декомпозиционные методы, например предсказания взаимодействия, целевой координации или их комбинации [8]. Использование декомпозиционных методов или их комбинации позволяет реализовать в ТКС принципы иерархического управления, которое сочетает в себе преимущества централизованного и распределенного управлений. В [9-12] предлагаются различные методы иерархическо-координационного управления и показана эффективность их применения.

Выводы

Таким образом, специфика самоорганизующихся ТКС, что проявляется в необходимости не только параметрической, но и структурной адаптации в процессе функционирования, приводит к необходимости ее рассмотрения как сложной стохастической динамической системы в условиях нестационарной неопределенности. Нестационарный характер – наличие скачкообразных изменений в состоянии системы, обусловленных факторами различной природы, позволяет говорить о самоорганизующейся ТКС как о мультиструктурной системе и применить соответствующий математический аппарат. Подобный подход при организации управления позволит рассматривать весь период функционирования ТКС как совокупность интервалов локальной стационарности, на протяжении которых необходимо сформировать и затем только поддерживать оптимальный режим функционирования. Остается лишь задача отслеживания и своевременного принятия решения о смене структуры и перехода в новый интервал локальной стационарности. В целом представляется целесообразной иерархическая структура системы управления и соответственно использование в качестве вычислительной основы вектора управления иерархическо-координационных методов.

Список литературы: 1. Молчанов Д.А. Самоорганизующиеся сети и проблемы их построения // Электросвязь. 2006. №6. С.24–28. 2. Казаков И.Е., Артемьев В.М. Оптимизация динамических систем случайной структуры. М.: Наука, 1980. 384 с. 3. Казаков И.Е. Стохастические системы со случайной сменой структуры // Изв. АН СССР. Техн. кибернетика. 1989. №1. С. 58-78. 4. Поповский В. В., Олейник В. Ф. Обобщенная модель управления параметрами функциональных и структурных свойств телекоммуникационных систем // Зв'язок. 2004. №3. С. 29-33. 5. Лемешко А.В., Прозоров А.М., Чепелюк С.А. Характеризация функциональной модели глобальной компьютерной сети // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии: Сб. науч. тр. ХАИ. Вып. №3. Х.: ХАИ, 1999. С. 110-114. 6. Лемешко А.В., Евсеева О.Ю., Копейка О.В., Беленков А.Г. Реструктуризация телекоммуникационной системы в условиях неопределенности ее стационарного состояния // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 15-27. 7. Растринин Л. А. Адаптация сложных систем. Рига: Зинатне, 1981. 375 с. 8. Сингх М., Титли А. Системы: декомпозиция, оптимизация и управление. М.: Машиностроение, 1986. 494 с. 9. Лемешко А.В. Алгоритм иерархическо-координационного управления информационным обменом в сети передачи данных // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии: Сб. науч. тр. ХАИ. Вып. №1. Х.: ХАИ, 1998. С.323-328. 10. Лемешко А.В., Беленков А.Г. Двухуровневый алгоритм оптимизации процессов маршрутизации и управления доступом в телекоммуникационных сетях магистрального уровня // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 135. С. 113-118. 11. Евсеева О.Ю. Решение задачи иерархическо-координационной маршрутизации в телекоммуникационных сетях методом предсказания взаимодействия // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии. Харьков: НАКУ «ХАИ», 2003. Вып. 21. С. 102-111. 12. 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.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 17.10.2007

SYNTHESIS OF COMPOSITIONAL MICROPROGRAM CONTROL UNITS WITH FUNCTION DECODER FOR TELECOMMUNICATION SYSTEMS

Introduction

A control unit (CU) is one of the main parts of any telecommunication system [1]. Traditional design methods of digital systems implement CU as a finite-state-machine (FSM). Such a solution very often consumes many logic blocks of the device which can be more effectively used by other parts of the prototyped system. Therefore compositional microprogram control units (CMCUs) can be more effective [2]. In a CMCU the control unit is decomposed into two main parts. The first is responsible for addressing of microinstructions that are kept in the control memory. It is a simple finite-state-machine. The role of the second part is to hold and generate adequate microinstructions. Such a solution permits to minimize the number of logic elements that are used to implement the CU. Therefore, wider areas of the target device can be accessed by other modules of the designed system. The memory of the prototyped control unit can be implemented using either logic elements or dedicated memory blocks of a chip. The rest of the system is realized by the logic blocks of the FPGA [3, 4]. All logic functions are performed by the Look-Up Tables (LUTs) which have limited amount of inputs [6]. Therefore very often the Boolean functions of the design ought to be decomposed [7, 8]. Such a process very often consumes additional area of the destination FPGA.

In the paper a new method of control unit designing is shown. The proposed method is based on the modifications in the traditional structure of CMCU. The presented solution permits to reduce the number of logic blocks required in order to implement prototyped control unit.

Main definitions, current state of art

Let a control algorithm of a digital system is represented as a flow-chart Γ [5] with a set of operational vertices $B = \{b_1, \dots, b_K\}$ and a set of the arcs E . Each vertex $b_k \in B$ contains microoperations $Y(b_k) \subseteq Y$, where $Y = \{y_1, \dots, y_N\}$ is a set of microoperations. Each conditional vertex of the flow-chart contains one element of the set of logic conditions $X = \{x_1, \dots, x_L\}$. Any flow-chart includes initial b_0 and final b_E vertices. Let's introduce definitions we'll need later.

Definition 1. The operational linear chain (OLC) of the flow-chart Γ is a finite sequence of operational vertices $\alpha_g = \langle b_{g_1}, \dots, b_{g_{F_g}} \rangle$ such that for any pair of adjacent components of the vector α_g there is an arc $\langle b_{g_i}, b_{g_{i+1}} \rangle \in E$, where i is a component number of the vector α_g ($i = 1, \dots, F_g - 1$).

Definition 2. A vertex $b_q \in B$ is named as an input of the OLC α_g if there is an arc $\langle b_i, b_q \rangle \in E$, here b_i is a vertex that does not belong to OLC α_g .

Definition 3. A vertex $b_q \in B$ is named an output of OLC α_g if there is an arc $\langle b_q, b_i \rangle \in E$, where b_i is a vertex that does not belong to OLC α_g .

Let D_g is a set of operational vertices that are included in the chain α_g . Let $C = \{\alpha_1, \dots, \alpha_G\}$ is the set of OLCs of flow-chart Γ satisfied to condition:

$$\begin{aligned}
 D^g \cap D^q &= \emptyset \quad (g \neq q; g, q \in \{1, \dots, G\}); \\
 B &= D^1 \cup D^2 \cup \dots \cup D^G; \\
 D^g &\neq \emptyset \quad (g = 1, \dots, G).
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

Let natural addressing of microinstructions [2] is executed for each OLC $\alpha_g \in C$:

$$A(b_{g_{i+1}}) = A(b_{g_i}) + 1 \quad (i = 1, \dots, F_{g-1}), \tag{2}$$

where $A(b_g)$ is an address of microinstruction corresponding to the vertex $b_g \in B$. In this case flow-chart Γ can be interpreted by CMCU with base structure (Fig. 1).

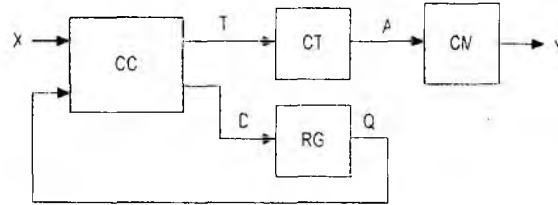


Fig. 1

Here combinational circuit CC and register RG form a finite-state-machine (FSM) of addressing of microinstructions, counter CT and control memory CM form a microprogram control unit with natural addressing of microinstructions [2] that corresponds to the condition (2). Register RG keeps a code $K(s_m)$ of the internal state $s_m \in S$, where $S = \{s_1, \dots, s_{M_1}\}$ is the set of internal states of FSM. The register has $R_2 = \lceil \log_2 M_2 \rceil$ flip-flops, its outputs $Q_r \in Q$ are used to encode the states $s_m \in S$, $|Q| = R_2$. Counter CT keeps the addresses of microinstructions and variables $A_r \in A$ are used for representation of addresses $A(b_k)$, $b_k \in B$, $|A| = R_1$, $R_1 = \lceil \log_2 K \rceil$. The microinstructions are kept in CM having 2^{R_1} words and each word (microinstruction) has $N+2$ bits in the case of unitary encoding of microoperations [2]. One of the additional bits is used to keep a variable y_0 to organize the mode of addressing (2). The second additional bit keeps a variable y_k to organize the fetching of microinstructions from CM. At the beginning RG and CT are set to the values that correspond to the initial state of the FSM and to the address of the first microinstruction. If transitions are executed inside OLC $\alpha_g \in C$, then $y_0 = 1$ that causes increment of CT and forbids the change of the state of the FSM. When output of OLC $\alpha_g \in C$ is reached, $y_0 = 0$ and circuit CC forms excitation functions of the register $D = \{D_1, \dots, D_{R_2}\}$ and counter $T = \{T_1, \dots, T_{R_1}\}$:

$$T = f(Q, X), \tag{3}$$

$$D = f(Q, X). \tag{4}$$

Functions (3) - (4) form a code $K(s_i)$ of the state of transition in RG and address of the input of the next OLC $\alpha_g \in C$. If CT contains an address of microinstruction $Y(b_k)$ such as $\langle b_k, b_E \rangle \in E$, then $y_k = 1$. In this case operation of CMCU is finished.

Although the fact, that CMCU with base structure requires less logic blocks for implementation of the design than traditional FSM, it still consumes large resources of an FPGA [2, 3]. The main problem here is the number of internal blocks of CMCU. While the control memory is realized with dedicated memory blocks, other modules of the CMCU are implemented with LUT elements. One of the solutions to this problem can be usage of special encoding method of internal states of CMCU. In CMCU with output identification all states are recognized using address generated by the counter. Therefore usage of the register is needless.

Fig. 2 presents the structure of CMCU with output identification. Here all internal states of CMCU are recognized using a part of an address generated by the counter ($Q \subseteq A$).

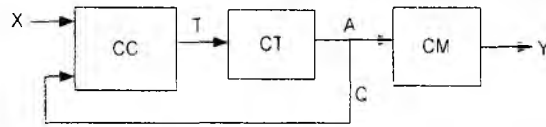


Fig. 2

In the CMCU shown in fig. 2 all microinstructions are encoded using special addressing method which is described detailed in [5]. Now combinational circuit forms only excitation functions of the counter. An address $A(b_k)$ of the proper microinstruction b_k is generated by the counter. A code $K(s_m)$ of an internal state $s_m \in S$ of CMCU is recognized by a part of an address formed by the counter.

In this article a new method of designing CMCU output identification and function decoder is proposed. The main idea of the method is to reduce the number of logic blocks of the destination FPGA due to the usage of an additional block which is realized using dedicated memories. Therefore less LUT elements are used during implementation of control unit in comparison with CMCUs with base structure and output identification.

Main idea of the proposed method

Let control algorithm of a digital system is represented by the flow-chart Γ_1 (Fig. 3). Let's use the results of [2] and form set of operational linear chains $C = \{\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3\}$ for flow-chart Γ_1 , where $\alpha_1 = \langle b_1, b_2, b_3 \rangle$, $\alpha_2 = \langle b_4, b_5, b_6, b_7 \rangle$, $\alpha_3 = \langle b_8, b_9, b_{10}, b_{11} \rangle$. It's clear that this set C satisfies to (1). In our example α_1 and α_3 have one input while α_2 has two inputs: $I_1^1 = b_1$, $I_2^1 = b_4$, $I_2^2 = b_7$, $I_4^1 = b_8$.

Let's address microinstructions $Y(b_k)$ where $b_k \in O(\Gamma_1) = \{b_1, \dots, b_{11}\}$ according to the algorithm presented in [5]. In our case two bits may be used to recognize each OLC: $K(\alpha_1) = 00$, $K(\alpha_2) = 01$, $K(\alpha_3) = 10$. Encoding method of the vertices that belongs to each OLC is not important. In our example they will be encoded using natural binary coding.

Finally an address of each microinstruction is defined as a concatenation:

$$A(b_i) = K(\alpha_g) * K(\alpha_i), \quad (5)$$

where $A(b_i)$ means an address of the microinstruction, $K(\alpha_g)$ – a code of OLC, $K(b_i)$ – a code of the component in the OLC α_g . For example:

$$A(b_1) = K(\alpha_1) * K(b_1) = 0000,$$

...

$$A(b_5) = K(\alpha_2) * K(b_5) = 0101,$$

...

$$A(b_{11}) = K(\alpha_3) * K(b_{11}) = 1011.$$

It is clear that in CMCU with outputs identification the size of an address determines the size of the output of combinational circuit. In our example four bits are required to encode excitation functions for counter. There are four inputs. It means that only two bits are needed to determine current state of CMCU.

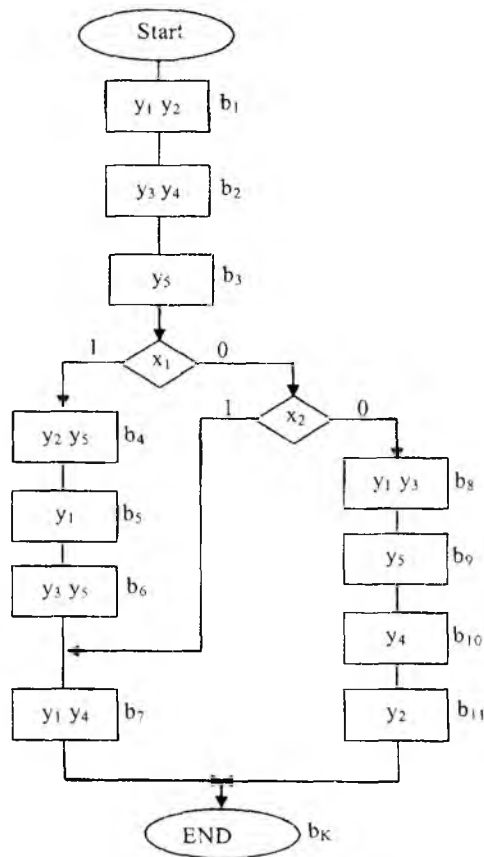


Fig. 3

In the article we propose a new synthesis method of control unit. In the CMCU with function decoder all internal states are recognized by the inputs of OLCs. Such a solution permits to decrease the size of variable T used to encode excitation functions for counter.

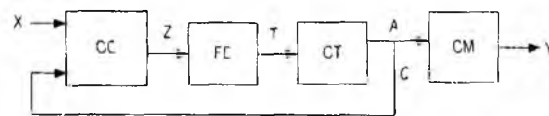


Fig. 4

Figure 4 shows the structural diagram of CMCU with function decoder FD. Here excitation functions for the counter are encoded (in the picture represented as a variable Z):

$$Z = f(Q, X), \quad (6)$$

An additional block – function decoder – decodes function Z and generates excitation functions T for counter:

$$T = f(Z). \quad (7)$$

In our example there are four inputs therefore they can be encoded using only two bits: $K(I_1^1) = 00$, $K(I_2^1) = 01$, $K(I_2^2) = 10$, $K(I_3^1) = 11$.

The main idea is to realize the function decoder using dedicated memory blocks of FPGA. Therefore less logic blocks of the device is used for implementation of control unit with function decoder in comparison with CMCU with output identification.

Method of design of CMCU with function decoder

The proposed method of CMCU U_2 design includes the following steps:

1. Formation of set of OLC, encoding their inputs and addressing of microinstructions.

This step is executed using procedures from [2] and [5]. As we mentioned for CMCU $U_1(\Gamma_1)$ we

have three OLCs $C = \{\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3\}$, microinstructions are encoded using four bits. There are four inputs, so they can be encoded using $|Z| = 2$ bits. The encoding style is now not important, so let us use natural binary coding: $K(I_1^1) = 00$, $K(I_2^1) = 01$, $K(I_2^2) = 10$, $K(I_3^1) = 11$.

2. Formation of the content of control memory.

Table 1 shows the content of control memory of CMCU U_1 . This table has $M=8$ lines (Table 1). Here I_g^j is j -th input of OLC $\alpha_g \in C$, O_g is an output of OLC $\alpha_g \in C$ ($j \leq F_g$, $g = 1, \dots, G$).

Table 1

Content of the control memory of CMCU U_1

b_k	$A(b_k)$	$Y(b_k)$	Comment
b_1	0000	$y_0 y_1 y_2$	I_1^1
b_2	0001	$y_0 y_3 y_4$	-
b_3	0010	y_5	O_1
b_4	0100	$y_0 y_2 y_5$	I_2^1
b_5	0101	$y_0 y_1$	-
b_6	0110	$y_0 y_3 y_5$	-
b_7	0111	$y_1 y_4 y_K$	I_2^2, O_2
b_8	1000	$y_0 y_1 y_3$	I_3^1
b_9	1001	$y_0 y_5$	-
b_{10}	1010	$y_0 y_4$	-
b_{11}	1011	$y_2 y_K$	O_3

3. Formation of the table of transitions of CMCU. This table is the base for formation of the system (7) and synthesis of circuit CC. This table contains only transitions for OLC $\alpha_g \in C^1$, where $C^1 \subseteq C$. Set C^1 contains OLC $\alpha_g \in C$ if their outputs are not connected with final vertex of flow chart. In case of CMCU $U_1(\Gamma_1)$ table of transitions has $H=4$ lines (Table 2). Here only α_1 is not connected with final vertex of the flow-chart.

Based on the table 2 we can form excitation functions for the function decoder, for example $z_1 = Q * (x_1 + \overline{x_1 x_2})$.

Table 2

Table of transitions of CMCU U_1

O_g	$SA(O_g)$	X_h	I_q^j	$K(I_q^j)$	Z	h
O_1	1	x_1	I_1^1	01	z_1	1
		$\overline{x_1} x_2$	I_2^2	10	z_2	2
		$\overline{x_1} \overline{x_2} Z$	I_3^1	11	$z_1 z_2$	3

4. Formation of the table of function decoder.

Based on the code of each input function decoder generates the proper excitation function for the counter (Table 3).

Content of the function decoder of CMCU U_1

I_q^j	$K(I_q^j)$	$A(I_q^j)$	T	h
I_1^1	00	0000	-	1
I_2^1	01	0100	T_2	2
I_2^2	10	0111	$T_2 T_3 T_4$	3
I_3^1	11	1100	$T_1 T_2$	4

5. Synthesis of logic circuit of CMCU. This step is executed by implementation on FPGA systems (6) and (7) and using dedicated memory for implementation of the function decoder and control memory as well. These tasks are perfectly well discussed in literature [1, 2] and they are under the scope of our article.

Conclusion

A designing method of compositional microprogram control unit with function decoder was presented. The method is based on the modification in the traditional structures of CMCU. Such an approach decreases the number of internal blocks of CMCU. Therefore the number of logic blocks used for implementation of the control unit is reduced.

The preliminary experimental investigations conducted by the authors have shown that the proposed method permits to decrease the FPGA area used for implementation of the control unit up to 20-30 % compared with traditional methods.

Literature: 1. Titarenko L.A. Adaptive spatial signal processing in conditions of a priori uncertainty.- Kharkiv: KNURE; Collegium. 2004. 216 p. (in Russian). 2. Barkalov A., Titarenko L. Design of compositional microprogram control units for telecommunication systems// Radiotekhnika, № 144, 2006. – pp. 65 – 70. 3. Łuba T. Synteza układów cyfrowych.- WKŁ, Warszawa, 2003. 4. DeMicheli G. Synthesis and Optimization of Digital Circuits.- McGraw Hill, New York, 1994. 5. Baranov S. Logic Synthesis for Control Automata.- Kluwer Academic Publisher, Boston, 1994. 6. Solovjev V.V. Design of digital systems using the programmable logic integrate circuits.- Hot line – Telecom, Moscow, 2001 (in Russian). 7. Burskey D. Embedded Logic and Memory Find Home in FPGA// Electronic Design.- 1999, N. 14, pp. 43-56. 8. Grushnitsky R. I., Mursaev A. H., Ugrjumov E. P. Design of the systems using microcircuits of programmable logic.- BHV, Petersburg, 2002 (in Russian).

Университет в Зеленой Гуре, Польша

Поступила в редколлегию 05.10.2007

МОДЕЛИ ДИНАМИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ КАЧЕСТВОМ ОБСЛУЖИВАНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ

Постановка задачи

Современные телекоммуникационные сети (ТКС) используются для своевременной и качественной доставки информации между элементами АСУ. Однако оценить насколько хорошо, с точки зрения решения задач управления, осуществляет доставку информации ТКС очень трудно. Это связано с тем, что основными характеристиками качества обслуживания QoS в ТКС являются время доставки информации $T_{\text{дост}}$, вероятность ошибки в сообщении $P_{\text{ош}}$, вероятность потери сообщения $P_{\text{пот}}$, а основным показателем эффективности АСУ является вероятность правильного решения задач управления $P_{\text{пр}}$. В работе [2] была предложена методика оценки эффективности ТКС, как элемента АСУ, которая позволяет оценить влияние параметров качества обслуживания в ТКС на вероятность правильного решения задач в АСУ $P_{\text{пр}}$. В заявленной методике предлагается оценивать эффективность сети ее производительностью, представляющей собой относительную скорость передачи ценной информации ΔW при передаче в ТКС.

Цель статьи – разработать модель динамического управления качеством обслуживания в ТКС с учетом относительной скорости передачи ценной информации ΔW при передаче в ТКС.

Система динамического управления ТКС является одной из важнейших подсистем ТКС. Эта система предназначена для решения следующих задач: маршрутизации, управления потоками в сети, управления доступом в сеть, адаптации к характеристикам каналов связи. Решение этих задач обеспечивает распределение потоков информации с целью наилучшего использования ресурсов сети при удовлетворении требований абонентов. Система динамического управления ТКС основана на иерархической структуре протоколов. Эта система осуществляет управление потоками пакетов как находящихся в сети на обслуживании путем выбора допустимых маршрутов передачи сообщений, так и на этапе ввода в сеть за счет запрета доступа. Технической базой системы динамического управления являются узлы коммутации.

На сегодняшний день существуют три основных способа управления сложными динамическими объектами (подобных ТКС): централизованный, децентрализованный и иерархический. Анализ способов управления показал, что при централизованном способе большое количество ресурсов выделяется на доставку информации о состоянии ТКС в центр управления и рассылку управляющих сообщений на управляемые объекты ТКС. В это время ресурсы сети простаивают, т.к. ожидают управляющих сообщений. Решение о распределении ресурсов, принимаемое в центре управления ТКС, оптимально, но из-за задержек, связанных с доставкой и получением информации управления, реальное состояние сети изменяется, а значит, решение уже не будет оптимальным.

При децентрализованном способе существует несколько центров управления, которые находятся в непосредственной близости от объекта управления. Это позволяет существенно снизить объем ресурсов ТКС, выделяемых на решение задач управления. Однако в таких системах не всегда возможно принимать оптимальные решения по распределению ресурсов ТКС, т.к. центры управления не обладают полной информацией о функционировании системы в целом. С другой стороны, минимизация времени принятия решения приводит к тому, что ресурсы сети используются более эффективно.

Иерархические системы управления являются вариантом между децентрализованным и централизованным способами. Соответственно, они меньше потребляют сетевые ресурсы, чем централизованные, но больше чем децентрализованные. Оперативность решения ниже

чем у централизованных, но выше чем у централизованных, а точность решения выше чем у децентрализованных, но ниже чем у централизованных.

Одна из проблем динамического управления – это отсутствие информации о входном трафике и его характеристиках (т.е. заранее не известны моменты возникновения пользовательского трафика, его длительность, информационная ценность и т.д.). Это означает, что принимать решение о распределении ресурсов ТКС надо в реальном времени. Для упрощения задачи можно использовать механизмы адаптации.

Адаптивными обычно называют системы, в которых недостаток априорной информации восполняется за счет более полного использования текущей информации. Используя адаптацию в управлении, можно существенно повысить эффективность ТКС.

На сегодняшний день одним из перспективных путей решения этой проблемы является использование интеллектуальных многоагентных систем (МАС). Основой МАС является агент, который взаимодействует со средой (в нашем случае с телекоммуникационной сетью), решая определенный ряд задач.

Интеллектуальная МАС характеризуется следующими свойствами: ситуативность, автономность, гибкость, и социальность.

Ситуативность интеллектуального агента означает, что он воспринимает окружение, в котором действует, и может изменять это окружение. Конкретным примером агента может служить агент, управляющий нагрузкой в сетевом устройстве.

Автономная система может взаимодействовать со своим окружением без вмешательства других агентов. Для этого она должна контролировать свои действия и внутренние состояния. Некоторые автономные агенты могут также обучаться на своем опыте, чтобы улучшить свое поведение в дальнейшем.

Гибкий агент должен демонстрировать способность реагировать на стимулы от своего окружения и вовремя отвечать на них соответствующим образом. Гибкий агент не просто реагирует на ситуацию в своем окружении, но и адаптируется, целенаправленно действует и выбирает альтернативы в различных ситуациях.

Агент является социальным, если он может соответствующим образом взаимодействовать с другими агентами. Взаимодействия социального агента ориентированы на достижение целей МАС. Это социальная направленность агентной системы должна решать много проблем, в том числе такие, как выделение агентами подзадач обеспечения, взаимодействие агентов.

МАС идеально подходят для решения задач, включающих большое количество методов решения, точек зрения и сущностей. В этих условиях МАС имеют преимущества распределенного и конкурентного решения проблем, в том числе за счет реализации сложных схем взаимодействия. Поэтому использование МАС в процессе динамического управления ТКС является актуальным и перспективным.

В работе [2] предложена модель многоагентной системы динамического управления ТКС. На рис. 1 представлена основная часть такой многоагентной системы, которая находится на центре коммутации и решает следующие задачи:

- выбор направлений передачи информационных потоков;
- маршрутизация информационных потоков;
- определение очередности передачи информационных сообщений;
- борьба с возникающими перегрузками и блокировками;
- управление потоком информации.

Таким образом, в состав МАС ЦК должны входить:

- 1) агент, управляющий ЦК;
- 2) агенты по выбору направления передачи;
- 3) агент, управляющий маршрутизацией;
- 4) агент, управляющий совместным обслуживанием разнородных потоков;
- 5) агент, управляющий борьбой с перегрузками;
- 6) агент, управляющий выбором параметров протоколов;

7) агент, контролирующий состояние сети.

Задачи перечисленных агентов состоят в выборе в зависимости от сложившейся ситуации в сети нужных методов управления информационным обменом, а также значений определенных параметров, устанавливаемых при реализации этих методов. В соответствии со спецификой решаемых задач в процессоре супервизорного управления должны располагаться агент, управляющий ЦК, и агент контроля состояния сети. В процессорах пакетного уровня следует установить агентов, управляющих выбором направления передачи, а также агентов, управляющих маршрутизацией. В процессорах канального уровня должны располагаться агент, управляющий совместным обслуживанием потоков, агенты, управляющие борьбой с перегрузками и блокировками, а также агенты, управляющие выбором параметров протокола.

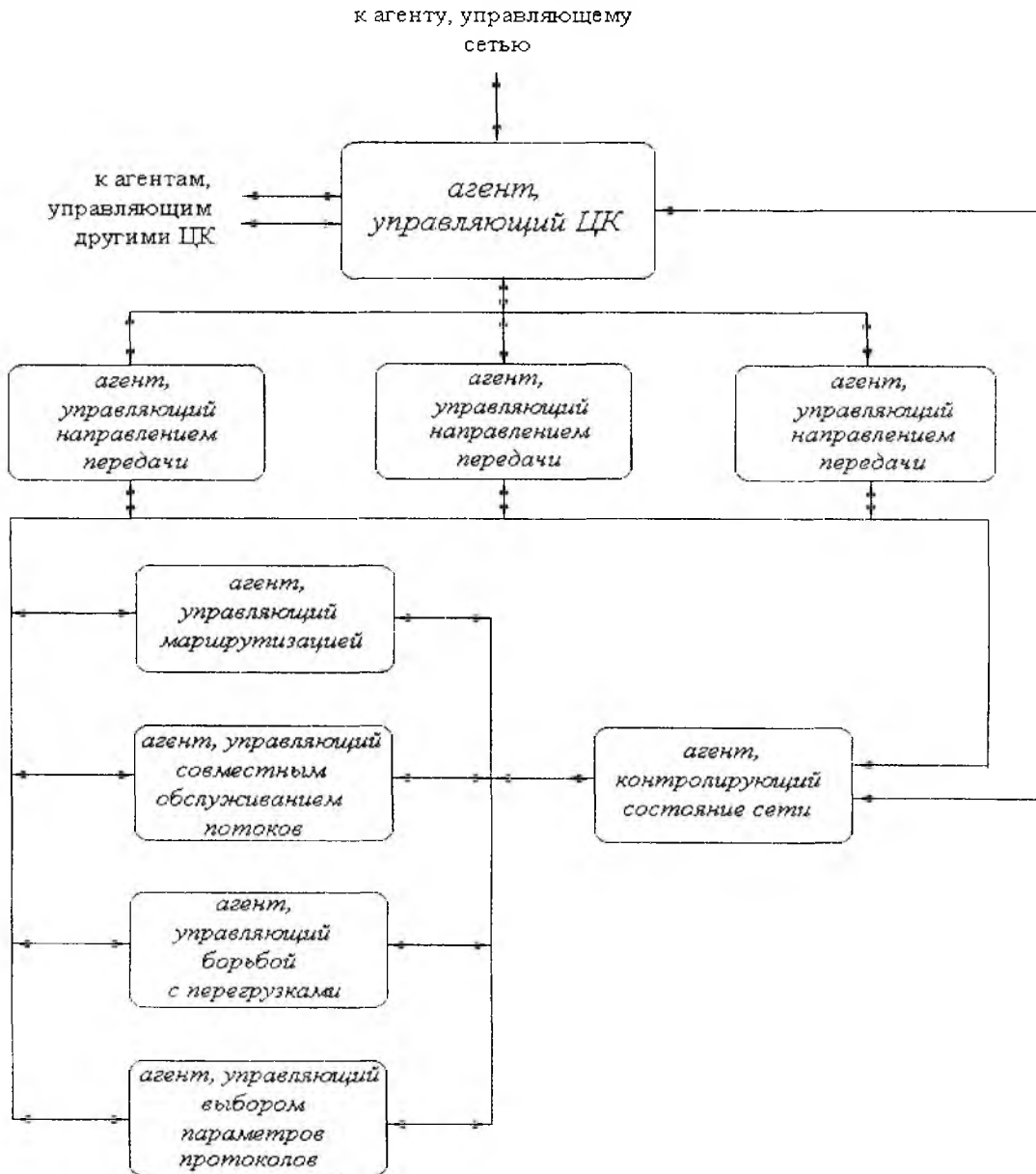


Рис. 1

Процесс управления информационным обменом на узле коммутации можно представить в виде повторяющихся циклов обслуживания поступающих заявок [3].

Опыт разработки и эксплуатации сложных систем, успех их оптимизации зависит не только от адекватности модели процесса ее функционирования и совершенства используемого математического аппарата для получения точных и достоверных результатов оценки характеристики системы, но и от выбранного критерия эффективности системы [59].

В качестве показателя эффективности многоагентной системы динамического ТКС предлагается использовать относительную скорость передачи ценной информации при передаче в ТКС (ΔW). Относительная скорость передачи ценной информации можно определить по формуле

$$\Delta W = \sum_i \frac{\lambda_{\text{вх},i} \frac{1}{\log_2 \frac{q_{1i}}{q_{0i}}}}{\lambda_{\text{вх}}} \quad (1)$$

где $\lambda_{\text{вх}}$ – интенсивность входного потока; $\lambda_{\text{вх},i}$ – интенсивность источника i -го потока; q_{1i} – вероятность решения задачи при получении i -го сообщения, где q_{1i} является функционалом от вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$ и времени доставки T и можно представить в виде следующей формулы $q_{1i} = f(P_{\text{ош}}, T)$; q_{0i} – вероятность решения задачи при не получении i -го сообщения.

Информация будет ценной только при выполнении следующих условий:

$$P_{\text{ош}}^i \leq P_{\text{ош-доп}}^i, P_{\text{ном}}^i \leq P_{\text{доп}}^i, T^i \leq T_{\text{доп}}^i, \Delta\tau^i \leq \Delta\tau_{\text{доп}}^i,$$

где $P_{\text{ном}}^i, P_{\text{доп}}^i$ – вероятность потери информации при передаче i -го потока, соответственно текущая и допустимая; $T^i, T_{\text{доп}}^i$ – время доставки при передаче i -го потока, соответственно текущая и допустимая; $\Delta\tau^i, \Delta\tau_{\text{доп}}^i$ – джиттер при передаче i -го потока, соответственно текущая и допустимая.

Таким образом, модель системы динамического управления (СДУ) ТКС можно представить в виде кортежа

$$\text{СДУ} = (\{A_1, A_2, \dots, A_N\}, M_{\text{вз}}),$$

где A_1, A_2, \dots, A_N – модели агентов, входящие в состав МАС ДУ и решающие указанные выше задачи; $M_{\text{вз}}$ – модель взаимодействия между агентами МАС ДУ.

В свою очередь модель агента A должна включать знания об объекте управления $M_{\text{ов}}$, знания о среде, знания о других агентах $M_{\text{дпа}}$, знания о взаимодействии с другими агентами МАС $M_{\text{вза}}$, общие знания $M_{\text{общн}}$. Под общими знаниями понимаются такие утверждения, которые находятся в базе знаний всех агентов, все агенты знают об этом, агенты знают, что все агенты знают об этом, и т.д. Тогда модель агента можно представить в виде кортежа

$$A = (M_{\text{ов}}, M_{\text{сп}}, M_{\text{дпа}}, M_{\text{вза}}, M_{\text{общн}}).$$

В свою очередь модель взаимодействия агентов должна включать протоколы взаимодействия между агентами при решении различных задач динамического управления ТКС ($Pr_{\text{вз}}$), модель координирования при совместном использовании ресурсов $M_{\text{кр}}$, модель распознавания опасных ситуаций в МАС (в которых эффективность решения задач ДУ ТКС ниже определенного уровня) $M_{\text{расп}}$, а также модель распределения ресурсов ТКС ($M_{\text{рспд}}$). Тогда модель взаимодействия агентов можно представить в виде кортежа

$$M_{\text{вз}} = (Pr_{\text{вз}}, M_{\text{кр}}, M_{\text{расп}}, M_{\text{рспд}}).$$

Особой проблемой при разработке МАС ДУ является согласование их совместной работы. Проблема заключается в том, что у каждого агента свой показатель эффективности, и в некоторые моменты времени они могут быть несовместимы, что может привести к снижению эффективности МАС ДУ в целом. В дальнейшем необходимо разработать более детальные модели агентов и их взаимодействия при решении задач динамического управления ТКС.

Выводы

Проведен анализ возможных вариантов решения задачи качественного обслуживания информационных потоков в телекоммуникационных сетях. Показано, что перспективным направлением решения этой задачи может быть использование МАС. Предложена общая модель многоагентной системы динамического управления ТКС. В дальнейшем предполагается разработать более детальную модель многоагентной системы динамического управления ТКС.

Список литературы: 1. *Поповский В.В.* Модель управления реструктуризацией телекоммуникационной сети // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып.138. С. 25. - 31. 2. *Лосев Ю. И., Руккас К.М.* Алгоритм функционирования многоагентной системы динамического управления компьютерными сетями // Вісник Харк. нац. ун-ту. Збірка наук. праць. Серія „Математичне моделювання. Інформаційні технології. Автоматизовані системи управління”. Вип. 5 (№703). Харків: ХНУ ім. В.М. Каразіна, 2005. С. 165-172. 3. *Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: Учебник для вузов. 2-е изд. / В.Г. Олифер, Н.А.Олифер.* СПб.: Питер, 2003. 864 с.: ил. 4. *Vila P., Marzo J.L., Fabregat R., Harle D.* A multi-agent Approach to Dynamic Virtual Path Management in ATM Network. IMPACT'99 Workshop. Seattle December 1999. 5. *H. Yamaki, M.P. Wellman, T. Ishida* “A Market-Based Approach for Allocating QoS to Multimedia Applications”, ICMAS-96, pp.385-392, 1996.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 27.09.2007

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СОЕДИНЕНИЯ ТСП С ПОВТОРНЫМИ ПЕРЕДАЧАМИ

Общие сведения о функционировании протокола ТСП

Протокол ТСП (Transmission Control Protocol – протокол управления передачей) обеспечивает ориентированный на соединение, надежный сервис обмена байтовыми потоками данных. Ориентированный на соединение сервис (connection-oriented service) означает, что два приложения, использующие ТСП (по распределению функций принято называть одно из них клиентом, а другое – сервером) должны до начала обмена данными установить между собой соединение. Принципиально важно, что в ТСП-соединении всегда участвуют лишь две стороны, называемые оконечными точками (endpoints).

Надежный сервис обеспечивается в ТСП рядом предусмотренных в нем мер.

Модуль ТСП разбивает поток выводимых приложением данных на сегменты оптимальной длины и последовательно передает их IP-уровню (сетевому уровню) для дальнейшей обработки.

При посылке сегмента модуль ТСП запускает таймер и ожидает от принимающей стороны подтверждения приема в виде квитанции (acknowledgement, АСК). Если в отведенное по таймеру время, называемое тайм-аутом (timeout), подтверждение не приходит, посылка сегмента повторяется согласно механизму адаптивного тайм-аута и повторной передачи.

После получения сегмента и проверки контрольной суммы модуль ТСП на принимающей стороне соединения генерирует подтверждение для источника.

Модули ТСП вычисляют контрольную сумму для всего сегмента (включая заголовок и данные). Она используется в оконечных точках для обнаружения искажений, возникших при передаче данных. Если вычисленная при приеме контрольная сумма сегмента не совпадает с записанной в его заголовке, то сегмент отбрасывается и подтверждение о его получении не посылается (при этом предполагается, что модуль ТСП источника повторит посылку этого сегмента по тайм-ауту).

Поскольку ТСП-сегменты передаются инкапсулированными в IP-дейтаграммы, очередность получения которых может не соблюдаться, то они могут прибыть в пункт назначения не в том порядке, в котором были отправлены. В принимающем модуле ТСП сегменты при необходимости упорядочиваются так, что приложение получает предназначенные ему данные в исходной последовательности.

Так как IP-дейтаграммы могут дублироваться, то принимающий ТСП-модуль должен выявлять такие случаи и отбрасывать дубликаты сегментов.

В ТСП также предусмотрено управление темпом передачи потока данных (flow control). Размеры буферов у сторон ТСП-соединения ограничены. Принимающая сторона регулирует объем выслаемых ей данных, исходя из наличия свободного места в приемном буфере.

Постановка задачи

Таким образом, соединение ТСП представляет собой систему массового обслуживания (рис. 1). На основании этой схемы построена математическая модель, описывающая функционирование такой системы и позволяющая учитывать повторно передаваемые сегменты среди элементов входного потока.

Разработка математической модели соединения ТСП как СМО с ПП

Введем такую модель в рамках теории массового обслуживания (ТМО) соединения ТСП, которая характеризуется двумя переменными: количеством источников повторных передач и количеством занятых обслуживающих устройств.

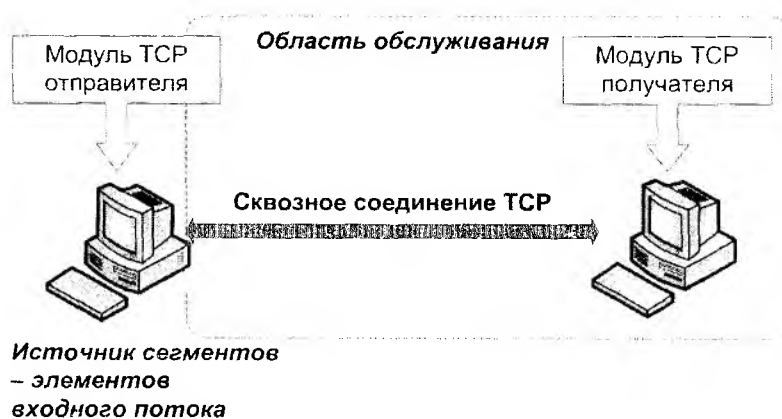


Рис. 1

Опишем модель соединения TCP как СМО с ПП типа $M/M/1$ следующим образом. Пусть в рассматриваемой однолинейной СМО поток первично передающихся блоков сегментов, генерируемых модулем TCP отправителя, является пуассоновским с интенсивностью λ . Единственный канал обслуживания представляет собой обслуживающее устройство – область обслуживания, причем обслуживание делится на передачу сегментов данных по соединению (сети) и на обслуживание непосредственно модулем TCP получателя (рис. 1), а времена обслуживания экспоненциально распределены с параметром ν . Если первично передающийся блок данных отправителя находит обслуживающее устройство доступным, он автоматически обрабатывается, а затем передается далее, т.е. покидает обслуживающее устройство. С другой стороны, блок данных, заблокированный обслуживающим устройством (был потерян, искажен и/или отброшен обслуживающим устройством), вынужден «покинуть» область обслуживания и становится так называемым «источником» повторной передачи. Каждый источник такого типа формирует пуассоновский поток повторных передач интенсивности μ (блок данных будет повторен через экспоненциально распределенное время с параметром μ). После обслуживания повторно переданного блока данных источник повторной передачи «исчезает».

Процесс массового обслуживания представляется следующим образом (рис. 2).

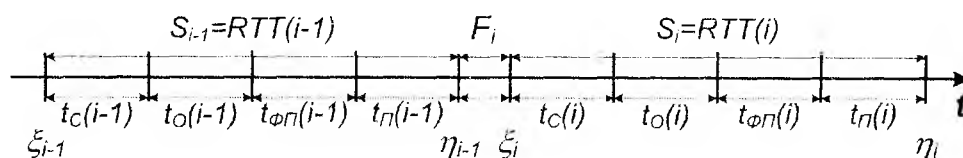


Рис. 2

Пусть обслуживание $(i-1)$ -го переданного блока данных заканчивается в момент времени η_{i-1} и обслуживающее устройство становится свободным, причем блоки обслуживаются строго в порядке отправления. Однако следующий блок данных может быть отправлен на обслуживание только при получении подтверждения обслуживания предыдущего; i -й блок данных поступает на обслуживание по истечении некоторого времени F_i (времени между прибытием подтверждения и отправкой следующего блока данных модулем TCP отправителя), в течение которого обслуживающее устройство свободно и «ожидает» следующего поступления блока данных. Если в момент времени η_{i-1} количество источников повторных передач N_{i-1} равно n , тогда F_i распределено по экспоненциальному закону с параметром $\lambda + n\mu$. Далее i -й блок данных является первично передаваемым с вероятностью $\frac{\lambda}{\lambda + n\mu}$.

и повторно передаваемым – с вероятностью $\frac{n\mu}{\lambda + n\mu}$. В момент времени $\xi_i = \eta_{i-1} + F_i$ начинается обслуживание i -го блока данных и продолжается в течение времени S_i (т.е. S_i является временем обслуживания i -го блока данных). Отброшенные (блокированные, потерянные, искаженные) блоки данных формируют источники повторных передач. Затем в момент времени $\eta_i = \xi_i + S_i$ завершается обслуживание i -го блока данных, и обслуживающее устройство становится свободным.

Так как обслуживание блока данных заканчивается в момент времени получения подтверждения от модуля ТСР получателя, то время обслуживания S_i равняется времени кругового обращения RTT (Round-Trip Time). Причем, согласно механизму передачи сегментов данных по протоколу ТСР, RTT для i -го сегмента состоит из следующих компонентов:

$$RTT(i) = t_C(i) + t_O(i) + t_{\Phi\Pi}(i) + t_{\Pi}(i), \quad (1)$$

где $t_C(i)$ – время передачи i -го сегмента; $t_O(i)$ – время обработки i -го сегмента модулем ТСР получателя; $t_{\Phi\Pi}(i)$ – время формирования подтверждения получения i -го сегмента модулем ТСР получателя; $t_{\Pi}(i)$ – время передачи подтверждения получения i -го сегмента модулем ТСР получателя.

Времена $t_C(i)$ и $t_{\Pi}(i)$ характеризуют обслуживание сегмента данных сетью, а времена $t_O(i)$ и $t_{\Phi\Pi}(i)$ – обработку получаемых сегментов модулем ТСР получателя.

Пусть в момент времени t величина $J(t)$ является количеством источников повторных передач сегментов (которая также может быть представлена определенного рода очередью), а $C(t)$ – количество занятых обслуживающих устройств. Для модели с единственным обслуживающим устройством $C(t) = 1$ или $C(t) = 0$ в зависимости от того, занято ли обслуживающее устройство или свободно. Причем при рассмотрении взаимодействия модулей ТСР отправителя и получателя в общем под «занятостью» принимаем отсутствие подтверждения получения отправленных сегментов, что не допускает отправки новой группы данных и, в общем, провоцирует повторную передачу. Процесс $(C(t), J(t))$ является одним из самых важных процессов, описывающих СМО с ПП.

В случае с экспоненциально распределенным временем обслуживания процесс $(C(t), J(t))$ является марковским с пространством состояний размером $\{0, 1\} \times N$, где N – максимально возможное количество источников повторных передач, равное размеру флайта (группы отправленных, но неподтвержденных сегментов).

На рис. 3 изображен граф состояний рассматриваемого процесса. Причем в модель введен дополнительный параметр – средняя по соединению вероятность потерь p_{ncp} .

Отсюда запишем уравнения для нахождения вероятностей p_{0j} и p_{1j} состояний в стационарном режиме, а затем найдем для них общие выражения. Для указанного графа (рис. 3) получаем

$$\begin{aligned} (\lambda(1 - p_{ncp}) + j\mu(1 - p_{ncp}))p_{0j} &= \nu(1 - p_{ncp})p_{1j}, \\ (\lambda p_{ncp} + \nu(1 - p_{ncp}))p_{1j} &= \lambda(1 - p_{ncp})p_{0j} + \lambda p_{ncp}p_{1j-1} + (j+1)\mu(1 - p_{ncp})p_{0j+1}. \end{aligned}$$

Введем $\rho = \lambda/\nu$, и тогда имеем

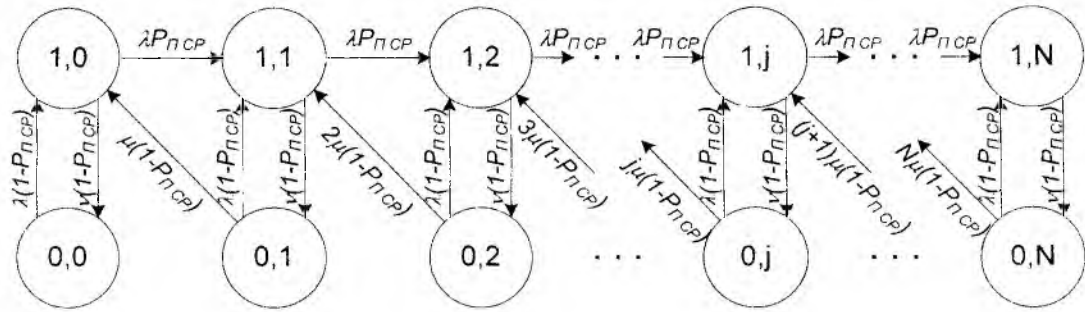


Рис. 3

$$p_{0j} = \left(\frac{\rho^j}{j! \mu^j} \prod_{i=0}^{j-1} (\lambda + i\mu) \right) \cdot \left(\frac{P_{нсп}}{1 - P_{нсп}} \right)^j \cdot p_{00}, \quad (2)$$

$$p_{1j} = \left(\frac{\rho^j}{j! \mu^j \nu} \prod_{i=0}^j (\lambda + i\mu) \right) \cdot \left(\frac{P_{нсп}}{1 - P_{нсп}} \right)^j \cdot p_{00} = \left(\frac{\rho^{j+1}}{j! \mu^j} \prod_{i=1}^j (\lambda + i\mu) \right) \cdot \left(\frac{P_{нсп}}{1 - P_{нсп}} \right)^j \cdot p_{00} \quad (3)$$

где p_{0j} – вероятности состояний при доступном обслуживающем устройстве; p_{1j} – вероятности состояний при недоступном обслуживающем устройстве; $p_{нсп}$ – средняя по соединению вероятность потерь; λ – интенсивность потока первичных элементов; μ – интенсивность потока повторных элементов; ν – интенсивность обслуживания; $\rho = \lambda/\nu$ – относительная пропускная способность СМО.

Вероятность p_{00} может быть найдена с помощью условия нормировки $\sum_j p_{0j} + \sum_j p_{1j} = 1$:

$$p_{00}^{-1} = 1 + \sum_{j=1}^N \frac{\rho^j}{j! \mu^j} \left(\frac{P_{нсп}}{1 - P_{нсп}} \right)^j \prod_{n=0}^{j-1} (\lambda + n\mu) + \sum_{j=0}^N \frac{\rho^{j+1}}{j! \mu^j} \left(\frac{P_{нсп}}{1 - P_{нсп}} \right)^j \prod_{k=1}^j (\lambda + k\mu). \quad (4)$$

Вероятностные характеристики рассматриваемой СМО с ПП

Пусть $p_i = \sum_{j=0}^N p_{ij}$ при $i = \overline{0, c}$ ($c = 1$), откуда

$$p_0 = \sum_{j=0}^N p_{0j}, \quad p_1 = \sum_{j=0}^N p_{1j}, \quad (5)$$

и определяет вероятность занятости i обслуживающих устройств, а $J_i = \sum_{j=0}^N j p_{ij}$, откуда

$$J_0 = \sum_{j=0}^N j p_{0j}, \quad J_1 = \sum_{j=0}^N j p_{1j}, \quad (6)$$

определяет среднее количество источников повторных передач в состоянии i занятых обслуживающих устройств. Используя введенные обозначения, приведем основные вероятностные характеристики, которые выражаются через вероятности p_{ij} (количество обслуживающих устройств $c = 1$) и представляют практический интерес при изучении систем с повторными передачами.

Вероятность потери первично передающегося блока данных определяется следующим образом:

$$\pi = \sum_{j=0}^N p_{1j}. \quad (7)$$

Вероятность потерь общая (отношение потерянных первичных и повторных сегментов ко всем поступившим сегментам)

$$\pi_0 = \frac{\lambda\pi + J_1\mu}{\lambda + J\mu} = \frac{\lambda \sum_{j=0}^N p_{1j} + \mu \sum_{j=0}^N j p_{1j}}{\lambda + J\mu}, \quad (8)$$

где использовано обозначение среднего числа источников повторных передач J

$$J = \sum_{i=0}^c J_i = J_0 + J_1 = \sum_{j=0}^N j p_{0j} + \sum_{j=0}^N j p_{1j}. \quad (9)$$

Выражение (10) дает среднее число передач (первичных и повторных) в единицу времени:

$$\Lambda = \lambda + J\mu. \quad (10)$$

Среднее число повторных передач на одну первичную передачу

$$M = J\mu/\lambda \quad (11)$$

Среднее число занятых обслуживающих устройств

$$I = \sum_{i=1}^c i p_i = p_1 = \sum_{j=0}^N p_{1j} \quad (12)$$

Таким образом, разработанная модель позволяет анализировать состояние соединения ТСП в установившемся режиме (фазе предотвращения перегрузки), и с помощью вероятностей состояний вычислять практически значимые характеристики соединения как СМО, учитывающие повторные передачи сегментов данных.

Анализ математической модели соединения ТСП

Пусть для соединения ТСП параметры потока флайтов сегментов являются следующими: $\lambda = 1/(RTT + IT)$, $\nu = 1/RTT$, а $\mu = 1/RTO$, где RTT – время кругового обращения (Round-Trip Time), RTO – тайм-аут повторной передачи (Retransmission TimeOut), IT – время простоя обслуживающего устройства, т.е. время между прибытием подтверждения и отправки следующего блока данных модулем ТСП отправителя. Количество источников повторных передач ограничено размером флайта N , т.е. количеством отправленных, но не подтвержденных сегментов данных. Тогда, согласно выражениям (2), (3) и (4), вероятности состояний соединения ТСП как СМО типа $M/M/1$ с ПП в стационарном режиме определяются так:

$$p_{0j} = \left(\frac{\rho^j}{j! \mu^j} \prod_{i=0}^{j-1} (\lambda + i\mu) \right) \cdot \left(\frac{p_{n\text{cp}}}{1 - p_{n\text{cp}}} \right)^j \cdot p_{00} =$$

$$= \left(\frac{(RTT/(RTT + IT))^j}{j!(1/RTO)^j} \prod_{i=0}^{j-1} ((1/(RTT + IT)) + i(1/RTO)) \right) \cdot \left(\frac{p_{n\text{cp}}}{1 - p_{n\text{cp}}} \right)^j \cdot p_{00}, \quad (13)$$

$$p_{1j} = \left(\frac{\rho^{j+1}}{j! \mu^j} \prod_{i=1}^j (\lambda + i\mu) \right) \cdot \left(\frac{p_{n\text{cp}}}{1 - p_{n\text{cp}}} \right)^j \cdot p_{00} =$$

$$= \left(\frac{(RTT/(RTT + IT))^{j+1}}{j!(1/RTO)^j} \prod_{i=1}^j ((1/(RTT + IT)) + i(1/RTO)) \right) \cdot \left(\frac{p_{n\text{cp}}}{1 - p_{n\text{cp}}} \right)^j \cdot p_{00}. \quad (14)$$

А вероятностные характеристики, согласно введенным обозначениям в (13) и (14), определяются при помощи выражений (5) – (12).

Рассмотрим СМО с ПП, где исследуется соединение ТСП с характеристиками RTT и RTO , показанными на рис. 4 и в табл. 1.

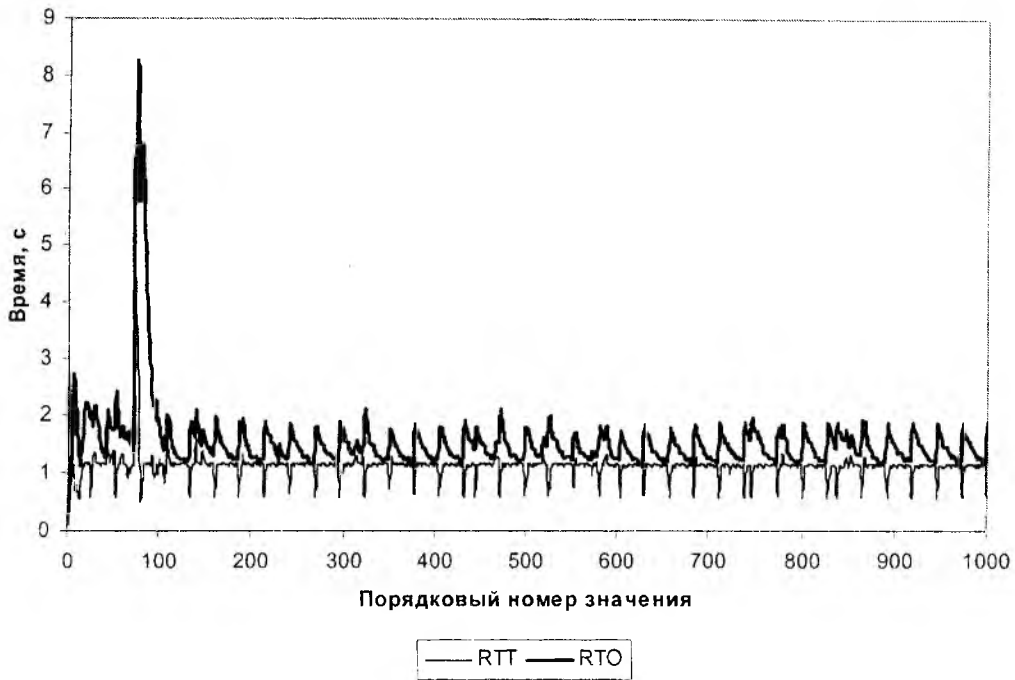


Рис. 4

Из указанного ряда значений RTT и RTO выберем средние по соединению и найдем для них вероятности состояний p_{0j} и p_{1j} в стационарном режиме (рис. 5), а также основные вероятностные характеристики соединения TCP (табл. 2).

Таблица 1

Характеристики	RTT_{\min} , с	RTT_{\max} , с	RTT_{cp} , с	СКО RTT , с	Производительность, байт/с
Значения	0,1102	4,607	1,1332	0,2467	2811
Характеристики	$MaxSS$, байт	$AvgSS$, байт	$\max OWIN$, байт	$avg OWIN$, байт	$wavg OWIN$, байт
Значения	1200	1169	24329	4851	4863

Использованные обозначения в табл. 1:

$MaxSS$ – максимальный размер сегментов в соединении;

$AvgSS$ – средний размер сегментов в соединении;

$\max OWIN$ – максимальный размер флайта в соединении;

$avg OWIN$ – средний размер флайта в соединении;

$wavg OWIN$ – средневзвешенный размер флайта в соединении.

Таблица 2

RTT , с	RTO , с	P_{00}	P_{10}	J	M	I
1,1332	1,5700	0,4948	0,4874	0,0181	0,0133	0,4986

Из анализа результатов, полученных при помощи предложенной модели соединения TCP, следует, что при заданной средней вероятности потерь в соединении TCP $P_{ncp} = 0,00967$ наиболее вероятными будут состояния p_{00} и p_{10} при отсутствии источников повторных передач, причем эти вероятности приблизительно равны. Среднее количество повторных передач на одну первичную приблизительно равно 0,0133.

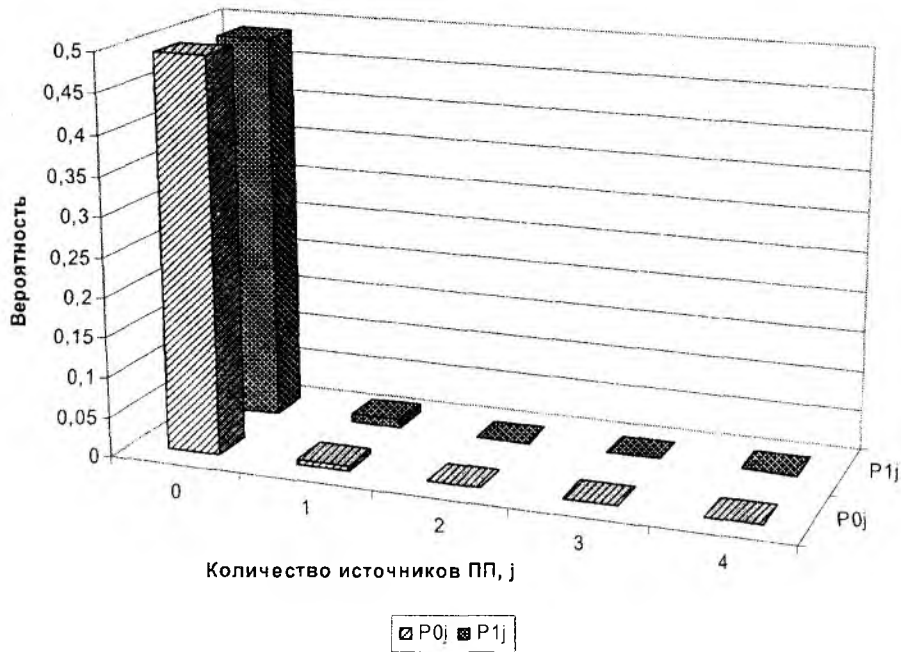


Рис. 5

Выводы

Разработанная математическая модель позволяет определять вероятности состояний СМО с ПП, представляющей соединение ТСП, на основании которых рассчитываются вероятностные характеристики СМО с ПП, а именно: вероятность потерь первично передающегося сегмента, общая вероятность потерь, среднее число источников ПП, среднее число ПП на одну первичную передачу и др.

Анализ математической модели показал, что она адекватно описывает вероятностное поведение процесса передачи сегментов данных в рамках соединения ТСП.

Полученная математическая модель может найти применение при анализе реальных сквозных соединений транспортного уровня сетей ТСП/IP.

Список литературы: 1. *Falin G.I., Templeton J.G.C.* Retrial Queues. London: Chapman and Hall, 1997. 330 p. 2. *Falin G.I., Artalejo J.R.* Standard and retrial queueing systems: a comparative analysis, REVISTA MATEMATICA COMPLUTENSE, vol. XV, 2002. 101 - 129 p. 3. *RFC 4614 Duke M., Braden R., Eddy W., Blanton E.* A Roadmap for Transmission Control Protocol (TCP) Specification Documents. The Internet Society, 2006. 4. *RFC 2988* Computing TCP's Retransmission Timer. 5. *Jacobson V.* "Congestion Avoidance and Control". Proceedings, SIGCOMM'88, Computer Communication Review, August 1988. 6. *Fiche G., Hebuterne G.* Communicating Systems and Networks: Traffic and Performance, KOGAN PAGE SCIENCE, London and Sterling, VA, 2004. 545 p. 7. *Стивенс У.Р.* Протоколы TCP/IP. Том 1. Практическое руководство / Пер. с англ. и коммент. А.Ю. Глебовского. СПб.: Невский Диалект "БХВ-Петербург", 2003. 672 с: ил. 8. *Шнепс М.А.* Системы распределения информации. Методы расчета: Справ. пособие. М.: Связь, 1979 344с. 9. *Корнышев Ю.Н. и др.* Теория телетрафика: Учебник для вузов / Ю.Н. Корнышев, А.П. Пшеничников, А.Д. Харкевич. М.: Радио и связь, 1996. 272 с: ил. 10. *Пшеничников А.П., Степанов С.Н.* Модели систем связи с повторными вызовами: Учебное пособие / МТУСИ. М.: 1992. 20 с. 11. *Еременко А.С.* Оптимизация алгоритма установления значений адаптивного тайм-аута повторных передач протокола TCP при помощи фильтрации Калмана // Радиотехника. 2007. Вып. 148. С.273 – 277.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ ПРИ САМОПОДОБНОМ ВХОДЯЩЕМ ПОТОКЕ.

Введение

В настоящее время в соответствии с мировыми тенденциями развития телекоммуникационных систем особо актуально стоит задача проектирования и внедрение в эксплуатацию мультисервисных сетей, способных передавать информацию любого типа (речь, видео, данные и т. п.). Данные сети могут быть реализованы как на основе уже существующих сетей, так и с нуля. При решении данной задачи необходимо осуществить выбор транспортной технологии, технологии доступа и протоколов управления, удовлетворяющих требованиям пользователей к качеству обслуживания.

Одной из первоначальных задач при построении мультисервисной сети является задача определения пропускных способностей каналов связи. Данная задача уже была частично решена в статье [1], однако в ней не был учтен тот факт, что в сети передаются различные виды трафика, относящиеся к различным классам обслуживания. Кроме того, допускается наличие бесконечных размеров буферов в узлах. В статье решена задача определения пропускных способностей каналов связи с учетом классов обслуживания и конечных размеров буферов в узлах, что накладывает ограничения по потерям при самоподобном трафике.

Постановка задачи

Задано множество $A = \{a_i\}$ источников информационной нагрузки различного класса. Определены классы обслуживания CoS (Class of Service).

Обозначим множеством $D(k) = \{\vec{d}_{ij}(k)\}$ – множество информационных потоков k -го класса, поступающих в сеть для передачи между оконечными узлами, где $\vec{d}_{ij}(k) = (\lambda_{ij}(k), \bar{n}_{ij}(k), H_{ij}(k))$ вектор параметров информационных потоков k -го класса поступающих в сеть в узле a_i и передаваемых в узел a_j , где $\lambda_{ij}(k)$ – интенсивность поступления пакетов информационных потоков k -го класса в сеть, сообщений в секунду, $\bar{n}_{ij}(k)$ – средняя длина пакета информационного потока k -го класса, бит (длина сообщения распределена по геометрическому закону), $H_{ij}(k)$ – параметр Херста информационных потоков k -го класса.

Определена матрица $B = \|b_{km}\|$ посредством которой задается топология сети, где

$$b_{km} = \begin{cases} 1, & \text{если } a_k \text{ смежна к } a_m; \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases} \quad (1)$$

Введем величины w_{km} , w_i^K которые определяют затраты необходимые для организации канала связи между узлами a_k и a_m заданной пропускной способности и стоимость организации узла связи. Величина w_{km} зависит от расстояния между узлами, от пропускной способности канала связи и от размера буфера коммутационного оборудования входящего в состав данного канала связи, т.е.

$$w_{km} = w(l_{km}, c_{km}, x_{km}), \quad (2)$$

где l_{km} – расстояние между узлами a_k и a_m ; c_{km} – пропускная способность канала связи между данными узлами; x_{km} – размера буфера коммутационного оборудования выделенного для обслуживания информационного потока передаваемого между данными узлами.

Величину w_i^K можно определить как

$$w_i^K = w^K(\lambda), \quad (3)$$

где λ – суммарная интенсивность потока, обслуживаемая данным узлом.

Требуется определить характеристики потоков передаваемых по каналам связи в сети и пропускные способности каналов связи, при которых обеспечивается передача заданных информационных потоков между любой парой узлов i, j с минимальной среднесетевой задержкой T_{cp} . Затраты на организацию каналов связи не должны превышать заданной величины W_{max} . Вероятность потери пакета P_{km} между узлами a_k и a_m не должна превышать заданной величины $P_{n,max}$.

Построим математическую модель задачи определения пропускных способностей каналов связи. Введем следующее обозначение f_{km} – суммарный поток, передаваемый по каналу (k, m) .

Математическая модель имеет следующий вид:

$$\min(T_{cp}(D(k), B)), \quad k = \overline{1..K}; \quad (4)$$

$$\sum_i w_i^K + \sum_k \sum_m w(l_{km}, c_{km}, x_{km}) \cdot b_{km} \leq W_{max}; \quad (5)$$

$$1 - \prod_{(r,s) \in M_{ij}} (1 - P_{rs}) \leq P_{n,max}, \quad \forall i, j, \quad a_i, a_j \in A; \quad (6)$$

$$f_{km} \leq c_{km}, \quad \forall a_k, a_m \in A, b_{km} \neq 0. \quad (7)$$

Для определения пропускных способностей каналов связи нам необходимо предварительно решить задачу распределения потоков по каналам связи и определения их параметров. Классически задача распределения потока решается в следующей постановке: при известной топологии и пропускных способностях каналов связи необходимо определить маршруты передачи информационных потоков и величины самих потоков так чтобы обеспечить передачу всего объема требований на передачу для всех пар отправитель-адресат с максимальным качеством обслуживания. В нашем случае при решении задачи распределения потоков пропускные способности каналов связи неизвестны, поэтому данная задача относится к задачам распределения потоков и выбора пропускных способностей каналов. При передаче по сети потоки, поступившие от смежных узлов в транзитных узлах, суммируются. При суммировании потоков необходимо учитывать потери, связанные с переполнением буфера. Интенсивность потока уменьшается на величину пропорциональную вероятности потерь $\lambda' = \lambda - \lambda \cdot P_{\Pi}$. В современных телекоммуникационных сетях принимаются $P_{\Pi} = 10^{-4}$ и ниже на участке отправитель-адресат. В связи с этим при расчете потоков в каналах связи данными потерями можно пренебречь из-за их малости. Данная задача уже была решена в статье [1], в которой распределение потоков предлагается производить вдоль кратчайших путей в метрике количества транзитных каналов связи:

$$p_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если } a_i \text{ смежна к } a_j \\ \infty, & \text{в противном случае} \end{cases}, \quad (8)$$

где p_{ij} – стоимости пути между узлами сети a_i и a_j .

Параметры информационного потока в канале связи предлагается проводить по следующему алгоритму:

1. Из матрицы маршрутов M для заданных i и j выбираем m_{ij} и принимаем $k = m_{ij}$ затем для \bar{f}_{ik} элемента матрицы трафика выполняем:

$$\lambda_{ik}^f = \lambda_{ik}^f + \lambda_{ij}; \quad (9)$$

$$\bar{n}_{ik}^f = n_{ik}^f + \lambda_{ij} \cdot \bar{n}_{ij}; \quad (10)$$

$$H_{ik}^f = \max(H_{ik}^f, H_{ij}). \quad (11)$$

2. Если $k = j$, то переходим на шаг 5. Иначе принимаем $s = k$.

3. Из матрицы маршрутов M выбираем m_{sj} и принимаем $k = m_{sj}$ затем для \bar{f}_{sk}^f элемента матрицы трафика выполняем:

$$\lambda_{sk}^f = \lambda_{sk}^f + \lambda_{ij}; \quad (12)$$

$$\bar{n}_{sk}^f = n_{sk}^f + \lambda_{ij} \cdot \bar{n}_{ij}; \quad (13)$$

$$H_{sk}^f = \max(H_{sk}^f, H_{ij}). \quad (14)$$

4. Переходим на шаг 2.

5. Для \bar{f}_{ij}^f $i, j = \overline{1, n}$, где $\lambda_{ij}^f > 0$ выполняем $\frac{\bar{n}_{ij}^f}{\lambda_{ij}^f}$.

В результате, выполнив данных итераций для всех пар узлов сети, определим параметры информационного потока в канале связи.

Определение пропускных способностей каналов связи

В работе [1] получено выражение для средней величины задержки пакетов в сети, которая учитывает самоподобный характер передаваемых потоков:

$$T_{cp} = \frac{1}{D_{\Sigma}} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \left[f_{ij} \cdot \left(\frac{1}{c_{ij}} + \frac{f_{ij}}{c_{ij}} \cdot \frac{(f_{ij} \cdot c_{ij})^{\frac{2H_{ij}^f - 1}{2(1-H_{ij}^f)}}}{(c_{ij} - f_{ij})^{\frac{H_{ij}^f}{1-H_{ij}^f}}} \right) \right], \quad (15)$$

где c_{ij} и $f_{ij} = \lambda_{ij}^f \cdot \bar{n}_{ij}^f$ – пропускная способность канала связи и поток в нем, соответственно, между i -м и j -м узлом, а D_{Σ} – полный трафик, определяемый выражением

$$D_{\Sigma} = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \lambda_{ij}. \quad (16)$$

Так как функция $T_{cp}(c)$ удовлетворяет условиям сходимости:

$$\frac{\partial T_{cp}}{\partial c_{ij}} > 0; \quad (17)$$

$$\frac{\partial^2 T_{cp}}{\partial c_{ij} \partial c_{kl}} \begin{cases} = 0, & (i, j) \neq (k, l); \\ > 0, & (i, j) = (k, l), \end{cases} \quad (18)$$

она является строго выпуклой. Следовательно, существует единственная стационарная точка, которая и является глобальным минимумом. Данную задачу возможно решить методом наискорейшего спуска.

На основе приведенных ранее ограничений и анализа функции $T_{cp}(c)$ можно сделать вывод, что точка минимума лежит на границе допустимой области значений. Тогда ограничение на суммарную величину затрат на организацию каналов связи превращается в равенство:

$$\sum_i w_i^K + \sum_k \sum_m w(l_{km}, c_{km}, x_{km}) \cdot b_{km} = W_{\max}. \quad (19)$$

Функция затрат на организацию каналов связи СПД имеет достаточно сложную зависимость включающую затраты на организацию узлов связи и затраты на организацию непосредственно каналов связи. Причем, затраты на каждый канал связи зависят от его пропускной способности, размера буфера коммутационного оборудования выделенного для обслуживания информационного потока, длины, которая в свою очередь зависит от выбранного варианта топологической структуры. К тому же зависимость стоимости канала связи от его пропускной способности носит разрывной характер, а ее зависимость от про-

тяженности и размера буфера коммутационного оборудования является дискретной (ступенчатой) функцией. В данной задаче для упрощения примем линейный, непрерывный характер данной зависимости. В этом случае можно записать:

$$\sum_i w_i^K + \sum_k \sum_m b_{km} \cdot (w_{лс} (l_{km} + x_{km}) + \alpha \cdot c_{km}) = W_{лс} + \sum_k \sum_m b_{km} \cdot \alpha \cdot c_{km} = W_{\max}, \quad (20)$$

где $W_{лс}$ – суммарные затраты на организацию сети заданной топологии и узлов связи. В этом случае ограничение на суммарные затраты можно переписать в следующем виде:

$$\sum_k \sum_m b_{km} \cdot \alpha \cdot c_{km} = W_{\max} - W_{лс} = W_{кс}. \quad (21)$$

Применение метода наискорейшего спуска для решения данной задачи сводится к поиску вдоль границы области допустимых значений. Траектория поиска в данном случае представляет собой зигзагообразную кривую, которая периодически выходит за пределы области допустимых значений. Последнее требует применения дополнительных мер по возврату точки поиска в область допустимых значений и борьбы с заикливанием алгоритма.

В связи с тем, что ограничение на суммарные затраты представлено в виде равенства это позволяет уменьшить размерность задачи, посредством выражения одной из неизвестных через остальные.

Переиндексируем узлы сети так, чтобы каналу c_{12} соответствовал канал с максимальной величиной передаваемого потока f_{12} . Запишем выражение для c_{12} как:

$$c_{12}(W_{кс}, c_{ij}) = \frac{W_{кс} - \sum_k \sum_m b_{km} \cdot \alpha \cdot c_{km}}{\alpha}, \quad i, j = \overline{1..n}, (i, j) \neq (1, 2), (k, m) \neq (1, 2). \quad (22)$$

Для того чтобы учесть ограничения по вероятности потери пакета, необходимо определить выражение, определяющее зависимость вероятности потери пакета с параметрами информационных потоков передаваемых по сети.

В работе [2] была получена зависимость вероятности потери пакета в одноканальной системе с самоподобным входящим потоком и детерминированным временем обслуживания от средней интенсивности обслуживания запросов, средней интенсивности поступления запросов и параметра Херста H :

$$P = \exp\left(-\frac{(\mu - \lambda)^{2H}}{2k(H)^2 a \lambda} x^{2-2H}\right), \quad (23)$$

где μ – средней интенсивности обслуживания запросов; λ – средней интенсивности поступления запросов; x – размера буфера коммутационного оборудования выделенного для обслуживания информационного потока передаваемого между узлами; H – параметра Херста; a – коэффициент разногласий; $k(H) = H^H (1-H)^{1-H}$.

Применим выражение (23) для каналов связи синтезируемой топологии сети:

$$P_{rs} = \exp\left(-\frac{\left(\frac{c_{rs}}{n_{rs}} - \lambda_{rs}\right)^{2H_{rs}}}{2k(H_{rs})^2 a \lambda_{rs}} x_{rs}^{2-2H_{rs}}\right). \quad (24)$$

Таким образом, с учетом всех ограничения приведенных в постановке задачи математическая модель решения данной задачи выглядит следующим образом:

$$T_{cp} = \frac{1}{D_{\Sigma}} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \left[f_{ij} \cdot \left(\frac{1}{c_{ij}} + \frac{f_{ij}}{c_{ij}} \cdot \frac{(f_{ij} \cdot c_{ij})^{\frac{2H_{ij}^i - 1}{2(1-H_{ij}^i)}}}{(c_{ij} - f_{ij})^{1-H_{ij}^i}} \right) \right]; \quad (25)$$

$$c_{12} = \frac{W_{\text{кв}}}{\alpha} - \sum_k \sum_m b_{km} \cdot c_{km}, (k, m) \neq (1, 2); \quad (26)$$

$$\frac{W_{\text{кв}}}{\alpha} - \sum_k \sum_m b_{km} \cdot c_{km} > f_{12}, (k, m) \neq (1, 2); \quad (27)$$

$$1 - \prod_{(r,s) \in M_j} (1 - P_{rs}) \leq P_{n,\text{max}}, \forall i, j, a_i, a_j \in A; \quad (28)$$

$$P_{rs} = \exp \left(- \frac{\left(\frac{c_{rs}}{\bar{n}_{rs}} - \lambda_{rs} \right)^{2H_{rs}}}{2k(H_{rs})^2 a \lambda_{rs}} x_{rs}^{2-2H_{rs}} \right); \quad (29)$$

$$f_{km} \leq c_{km}, \forall a_k, a_m \in A, b_{km} \neq 0. \quad (30)$$

Для нахождения минимума функции $T_{\text{сп}}(\vec{c})$ необходимо воспользоваться методом наискорейшего спуска.

На основании данного метода с использованием программно-реализованной методики был произведен расчет параметров каналов для нескольких вариантов реализации сети. Данная задача была решена и с применением классических моделей основанных на предположении о пуассоновском характере передаваемых потоков. Сопоставление результатов показало их совпадение при $H = 0,5$ (что соответствует пуассоновскому потоку).

Заключение

Решена задача по определению пропускных способностей каналов связи, позволяющих обеспечить передачу заданных информационных потоков между всеми парами отправитель-адресат, с учетом классов обслуживания и конечных размеров буферов в узлах, при минимальном значении среднесетевой задержки сообщения в сети и ограничений на суммарную величину затрат на организацию каналов связи и на потери вызванные переполнением буфера, для случая статистически самоподобных передаваемых потоков в сети. В связи с тем, что для случая передачи самоподобных потоков в сети, получение аналитических выражений для решения данной задачи затруднено, для решения задачи определения оптимальных значений пропускных способностей каналов связи необходимо применять численные методы. Авторами рекомендуется применять метод наискорейшего спуска.

Результаты расчетов оптимальных значений пропускных способностей каналов связи, полученных с помощью предлагаемого метода для случая, когда $H = 0,5$ (что соответствует пуассоновскому потоку) совпадает с аналогичными результатами классических методов, построенных на предположении о пуассоновском характере передаваемых потоков, дают возможность сделать предположение об адекватности предлагаемого метода.

Список литературы: 1. Агеев Д. В., Чернятьев А. В., Самир Махмуд. Выбор пропускных способностей каналов связи при самоподобной характере передаваемых потоков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С.87-95. 2. Norros I. On the use of fractional Brownian motion in the theory of connectionless networks // IEEE Journal of Selected Areas in Communications, Volume 13, 1995. № 6. P. 953-962.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редакцию 28.10.2007

АНАЛИЗ КАЧЕСТВА ОПТИМАЛЬНЫХ ПРОЦЕДУР УПРАВЛЕНИЯ СЕТЕВЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ И СЕТЯМИ В НЕСТАЦИОНАРНЫХ УСЛОВИЯХ

Введение

Ряд задач по управлению решается в автоматическом режиме, другие выполняются как автоматизированные процедуры с включением в контур управления человека – лица, принимающего решение (ЛПР). Автоматические решения более приемлемы для пользователя. Вместе с тем, создание полностью автоматической телекоммуникационной системы (ТКС) в настоящее время нереально, ибо сложность и громоздкость задач не позволяют полностью формализовать общую проблему управления. В настоящее время формализованными являются лишь некоторые достаточно простые процедуры: физического, сетевого, канального и транспортного уровней. К таким относятся процедуры управления ресурсами, предоставление услуг, задачи резервирования и др. Некоторые из формализованных задач управления решаются как оптимальные, например, задачи маршрутизации, другие решаются как ситуационные, обеспечивающие рациональное управление режимами сетевых элементов, выполнением тех или иных процедур, в зависимости от складывающейся ситуации и текущего трафика.

Формализация задачи дискретной оценки и управления

Задача управления упрощается, когда ее удается поставить и решить как детерминированную, в стохастической же ситуации задача оптимизации приобретает дополнительные сложности. Стохастичность определяют не только помехи в канале измерения и наблюдения. Вероятностный характер имеют и сами данные, поступающие по сетям сигнализации, от измерительных датчиков, поскольку сам трафик является случайным и нестационарным.

Важное значение для оптимизации управления в стохастической ситуации имеет теорема о разделении, суть которой заключается в выполнении определенных условий:

- шумы в канале наблюдения и управления – гауссовы;
- модель состояния оцениваемого объекта – линейна;
- функционал качества управления и оценки состояния – среднеквадратический.

В этом случае решение стохастической задачи управления можно представить в виде последовательности двух отдельных процедур: оптимального стохастического оценивания и детерминированного управления [2]. Известно [1], что для линейной стохастической системы $x(k)$ оптимальное управление $u(k)$ находится в виде линейного функционала:

$$u(k) = L(k)\hat{x}(k), \quad (1)$$

где $\hat{x}(k)$ – оптимальная оценка состояния.

Обобщенная структура управления представлена на рис. 1.

Как следует из выражения (1), основным элементом при реализации оптимального управления $u(k)$ является процедура оценки $\hat{x}(k)$, представленная в виде алгоритма Калмана-Бьюси [2], поскольку именно она непосредственно влияет на качество управления. Рассмотрим эту процедуру более подробно.

Уравнение состояния, стохастической системы в дискретной форме принимает вид

$$x(k+1) = F(k+1, k)x(k) + G(k)\xi(k), \quad k = 1, 2, \dots, \quad (2)$$

где $F(k)$ и $G(k)$ – коэффициенты, соответственно состояния и генерации, $\xi(k)$ – процесс генерации типа белого гауссового шума со спектральной плотностью мощности $N_{\xi}(k)$.

Модель наблюдения, представляется в виде

$$y(k) = H(k)x(k) + v(k). \quad (3)$$

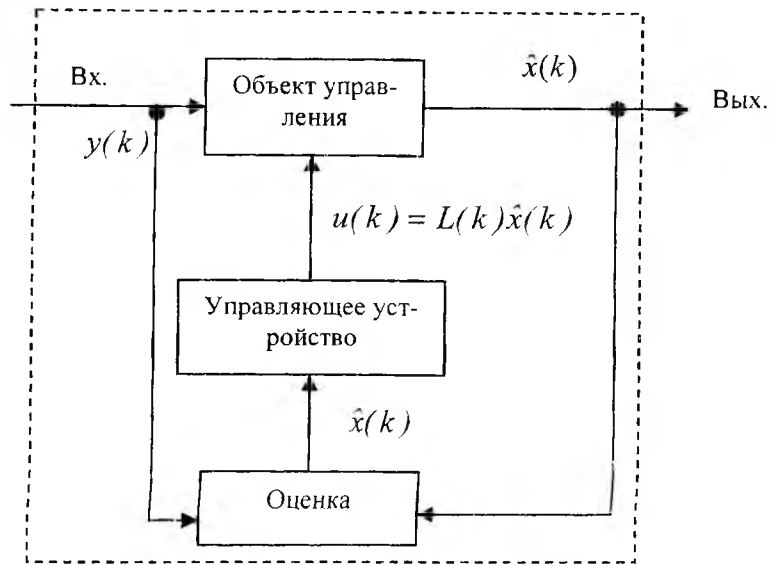


Рис. 1

Здесь процессы $y(k)$, $x(k)$ и $v(k)$ в общем случае являются векторами с M компонентами; $H(k)$ – масштабирующая матрица $M \times N$; $x(k)$ – векторный случайный процесс, определяющий состояние (1), значения которого необходимо оценить, $v(k)$ – гауссов белый шум наблюдения, со спектральной плотностью мощности $N_v(k)$. Шум $v(k)$ представляет собой реальный шум в канале наблюдения, он может иметь как энергетическую характеристику, так и не энергетическую, например: временной шум, ошибки при измерении таймаута, джиттера, задержки и др.

Уравнение оценки, удовлетворяющее критерию минимума среднего квадрата ошибки оценки $\tilde{x}(k) = x(k) - \hat{x}(k)$, имеет вид [2]:

$$\hat{x}(k) = F(k, k-1)x(k-1) + K(k)[y(k) - H(k)F(k, k-1)\hat{x}(k-1)], \quad (4)$$

где $K(k) = V_{\tilde{x}}(k)H^T(k)N_v^{-1}(k)$ – коэффициент, обеспечивающий оптимальность оценки и скорости сходимости процедуры.

Уравнение апостериорной дисперсии:

$$V_{\tilde{x}}(k) = [I - K(k)H(k)]V_{\tilde{x}}(k|k-1). \quad (5)$$

Анализ фильтра Калмана-Бьюси в условиях нестационарных воздействий проведем с использованием математической модели и модели машинного эксперимента, представленного в статье [5].

Анализ дискретного алгоритма фильтра Калмана-Бьюси при нестационарной ситуации

Для анализа эффективности фильтра в нестационарных условиях была модернизирована модель наблюдения (3). В уравнение наблюдения была введена аддитивная добавка, отображающая изменение уровня и скорость изменения этих нестационарностей. Учитывая, что изменения трафика являются результатом множественных воздействий на нагрузку сети, в качестве основной модели нестационарности была выбрана модель синусоидальной нестационарности:

$$y(k) = H(k)x(k) + C \sin(lk \Delta t / \tau_{кор}) + v(k), \quad (6)$$

где l – множитель изменяющий период нестационарных воздействий, C – изменения амплитуды, $\Delta t / \tau_{кор}$ – отношение интервала между шагами дискретизации Δt к интервалу корреляции $\tau_{кор}$.

Данная модель позволяет исследовать влияние плавных нестационарных изменений, за счет изменения синусоидальной функции, а при значениях $\sin(l k \Delta t / \tau_{\text{кор}}) = 1$, за счет изменений C можно имитировать скачкообразные изменения. Сопоставим период нестационарности с периодом установления стационарного режима $\tau_{\text{уст}}$. Было показано [5], что стационарный режим устанавливается на $n=4-6$ шагах дискретизации.

Рассмотрим влияние двух синусоидальных нестационарных изменений при ситуации:

1. Период нестационарности $T_s \approx \tau_{\text{уст}}$, то есть $T_s = 5\Delta t$; (рис. 2).

2. Период нестационарности $T_s \gg \tau_{\text{уст}}$, то есть $T_s = 500\Delta t$; (рис. 3).

На рис. 2 и 3 представлены фрагменты реализации случайного состояния при быстрых и медленных изменениях нестационарной функции $y(k)$ соответственно.

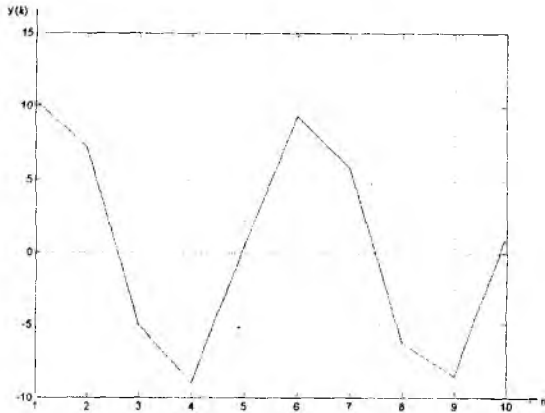


Рис. 2

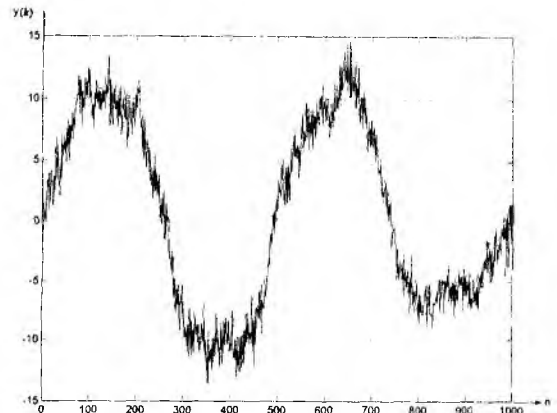


Рис. 3

Анализ качества оценки $\hat{x}(k)$ при синусоидальной нестационарности был проведен по значению выборочной апостериорной дисперсии ошибки оценки:

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (x(k) - \hat{x}(k))^2, \quad (7)$$

На рис. 4 представлены графики выборочных значений апостериорных дисперсий σ_x^2 при различных значениях амплитуды нестационарной компоненты C и частоты синусоиды, определяемой коэффициентом l .

Как видно из графиков, при быстрых нестационарных изменениях $x(k)$, когда $\frac{T}{\tau_{\text{уст}}} \approx 1$ апостериорная дисперсия имеет резкую тенденцию к увеличению. При этом $(\sigma_x^2 / V_\phi) \gg 1$, что является признаком неустойчивости или даже расходимости процедуры.

Очевидно, что такие быстрые нестационарные изменения становятся соизмеримыми со временем установления процесса. В этом случае влияние нестационарности состоит в том, что установившийся процесс оценки еще не наступил, а в результатах наблюдения уже появились изменения, на которые фильтр должен реагировать как на вновь появившуюся информацию. Таким образом, фильтр работает постоянно, как бы в переходном режиме.

При более медленном изменении нестационарности $\Delta t / \tau_{\text{уст}} = 25$ и $\Delta t / \tau_{\text{уст}} = 500$ выборочные значения апостериорных дисперсий уже меньше отличаются от результатов воздействия обычного стационарного процесса. Таким образом, при плавных изменениях стационарной компоненты наблюдаемого процесса достаточной точности оценки можно добиться за счет сокращения шага дискретизации.

Рассмотрим влияние нестационарных процессов при скачкообразном изменении параметров нестационарности. Скачкообразные изменения также характерны для телекоммуни-

кационных систем. Так, включение и выключение потребителей с мощным информационным потоком приводит к скачкообразным изменениям нагрузки. Для моделирования скачкообразных изменений воспользуемся аддитивной добавкой, которая входит в уравнение (5), в которой $\sin(lk \Delta t / \tau_{кор}) = 1$, а значение C будет представлять собой меандр с периодом 100 шагов дискретизации с различными значениями амплитуды C .

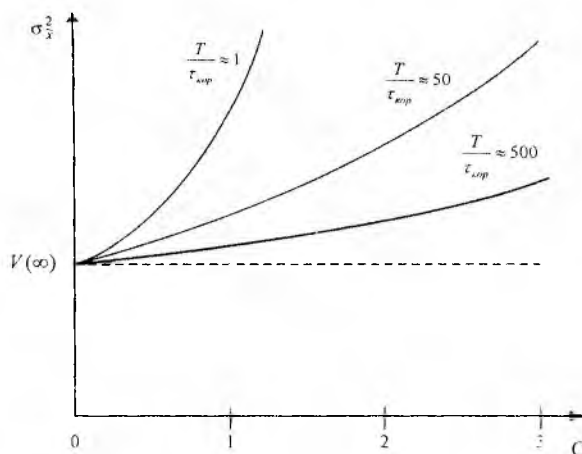


Рис. 4

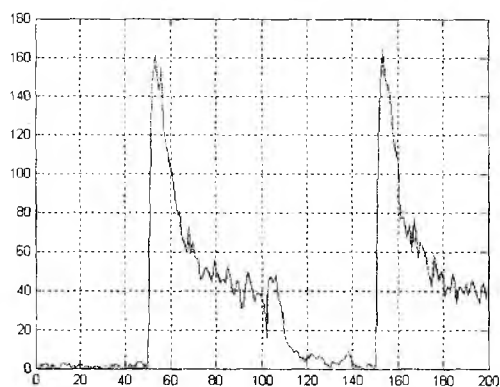
На рис. 5 – 8 представлены выборочные значения апостериорных дисперсий в зависимости от числа шагов дискретизации. Приведенные на рис. 5 и 6 графики для шага дискретизации $\Delta t / \tau_{кор} = 0,1$ и значения C соответственно $C_1 = 5$ $C_2 = 10$. Выборочная дисперсия при этом вычислялась не по значению $\tilde{x}(k)$ с последующим усреднением по реализации, а на каждом шаге с усреднением по ансамблю десяти независимых реализаций.

Из графиков следует, что появление нестационарностей в виде меандра длительностью 50 шагов приводит к резкому изменению режима. Импульсный перепад на 50 и 150 шаге дискретизации приводит к резкому увеличению значений апостериорной дисперсии. Значение апостериорной дисперсии сразу же после появления нестационарного импульса достигает значений 150 и более, в то время как в стационарном состоянии на участке от 0 до 50 шагов это значение составляет $\sigma_x^2 < 1$. Переходный процесс, образующийся вследствие появления нестационарного импульса, длится до 5...10 интервалов корреляции. В силу больших значений апостериорной дисперсии ошибки на этом переходном участке, оценка обладает большой погрешностью, что соответственно приводит к погрешности в управлении. Характерно также то, что при исчезновении нестационарного импульса реакция фильтра менее значима, чем при его появлении. Очевидно, что при появлении нестационарного импульса фильтр выводится из расчетного режима и ошибки резко возрастают, а при исчезновении импульса фильтр возвращается в расчетное состояние, что влечет за собой значительно меньшее возрастание ошибок переходного периода.

Из графиков следует, что на границах появления и исчезновения нестационарного импульса имеются небольшие всплески апостериорных дисперсий, которые не превышают общих типовых значений выборочной дисперсии и не превышает единицы. Таким образом, сокращение шага дискретизации позволяет отслеживать нестационарные изменения, что является важным фактором, обеспечивающим устойчивое функционирование алгоритмов оценки и управления.

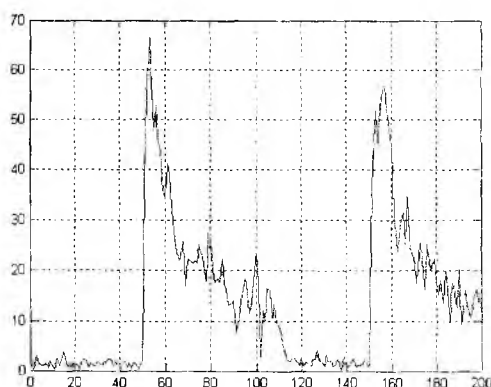
Из проведенного анализа следует, что наличие нестационарных компонент оцениваемого процесса приводит к увеличению апостериорных дисперсий ошибки оценки не только при плавных, но и особенно при импульсных нестационарных воздействиях. В тех случаях, когда имеется возможность увеличить производительность процедуры оценки и управле-

ния (сокращение шага дискретизации), влияние нестационарности может быть сведено к минимуму. Однако в практике связи такие технические решения возможны лишь при управлении внутри сетевого элемента или локальной группы сетевых элементов. В распределенных же сетях глобального WAN, регионального MAN и даже кампусного масштаба задержки в каналах наблюдения и сигнализации, в контурах управления и линиях связи оказывают заметное влияние.



$$\Delta t / \tau_{\text{кор}} = 0,1; C_1 = 10$$

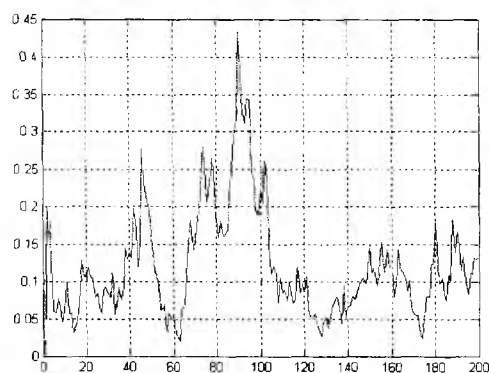
Рис. 5



$$\Delta t / \tau_{\text{кор}} = 0,1; C_2 = 5$$

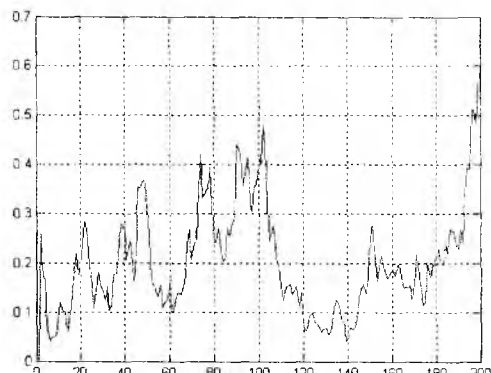
Рис. 6

На рис. 7 и 8 представлены графики выборочной дисперсии ошибки оценки для шага дискретизации $\Delta t / \tau_{\text{кор}} = 0,001$ и значения C соответственно $C_1 = 5$ и $C_2 = 10$.



$$\Delta t / \tau_{\text{кор}} = 0,001; C_1 = 5$$

Рис. 7



$$\Delta t / \tau_{\text{кор}} = 0,001; C_2 = 10$$

Рис. 8

Одним уменьшением шага дискретизации проблему качественной оценки и управления решить не удастся, поскольку к влиянию указанных задержек добавляются еще и технологические ограничения, связанные с тем, что служебная информация, данные от датчиков поступают на управляющие устройства с периодом, ограниченным выбранными технологическими параметрами. Так в VoIP, RTP пакеты следуют с периодом 5с, интервал же корреляции сетевого трафика может составлять десятки секунд, что исключает возможность сокращения шага дискретизации процедуры оценки и управления с интервалом меньше 5с. Поэтому приходится величину шага дискретизации $\Delta t / \tau_{\text{кор}}$ выбирать, сопоставляя его со временем задержки $\Delta T_{\text{зад}}$.

Заключение

Результаты анализа рекурсивного фильтра оценки состояния с нестационарным изменением состояния $x(k)$ показали:

1. При плавных, типа синусоидальных нестационарных воздействиях увеличение дисперсии ошибки оценки может возрасти в 2-4 и более раз по сравнению со стационарным случаем, особенно когда амплитуда этих нестационарных изменений становится соизмеримой с уровнем сигнала $x(k)$ или больше. Особое влияние имеет скорость изменения этих нестационарностей. При соизмеримом с интервалом корреляции периоде нестационарности апостериорная дисперсия может превышать значения в стационарном состоянии в сотни раз.

При скачкообразных изменениях воздействие нестационарности еще более выражено: скачек изменения состояния в 10 раз приводит к скачку дисперсии ошибок и наличию продолжительного переходного процесса превышающего интервал установления режима в стационарном состоянии.

2. В условиях нестационарности можно добиться высокой точности оценки состояния процесса и соответствующего управления за счет сокращения шага дискретизации, составляющего $\Delta t / \tau_{\text{кор}} = 0,01 \dots 0,001$. В тех же случаях, когда такую производительность реализовать не удастся из-за задержек в сети и сетевых элементах или за счет ограничения технологий измерения и наблюдения, необходимо принимать дополнительные меры по адаптации процедуры оценки к складывающейся нестационарной сигнально-помеховой обстановке в канале наблюдения.

Список литературы: 1. *Справочник по теории автоматического управления* / Под ред. А. А. Красовского. М.: Наука, 1987. 712 с. 2. *Сейдж Э., Мелс Дж.* Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. М.: Связь, 1976. 496 с. 3. *Родимов А. П., Поповский В. В.* Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь, 1984. 272 с. 4. *Математичні основи теорії телекомунікаційних систем* / За ред. В.В. Поповського. Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. 564 с. 5. *Сокол Г.В., Поповская Е.В.* Анализ чувствительности фильтра Калмана-Бьюси к отклонению параметров выбранной модели // *Радиотехника*. 2007. Вып.147.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 14.09.2007

КВАЗИСТАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ТЕПЛОВЫМ ВХОДОМ

Электростатический преобразователь является одним из самых распространенных и перспективных электромеханических преобразователей, применяемых при конструировании микроэлектромеханических систем (MEMS). На его основе реализуются конденсаторы, коммутаторы, резонаторы, сенсоры. Основными достоинствами такого преобразователя являются простота конструкции и малые значения управляющих напряжений ($U_{\text{упр}} = (5 \dots 10) \text{ В}$). MEMS-технология позволяет реализовать переменный конденсатор в *on-chip* исполнении с добротностью значительно выше, чем в устройствах, выполненных на *p-n*-переходе. MEMS-конденсаторам, основанным на электростатическом преобразователе, в отличие от варикапов, не присуще явление самомодуляции по радиочастоте, так как их механические резонансные частоты не превышают (100...150) кГц, что существенно ниже рабочих частот [1].

Электростатический преобразователь осуществляет преобразование управляющего напряжения $U_{\text{упр}}$ в механическое перемещение x и фактически, представляет собой двухэлектродный конденсатор (рис. 1), один из электродов которого подвижен.

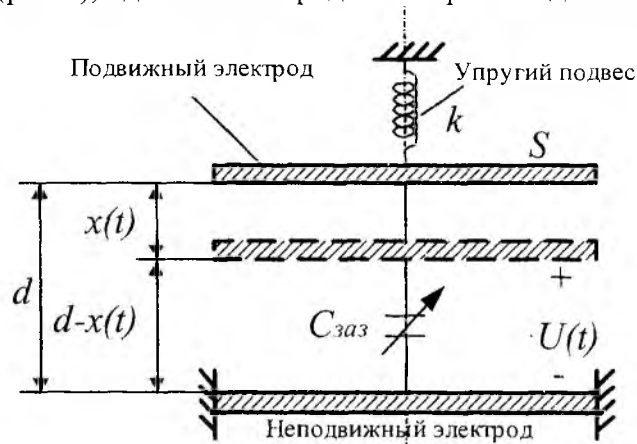


Рис. 1

Разработано множество статических [1, 2] и динамических [2-5] моделей, описывающих поведение такого устройства. Развитие и активное применение MEMS повлекли за собой разработку ряда прикладных пакетов проектирования, таких как: MEMS Design Challenge [6], CoventorWare [7], Corning IntelliSense [7], CoSolve-EM [8], Tanner Tools MEMS Pro фирмы Tanner Research, Sc-Smash фирмы Dolphin [9] и др. Одной из передовых САПР MEMS является интегральная среда проектирования микросистем MEMSCAP фирмы Mentor Graphics, предлагающая полный набор проектных решений в области аналоговых и смешанных схем [9].

Однако эти модели описывают работу электростатических преобразователей в основном как взаимодействие механической и электрической составляющих полной энергии системы, т. е. рассматривается изолированное устройство, что на практике не соответствует действительности, поскольку основным направлением развития современных телекоммуникационных систем является микроминиатюризация и повышение уровня интеграции. Тем не менее, как показано в [2, 10], характеристики электростатического преобразователя существенно зависят от внешних воздействий, в частности от температуры окружающей среды. Проблема исследования поведения электростатического преобразователя под действием температурных вариаций является актуальной, поскольку изменение температуры окружающей среды вызывает деформацию электродов за счет теплового расширения, а также влияет на свойства упругого подвеса, что в свою очередь приводит к девиации емкости, а следовательно, и к изменению характеристик устройств, построенных на основе данного преобразователя.

Теория многостороннего преобразователя А.А. Харкевича [11] позволяет рассматривать электростатический преобразователь и внешние воздействия на его работу как единую систему. Эта система представляет собой многосторонний преобразователь, который может осуществлять одновременное взаимное преобразование соответствующего числа видов энергии. Согласно этой теории любой преобразователь физической величины, для которого справедливы закон сохранения энергии и принцип обратимости, может быть представлен как n -полюсник со сторонами разной физической природы, осуществляющий преобразование одного вида энергии в другой. Система характеризуется обобщенными силами $\varphi_i (i = \overline{1, n})$, перемещениями $x_j (j = \overline{1, m})$ и скоростями $\dot{x}_j (j = \overline{1, m})$, а также рядом иных обобщенных констант m_{ij}, r_{ij}, k_{ij} , имеющих смысл обобщенной массы сопротивления и упругости соответственно и определяющих энергетическое состояние системы.

Внутренняя энергия системы представляется суммой кинетической энергии системы $W_k(\dot{x}_j)$, потенциальной энергии системы $W_{\Pi}(x_j)$ и энергии рассеивания $W_T(\dot{x}_j) = 2 \int \Phi dt$, где $\Phi(\dot{x}_j)$ – функция рассеивания.

Таким образом, полная энергия модели «электростатический преобразователь» – «внешние воздействия» может быть выражена следующим образом:

$$E = W(x, q) + \Phi, \quad (1)$$

где $W(x, q)$ – энергия электромеханического преобразователя, x – перемещение верхнего электрода, q – заряд конденсатора, $\Phi = \{\varphi_i\}_{i=1}^n$ – энергия внешних воздействий, представляющая собой вектор обратимо действующих факторов (изменение температуры окружающей среды, давление, напряженность магнитного поля и т.д.).

В данном случае будем рассматривать квазистатический режим работы трехстороннего преобразователя Харкевича, где в качестве первой стороны выступает механическая энергия, в качестве второй – энергия электрического поля, а в качестве третьей – энергия теплового воздействия. Исходя из сказанного и с учетом того, что при квазистатическом режиме работы устройства теплообменные процессы носят изотермический характер, полная энергия рассматриваемой системы может быть представлена выражением

$$E = E(x, q, \Theta) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{C_{\text{зав}}} \cdot q^2 - k \cdot x^2 \right) - \theta \cdot \Theta, \quad (2)$$

где k – коэффициент упругости, $C_{\text{зав}}$ – емкость зазора, θ – перегрев окружающей среды относительно конденсатора, Θ – энтропия тела. Для обратимых термодинамических процессов справедливо равенство

$$d\Theta = dQ/T_0, \quad (3)$$

где Q – количество тепла, полученное телом, T_0 – абсолютная температура тела. С другой стороны, количество тепла Q может быть определено через перегрев θ и тепловое сопротивление R_T

$$Q = \frac{\theta}{R_T}. \quad (4)$$

С учетом выражения (4) равенство (3) примет вид

$$\Theta = \frac{\theta}{R_T \cdot T_0}, \quad (5)$$

откуда

$$\theta = \Theta \cdot R_T \cdot T_0. \quad (6)$$

Емкость $C_{\text{зав}}$ зависит от расстояния между электродами

$$C_{333} = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 S}{d - x}, \quad (7)$$

где ε – диэлектрическая проницаемость среды между электродами, $\varepsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/М}$ – электрическая постоянная, S – площадь электрода конденсатора.

С учетом (6) и (7) выражение для потенциальной энергии преобразователя (1) примет вид

$$E = E(x, q, \mathcal{E}) = \frac{1}{2} \left(\frac{d - x}{\varepsilon \varepsilon_0 S} \cdot q^2 - k \cdot x^2 \right) - \mathcal{E}^2 \cdot R_{\Gamma} \cdot T_0, \quad (8)$$

откуда получим соответственно выражения для механической силы F , напряжения на электродах U и перегрева θ :

$$F = \frac{\partial E}{\partial x} = k \cdot x - \frac{q^2}{2\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot S}, \quad (9)$$

$$U = \frac{\partial E}{\partial q} = \frac{q}{C_{333}}, \quad (10)$$

$$\theta = \frac{\partial E}{\partial \mathcal{E}} = -2 \cdot \mathcal{E} \cdot R_{\Gamma} \cdot T_0. \quad (11)$$

Запишем систему линейных уравнений, которой в соответствии с теорией многостороннего преобразователя может быть описана работа рассматриваемого преобразователя:

$$\begin{cases} U = c_{11} \cdot q + c_{12} \cdot x + c_{13} \cdot \mathcal{E}, \\ F = c_{21} \cdot q + c_{22} \cdot x + c_{23} \cdot \mathcal{E}, \\ \theta = c_{31} \cdot q + c_{32} \cdot x + c_{33} \cdot \mathcal{E}, \end{cases} \quad (12)$$

где c_{ij} , ($i = 1 \dots 3$, $j = 1 \dots 3$) – собственные константы.

Определим c_{ij} как отношение двух переменных при двух других, равных нулю:

$$c_{11} = \frac{U}{q} \Big|_{x=\mathcal{E}=0} = \frac{d - x}{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot S}, \quad (13)$$

$$c_{22} = \frac{F}{x} \Big|_{q=\mathcal{E}=0} = -k, \quad (14)$$

$$c_{33} = \frac{\theta}{\mathcal{E}} \Big|_{q=x=0} = -T_0 \cdot R_{\Gamma}, \quad (15)$$

$$c_{13} = c_{31} = \frac{U}{\mathcal{E}} \Big|_{x=q=0} = \frac{\theta}{q} \Big|_{\mathcal{E}=x=0} = 0, \quad (16)$$

$$c_{12} = c_{21} = \frac{F}{q} \Big|_{x=\mathcal{E}=0} = \frac{q}{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot S} \quad (17)$$

$$c_{23} = c_{32} = \frac{F}{\mathcal{E}} \Big|_{x=q=0} = \frac{\theta}{x} \Big|_{\mathcal{E}=q=0} = -\frac{\alpha \cdot l \cdot T_0 \cdot k}{C_p}, \quad (18)$$

где α – коэффициент линейного расширения электрода, l – толщина электрода, C_p – удельная теплоемкость материала электрода.

Так как верхний электрод электростатического преобразователя, выполненный по технологическому процессу MUMP [2], состоит из слоя поликремния и золота, c_{23} определяем следующим образом:

$$c_{23} = c_{32} = -\left(\frac{\alpha_1 \cdot \delta_1}{C_{p1}} + \frac{\alpha_2 \cdot \delta_2}{C_{p2}} \right) \cdot T_0 \cdot k, \quad (19)$$

где α_1, α_2 – коэффициенты линейного расширения, C_{p1}, C_{p2} – удельные теплоемкости, δ_1, δ_2 – толщины пленок, соответственно, золота и поликремния. С учетом выражений (18) и (19)

$$F = - \left(\frac{\alpha_1 \cdot \delta_1}{C_{p1}} + \frac{\alpha_2 \cdot \delta_2}{C_{p2}} \right) \cdot T_0 \cdot k \cdot \Theta \quad (20)$$

Подставляя собственные константы в систему уравнений (12), получим

$$U = \frac{d-x}{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot S} \cdot q + \frac{x}{2 \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot S} \cdot q, \quad (21)$$

откуда

$$q = \frac{U \cdot \varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot S}{d-x}; \quad (22)$$

$$\theta = - \left(\frac{\alpha_1 \cdot \delta_1}{C_{p1}} + \frac{\alpha_2 \cdot \delta_2}{C_{p2}} \right) \cdot T_0 \cdot k \cdot x - T_0 \cdot R_T \cdot \Theta, \quad (23)$$

откуда

$$\Theta = \left[\left(\frac{\alpha_1 \cdot \delta_1}{C_{p1}} + \frac{\alpha_2 \cdot \delta_2}{C_{p2}} \right) \cdot T_0 \cdot k \cdot x - \theta \right] / T_0 \cdot R_T. \quad (24)$$

Тогда

$$-k \cdot x + \frac{1}{2} \cdot \frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot S}{(d-x)^2} \cdot U^2 - \left[\left(\frac{\alpha_1 \cdot \delta_1}{C_{p1}} + \frac{\alpha_2 \cdot \delta_2}{C_{p2}} \right) \cdot T_0 \cdot k \cdot x - \theta \right] \cdot \frac{k}{R_T} \cdot \left(\frac{\alpha_1 \cdot \delta_1}{C_{p1}} + \frac{\alpha_2 \cdot \delta_2}{C_{p2}} \right) = 0. \quad (25)$$

Преобразуя уравнение (25) и вводя замену, получим кубическое уравнение

$$x^3 \cdot M_1 + x^2 \cdot (M_2 - 2 \cdot d \cdot M_1) + x \cdot d(d \cdot M_1 - 2 \cdot M_2) + M_2 \cdot d^2 + \frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot S \cdot U^2}{2 \cdot k} = 0, \quad (26)$$

где

$$M_1 = \left(\frac{\alpha_1 \cdot \delta_1}{C_{p1}} + \frac{\alpha_2 \cdot \delta_2}{C_{p2}} \right)^2 \cdot \frac{T_0 \cdot k}{R_T} - 1, \quad (27)$$

$$M_2 = \left(\frac{\alpha_1 \cdot \delta_1}{C_{p1}} + \frac{\alpha_2 \cdot \delta_2}{C_{p2}} \right) \cdot \frac{\theta \cdot k}{R_T}. \quad (28)$$

Тепловое сопротивление R_T верхнего электрода MEMS-конденсатора определяется выражением

$$R_T = \sum_{i=1}^2 \frac{\delta_i}{\lambda_i \cdot S} = \frac{\delta_1}{\lambda_1 \cdot S} + \frac{\delta_2}{\lambda_2 \cdot S}, \quad (29)$$

где λ_1, λ_2 – теплопроводности золота и поликремния.

Для нахождения значащего корня уравнения (26) представим его в канонической форме

$$ax^3 + bx^2 + cx + g = 0, \quad (30)$$

где $a = M_1, b = M_2 - 2 \cdot d \cdot M_1, c = d \cdot (d \cdot M_1 - 2M_2), g = M_2 \cdot d^2 + \frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot S \cdot U^2}{2 \cdot k}$.

Вводя в (30) замену переменной

$$y = x + \frac{b}{3a}, \quad (31)$$

приходим к уравнению Кардано [12]

$$y^3 + 3py + 2q = 0, \quad (32)$$

где

$$2q = \frac{2b^2}{27a^2} - \frac{bc}{3a^2} + \frac{g}{a}, \quad 3p = \frac{3ac - b^2}{3a^2}. \quad (33)$$

Число действительных корней уравнения определяется знаком дискриминанта

$$D = q^2 + p^3. \quad (34)$$

Если $D > 0$, то уравнение имеет одно решение (одно действительное и два мнимых).

Если $D < 0$, то уравнение имеет три решения (три действительных различных корня).

Если $D = 0$, то при $p = q = 0$ уравнение имеет три нулевых корня, при $p^3 = -q^2 \neq 0$ из трех действительных корней два совпадают.

В общем случае решением уравнения (32) являются корни

$$y_1 = -\frac{p}{\left(-q + \sqrt{p^3 + q^2}\right)^{1/3}} + \left(-q + \sqrt{p^3 + q^2}\right)^{1/3}, \quad (35)$$

$$y_2 = \frac{(1+i\sqrt{3})p}{2\left(-q + \sqrt{p^3 + q^2}\right)^{1/3}} - \frac{1}{2}(1-i\sqrt{3})\left(-q + \sqrt{p^3 + q^2}\right)^{1/3}, \quad (36)$$

$$y_3 = \frac{(1-i\sqrt{3})p}{2\left(-q + \sqrt{p^3 + q^2}\right)^{1/3}} - \frac{1}{2}(1+i\sqrt{3})\left(-q + \sqrt{p^3 + q^2}\right)^{1/3}. \quad (37)$$

В нашем случае, решая уравнение (26) по методу Кардано, производим замену

$$y = x + \frac{(M_2 - 2 \cdot d \cdot M_1)}{3 \cdot M_1}, \quad (38)$$

а в уравнении (32) вводим

$$p = \frac{3 \cdot M_1 \cdot d \cdot (d \cdot M_1 - 2 \cdot M_2) - (M_2 - 2 \cdot M_1 \cdot d)^2}{9 \cdot M_1^2}, \quad (39)$$

$$q = \frac{(M_2 - 2 \cdot M_1 \cdot d)^2}{27M_1^2} - \frac{M_2 - 2 \cdot M_1 \cdot d}{6M_1^2} + \frac{1}{2M_1} \cdot \left(M_2 \cdot d^2 + \frac{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot S \cdot U^2}{2k} \right). \quad (40)$$

Решением уравнения (26) являются три корня – один действительный и два мнимых.

В качестве значащего корня принимаем действительный корень

$$x_1 = \frac{A}{6 M_1 k} + \frac{2(d^2 M_1^2 + 10dM_1 M_2 + M_2^2)k}{3 M_1 A} - \frac{M_2 + 2 d M_1}{3 M_1}, \quad (41)$$

где

$$A = ((-312kd^2 M_1^2 M_2^2 + 8kd^3 M_1^3 - 120kdM_1 M_2^2 - 54M_1^2 \varepsilon \varepsilon_0 S U^2 - 8kM_2^3 + \\ + 6(-192k^2 d^5 M_1^3 M_2 + 2112k^2 d^4 M_1^2 M_2^2 + 192k^2 d^3 M_1 M_2^3 + +81(M_1 \varepsilon \varepsilon_0 S U^2)^2 - \\ -24kd^3 M_1^3 \varepsilon \varepsilon_0 S U^2 + 360kdM_1 M_2^2 \varepsilon \varepsilon_0 S U^2 + 24\varepsilon \varepsilon_0 S U^2 k M_2^3 + 936kd^2 M_1^2 M_2 \varepsilon \varepsilon_0 S U^2)^{\frac{1}{2}} M_1) k^2)^{\frac{1}{3}}. \quad (42)$$

Таким образом, решая уравнение (26), получим зависимости смещения подвижного электрода от напряжения с учетом теплового влияния окружающей среды, что позволит оценить влияние температуры на изменение емкости (с учетом (7)).

В качестве примера произведем соответствующие расчеты для MEMS-конденсатора, выполненного по стандартному технологическому процессу MUMP [2]. Нижний электрод устройства выполнен из поликремния *poly1* на стандартной кремниевой подложке, подвижный – из слоя поликремния *poly2* толщиной 1,5 мкм и слоя золота – 0,5 мкм. Зазор между электродами составляет 0,75 мкм, площадь электрода – (210x230) мкм.

Рис. 2 и 3 иллюстрируют соответственно зависимости величины смещения подвижного электрода и емкости MEMS-конденсатора от управляющего напряжения при фиксированных значениях температуры 20°C, 50°C, 80°C и 100°C и двух значениях коэффициентов упругости $k=13$ Н/м и $k=37$ Н/м.

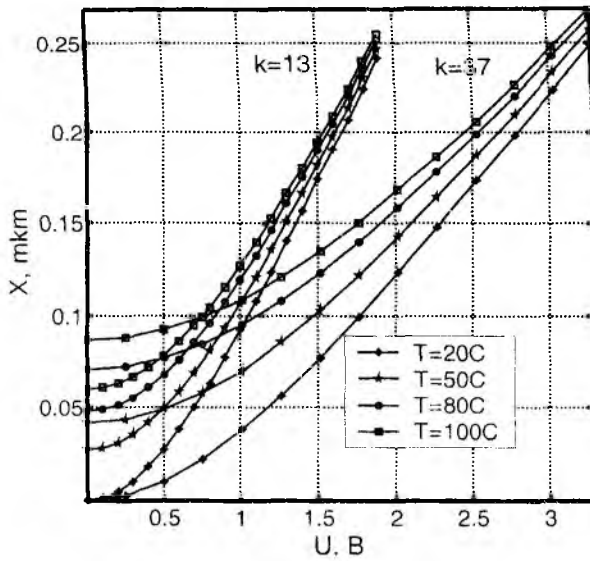


Рис. 2

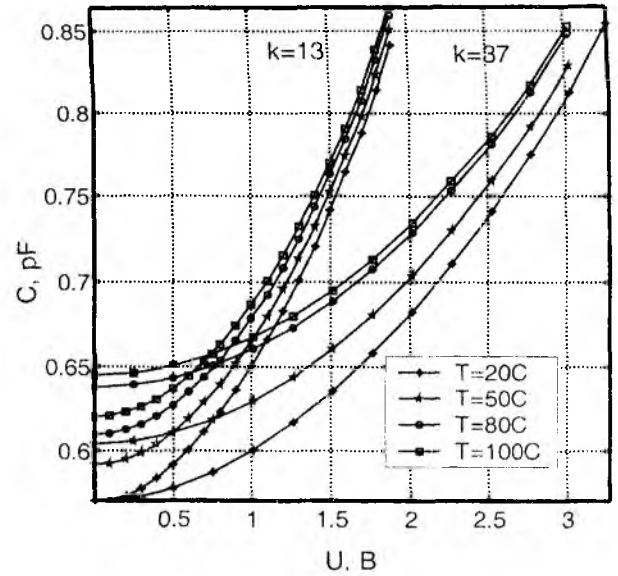


Рис. 3

Анализ полученных данных показывает, что повышение температуры окружающей среды приводит к изменению положения подвижного электрода, а следовательно, и к изменению емкости устройства. При этом максимальное отклонение величины смещения электрода x под действием температуры относительно значения x при температуре 20°C (рис. 2) наблюдается при низких управляющих напряжениях. С увеличением управляющего напряжения происходит уменьшение разброса этих параметров под действием температуры. Кроме того, при коэффициенте упругости $k=13$ Н/м разброс параметров меньше, чем при $k=37$ Н/м.

Численные значения максимального отклонения величины смещения электрода и максимального отклонения величины емкости зазора электростатического преобразователя под действием температуры в диапазоне $(20 \dots 100)^\circ\text{C}$ для преобразователей с площадью электродов $(210 \times 230) \mu\text{m}^2$ и $(400 \times 400) \mu\text{m}^2$, коэффициентами упругости $k=13$ Н/м и $k=37$ Н/м, начальным зазором d $0,75 \mu\text{m}$ и $2 \mu\text{m}$ приведены в табл. 1.

Таблица 1

Зазор d , μm	0,75				2,0			
	13		37		13		37	
Габаритные размеры электрода, μm	210x 230	400x 400	210x 230	400x 400	210x 230	400x 400	210x 230	400x 400
Максимальное отклонение x под действием температуры, μm	0,06	0,096	0,087	0,17	0,04	0,12	0,11	0,268
Максимальное отклонение емкости $C_{\text{зз}}$ под действием температуры, nF	0,05	0,2	0,075	0,3	0,005	0,05	0,016	0,09
Расчетная емкость (при $U=0$), nF	0,57	1,9	0,57	1,9	0,21	0,7	0,21	0,7
Относительное изменение емкости, %	8,77	10,53	13,16	15,79	2,38	7,14	7,62	12,86

Анализ представленных данных позволяет производить рациональный выбор параметров электростатического преобразователя по критерию наименьшей чувствительности его характеристик к вариациям температуры. Как видно из табл. 1, менее чувствительны к повышению рабочей температуры преобразователи с меньшим коэффициентом упругости, меньшей площадью электродов и большим зазором.

Кроме того, с повышением температуры увеличивается риск достижения величины x_6 бифуркационного значения x_6 [1], при котором проявляется нестабильность устройства и может наступить явление «слипания» электродов.

Напряжение бифуркации с учетом температурного режима электростатического преобразователя определяется выражением

$$U_6 = \sqrt{\frac{2k}{\varepsilon \cdot \varepsilon_0 \cdot S} \cdot \left(\frac{(M_2 + 2d \cdot M_1) \cdot d^2}{9} - \frac{M_1 \cdot d^3}{27} - \frac{(d \cdot M_1 - 2M_2) \cdot d^2}{3} - M_2 \cdot d^2 \right)}. \quad (43)$$

При повышении рабочей температуры подвижный электрод достигнет $x_6 = d/3$ при меньшем управляющем напряжении. Для MEMS-конденсатора с зазором 0,75 мкм, x_6 составляет 0,25 мкм. Табл. 2 иллюстрирует изменение величины напряжения бифуркации с ростом температуры окружающей среды $t, ^\circ\text{C}$.

Таблица 2

$t, ^\circ\text{C}$	20	30	40	50	60	70	80	90
$U_6, \text{В}$	1,94	1,92	1,908	1,88	1,86	1,84	1,82	1,8

Как видно из табл. 2, уже при температуре окружающей среды 50°C и максимально допустимом рабочем напряжении $U = 1,9 \text{ В}$ ($U < U_6$) есть вероятность возникновения явления «слипания» электродов.

Тем не менее, проведенные расчеты носят оценочный характер вследствие того, что данные по характеристикам поликремния в известной литературе приведены не полностью, поэтому в расчетах частично использованы характеристики монокристаллического кремния. Следовательно, здесь представлен ухудшенный вариант поведения системы, и при пересчете для поликремния смещение будет меньше.

Таким образом, учет теплового режима электростатического преобразователя необходим для повышения надежности его работы, поскольку его характеристики существенно зависят от тепловых воздействий. Одной из наиболее актуальных задач повышения надежности является разработка устройства, обеспечивающего температурную компенсацию. Поскольку двумя основными факторами, влияющими на величину смещения электрода, являются температура окружающей среды и управляющее напряжение, в качестве одного из вероятных подходов реализации термокомпенсации может выступать введение дополнительного контрольного компенсирующего источника напряжения.

Список литературы: 1. Акулиничев А.А. Пьезорезонансные колебательные системы с электромеханическим управлением: Дис. ... канд. техн. наук: 05.12.13. Харьков, 2004. 164с. 2. Aleksander Dec, Ken Suyama Micromachined electro-mechanically tunable capacitors and their applications to RF IC's // IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 46, no. 12, Dec. 1998, pp. 2587-2596. 3. Jun Zou, Chang Liu, Jose Schutt-Aine, Jinghong Chen, Sung-Mo Kang Development of a Wide Tuning Range MEMS Tunable Capacitor for Wireless Communication Systems, IEEE, 2000, p.p. 405 – 408. 4. Nathan A. Bushyager, Manos M. Tentzeris RF MEMS: development of design rules // InterPACK2001-15874, July 8-13, 2001, p.p. 1-4. 5. B. Bayram, G.G. Yaralioglu, M. Kupnic, A.S. Ergun, O. Oralkan, A. Nicoozadeh, B.T. Khury-Yakub. Dynamic analysis of capacitive micromachined ultrasonic transducers // IEEE transac-

tions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control, vol. 52, N 12, Dec. 2005, p. 2270-2275. 6. www.microfabrica.com. 7. www.corning.com. 8. *J.R. Gilbert, R. Legtenberg and S.D. Senturia* 3D Coupled Electro-mechanics for MEMS: Applications of CoSolve-EM, MEMS'95, p.p. 122 – 127. 9. *Ланцов В.Н., Рудаков О.В., Маскеев С.В.* Состояние в области проектирования микроэлектромеханических систем. Владимир: ВГУ, 1999. 31 с. 10. *Микроэлектромеханические устройства в радиотехнике и системах телекоммуникаций / Ф.Ф. Колпаков, Н.Г. Борзяк, В.И. Кортунов: Учеб. пособие.* Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2006. 82 с. 11. *Харкевич А.А.* Теория электроакустических преобразователей. Избр. труды: В 3 т. М.: Наука, 1973. Т. 1. 400 с. 12. *Математическая энциклопедия: В 5 т. М.: Сов. энцикл., 1977. 1985. Т. 5. 722 с.*

*Национальный аэрокосмический университет
им. Н. Е. Жуковского «ХАИ»*

Поступила в редколлегию 15.10.2007

МОДУЛЬ ДЛЯ ЗАЩИТЫ АТС И АБОНЕНТСКИХ УСТРОЙСТВ ОТ НАВЕДЕННЫХ В ПРОВОДНЫХ ЛИНИЯХ СВЯЗИ ИЗБЫТОЧНЫХ ТОКОВ И ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

Введение

При эксплуатации телекоммуникационных систем (ТКС) часто приходится сталкиваться с деструктивным влиянием перенапряжений и избыточных токов, вызванных воздействием различных электромагнитных факторов естественного и искусственного происхождения. Практика показывает, что при эксплуатации АТС и абонентских устройств (АУ) наиболее опасными по степени влияния и частоте воздействия являются перенапряжения и избыточные токи, которые наводятся в проводных линиях. В Рекомендациях МСЭ-Т К.20 они характеризуются как:

- импульсные высоковольтные напряжения, возникающие при грозовых разрядах (без прямого попадания молнии в линейно-кабельные сооружения);
- кратковременные переменные напряжения (при коротких замыканиях в ЛЭП или контактных сетях электрифицированных железных дорог);
- длительное воздействие переменного напряжения (при непосредственном электрическом контакте проводной линии связи с сетью электропитания 220В).

Применяемые методы и средства для защиты элементов АТС и АУ в большинстве случаев обеспечивают защиту от перенапряжений, вызванных грозой и атмосферным электричеством, авариями в сетях электропитания. Однако этих мер недостаточно в случае экстремальных аварийных ситуаций, а также при воздействии коротких электромагнитных импульсов (ЭМИ) высокой интенсивности. Современные источники мощных ЭМИ могут поражать системы телекоммуникаций как непосредственным воздействием направленных импульсных электромагнитных полей на электрические и радиотехнические цепи, так и наведенными в проводных линиях связи токов и напряжений [1, 2].

Статистика показывает, что число повреждений аппаратуры из-за бросков токов и напряжений удваивается каждые три-четыре года. Это связано, прежде всего, со сменой элементной базы. Плотность элементов на кристаллах микросхем за последние годы значительно увеличилась, что привело соответственно к уменьшению напряжения пробоя. Поэтому даже при внешнем небольшом электромагнитном воздействии может возникнуть ситуация, которая приведет к повреждению микросхем. Достаточно однократного воздействия напряжения, превышающего “допустимое значение статического потенциала”, чтобы вызывать деградацию параметров электронных элементов (увеличение обратного тока, изменение входной характеристики и т.д.), что приводит к снижению порога стойкости к воздействию последующих ЭМИ, снижению стойкости к воздействию климатических, механических и радиационных факторов, существенному уменьшению времени остаточного ресурса. Наиболее уязвимыми воздействию ЭМИ являются транзисторы, входящие в малошумящие усилители, интегральные микросхемы (микропроцессоры).

В источниках электропитания сократилось количество трансформаторов и дросселей, индуктивность которых гасит выбросы питающего напряжения, уменьшились их размеры, при этом все больше функций выполняют электронные схемы, более подверженные воздействию перенапряжений. Кроме вывода из строя электронных блоков электропитающего устройства и нарушений его работы (сбоев в схемах генераторов, регуляторов и т. п.), существует опасность попадания ЭМИ через цепи питания непосредственно в оборудование.

Для защиты элементов ТКС от перенапряжений применяют устройства защиты по напряжению. Устройство защиты по напряжению должно удовлетворять следующим основным требованиям:

- не допускать утечки через себя полезного сигнала, т. е. в диапазоне передаваемых частот иметь в идеале бесконечное сопротивление;

– при разности потенциалов, превышающей определенное значение, резко уменьшать свое сопротивление;

– время переключения элемента защиты $t_{3y} \ll t_{3mn}$;

– многократно выдерживать прохождение импульсных токов.

Наиболее распространенными элементами схем защиты по напряжению являются газовые разрядники и варисторы. В последние годы на смену варисторам пришли TVS– (transient voltage suppressors) диоды, называемые в отечественной литературе «полупроводниковыми ограничителями напряжения (ПОН)». За рубежом TVS-диоды известны под торговыми марками Trans Zorb, Transil, Insel. В табл. 1 приведена сравнительная характеристика элементов схем защиты по напряжению [3].

Таблица 1

Элемент защиты	Преимущество	Недостатки	Примеры использования
Разрядник	Высокое значение допустимого тока. Низкая емкость. Высокое сопротивление изоляции	Высокое напряжение возникновения разряда. Низкая долговечность и надежность. Значительное время срабатывания. Защищаемая цепь шунтируется после прохождения импульса	Первичная защита телекоммуникационных и силовых цепей
Варистор	Высокое значение допустимого тока. Низкая цена. Широкий диапазон рабочих токов и напряжений	Ограниченный срок службы. Высокое напряжение ограничения. Высокая собственная емкость. Затруднительность поверхностного крепления	Вторичная защита. Защита силовых цепей и электронной аппаратуры. Защита электронных компонентов непосредственно на печатной плате
TVS-диод	Низкие уровни напряжения ограничения. Высокая долговечность и надежность. Широкий диапазон рабочих напряжений. Высокое быстродействие. Низкая собственная емкость.	Низкое значение номинального импульсного тока. Относительно высокая стоимость	Идеален для защиты полупроводниковых компонентов на печатной плате. Вторичная защита

Для защиты по напряжению АТС и АУ на коммуникационных линиях устанавливают трехвыводные газоразрядники с системой термозамыкания или размыкания. При общих равных условиях защита на трехэлектродном разряднике считается предпочтительней, чем на двухэлектродных, т.к. при наличии перенапряжения на двухпроводной линии пробой в одном промежутке разрядника инициирует пробой во втором промежутке, тем самым, уменьшая время срабатывания защиты, и снимает аварийный потенциал практически одновременно с обоих проводов.

Газовые разрядники не обладают очень высоким быстродействием, но способны подавлять разряды до нескольких десятков тысяч ампер, а за счет очень малой собственной емкости не влияют на работу высокоскоростных линий передачи данных. Газовые разрядники в состоянии отводить большое количество энергетических импульсов, не изменяя при этом своих электрических параметров.

Согласно рекомендациям МСЭ-Т К.12 защиту по напряжению на основе газонаполненных разрядников с номиналом 230В устанавливают на АТС со стационарным питанием 48В, а с номиналом 250В – для АТС со стационарным питанием 60В. Ниже приведены основные электрические параметры (табл. 2) и внешний вид (рис. 2) для разрядников типа Р-121К...Р-124К [4], которые применяются для защиты от опасных перенапряжений квазиэлектронных, электронных и цифровых АТС и абонентских устройств.



Рис. 1

Таблица 2

Типы разрядников	P121	P122	P123	P124	SL1026A27S
Статическое напряжение пробоя $U_{ст}$, В	230	250	350	600	200-350
Динамическое напряжение пробоя $U_{дин}$, кВ, не более	0,7	0,7	0,8	1,2	0,8
Сопротивление изоляции	не менее -100 МОм				
Межэлектродная статическая емкость	не более – 2 пФ				2,5 пФ
Напряжение дуги (при амплитуде синус. тока 10 А)	не более – 25В				
Напряжение погасания при 0,1А, В, не менее	150	150	150	150	

Для городских и сельских АТС выпускаются унифицированные модули защиты по напряжению (МЗН) на основе разрядников P121 – P123 [5]:

- защита на разрядниках с $U_{ст} = 230(250)В$, с термозамыкателем или терморазмыкателем линии и отводом перенапряжения на «землю». Эти два вида защиты приблизительно равнозначны по характеру защиты и различаются только тем, что в первом случае абонентский комплект станции остается подключенным к линии при срабатывании защиты, а во втором случае линия размыкается. Модули осуществляют защиту от грозовых импульсов и попадания переменного напряжения 220В. Использование термозащиты исключает возможность возгорания на кроссе, вызванное разогревом разрядников, а отвод опасного напряжения на «землю» снижает вероятность поражения им персонала станции. Недостатком данных вариантов защиты является возможность выхода из строя кабелей при протекании через них аварийных токов;

- защита на разрядниках $U_{ст} = 230(250)В$ с термозащитой, обеспечивающей размыкание линии без отвода аварийного напряжения на «землю». Этот тип защиты, свободен от названного выше недостатка и обеспечивает как надежную защиту оборудования АТС, так и исключает вероятность выхода из строя линейных кабелей или возгорание на кроссе по вине защиты;

- защита на разрядниках с $U_{ст} = 350В$, не оснащенная дополнительными элементами термозащиты обеспечивает защиту от грозовых импульсов, однако уровень ее срабатывания несколько выше, чем у защиты с разрядниками 230, 250В, т.к. $U_{дин}$ при крутизне нарастания 1 кВ/мкс для них 900В против 650В для 250-ти вольтовой защиты (данные фирмы «EPCOS» на разрядники серии T80).

Дополнительно с МЗН устанавливается модуль защиты по току (МЗТ), который оснащен двумя керамическими позисторами многофазового действия на рабочие токи 55, 60, 100 мА. Протекающий через позистор и разрядник ток вызывает срабатывание позистора. Ток при этом ограничивается единицами миллиампер, что не оказывает пагубного воздействия как на оборудование, так и на кабель. В табл. 3 приведены предельные значения тока и напряжения для некоторых типов АТС [5].

Величина напряжения пробоя разрядника в сильной степени зависит от крутизны фронта импульса. Чем больше скорость нарастания фронта импульса, тем выше динамическое напряжение пробоя разрядника. Это вызвано тем, что для ионизации газа внутри разрядника требуется определенное время. Поэтому часть ЭМИ всегда просачивается через МЗН. Огибающая просачивающегося импульса может иметь форму, аналогичную показанной на рис. 2.

Повреждение входных элементов, оборудования АТС и АУ может быть вызвано избыточной мощностью (энергией) просачивающегося импульса. Таким образом, применение МЗН на основе разрядника не гарантирует защиту оборудования от воздействия перенапряжения, вызванного воздействием короткого ЭМИ.

№ п/п	Наименование АТС	Напряжение питания, В	Вызывное напряжение, В	Номинальный ток линии, мА	Необходимая защита по напряжению, В	Необходимая защита по току, А
1	АТС-54 (ДШИ)	60	110±10	20-30 мА	250	0,055
2	«SAMSUNG» SDX-100, TDX-1B	60	90-110	40-45	250	0,06
3	«Алкатель» S-12	60	90-100	До 75	230	0,1
4	NEAX-61, 64 (NEC)	60	110	45	250	0,06
5	АТСК (АТСКУ)	60	90-120	35-45	250	0,06
6	АТСП (АТСК Польша)	60	110-120	20-30	250	0,055
7	А-204 (АТСК Швеция)	60	110	30-40	250	0,055
8	КМК-20Т (АТСК Финляндия)	60	110	20-35	250	0,055
9	ЭАТС М-200	60	80-100	30	230	0,055
10	Si-2000	60	90-100	35-40	230	0,055

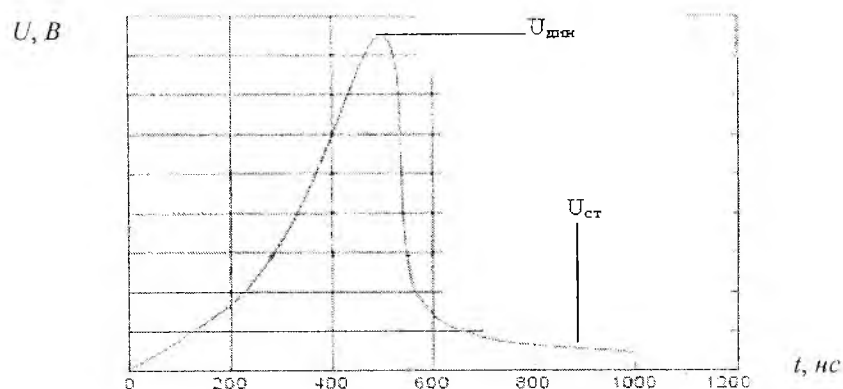


Рис. 2

Новым элементом для схем защиты по напряжению стал TVS-диод – полупроводниковый прибор с резко выраженной нелинейной вольт-амперной характеристикой, подавляющий импульсные электрические перенапряжения, амплитуда которых превышает напряжения лавинного пробоя диода. Время срабатывания $t_{зy}$ для несимметричных TVS-диодов менее 10^{-12} с а для симметричных – менее $5 \cdot 10^{-9}$ с. Это позволяет использовать их для защиты различных электронных устройств, в состав которых входят чувствительные к переходным процессам полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы. Для защиты от выбросов напряжения линий связи переменного тока с частотой до $100 МГц$ применяются малоемкостные TVS-диоды ($C=90-100 пФ$). Принцип работы TVS-диода показан на рис. 3. Во время действия импульса перенапряжения TVS-диод ограничивает выброс напряжения до безопасного уровня в то время как опасный ток протекает через диод на землю, минуя защищаемую цепь.

На рис. 4 приведена вольтамперная характеристика для несимметричного a и симметричного b TVS-диода.

Основные электрические параметры TVS-диодов:

$U_{\text{проб}}$, В – значение напряжения пробоя при заданном тестовом токе пробоя I_T ; $I_{\text{обр}}$, мкА – значение постоянного обратного тока, протекающего через прибор в обратном направлении при напряжении, равном $U_{\text{обр}}$; $U_{\text{обр}}$, В – постоянное обратное напряжение (в соответствии с этим параметром выбирается тип ограничителя); $U_{\text{огр.имп.мах}}$, В – максимальное импульсное напряжение ограничения при максимальном импульсном токе при заданных длительности, скважности, форме импульса и температуре окружающей среды; P_p , Вт – максимально допустимая импульсная мощность, рассеиваемая прибором, при заданных форме, скважности, длительности импульса и температуре окружающей среды.

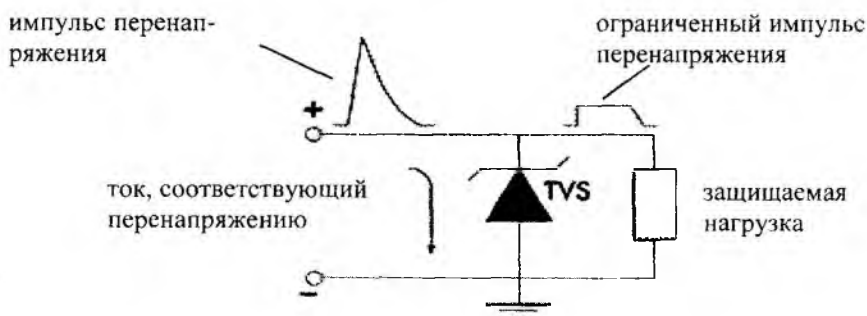


Рис. 3

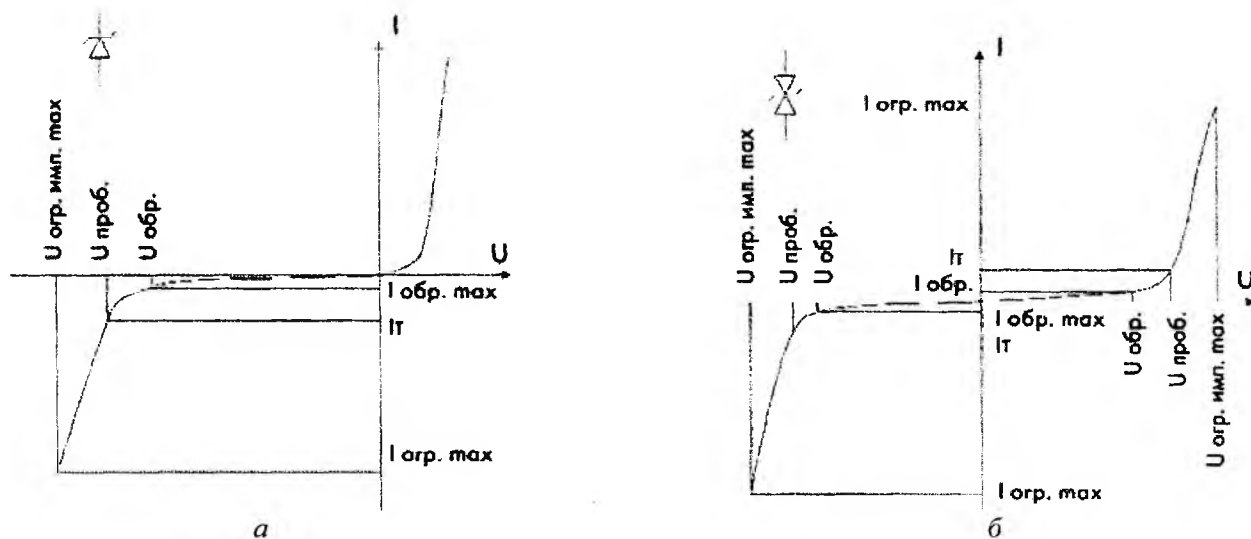


Рис. 4

TVS-диоды были разработаны фирмой GSI (General Semiconductor Industries) для защиты устройств связи от грозových разрядов. В дальнейшем этой фирмой были созданы TVS-диоды с напряжением $U_{\text{проб}}$ от 6,8 до 200 В с импульсной мощностью 1,5 кВт для защиты аппаратуры связи от воздействия ЭМИ искусственного происхождения, для защиты микросхем от внутренних электрических нагрузок по напряжению, от статического электричества, а также TVS-диоды с малой индуктивностью и емкостью. В настоящее время в мире выпускается около 3000 типонаименований TVS-диодов, с импульсной мощностью от 0,15 до 60 кВт, на напряжение пробоя от 6,0 до 3000 В.

Тип TVS-диода для защиты АТС и АУ выбирается, исходя из требуемого значения мощности P_p . При этом постоянное обратное напряжение $U_{\text{обр}}$ должно соответствовать сумме напряжения питания АТС и напряжения вызова ~ 160 – 190 В.

жения параметры импульса могут иметь другие значения. Рис. 5 иллюстрирует зависимость максимально допустимой импульсной мощности от длительности импульса перенапряжения для TVS-диода P4KE220A ($P_p = 400 \text{ Вт}$) и 1.5KE220A ($P_p = 1500 \text{ Вт}$) [6]. Обычно производители приводят подобные графики в спецификациях на все типы и серии TVS-диодов. На этом графике видно, что при снижении длительности импульса перенапряжения максимально допустимая мощность TVS-диода увеличивается. При воздействиях более коротких импульсов TVS-диод выдержит более высокий импульсный ток ($I_{\text{огр.имп.мах}}$).

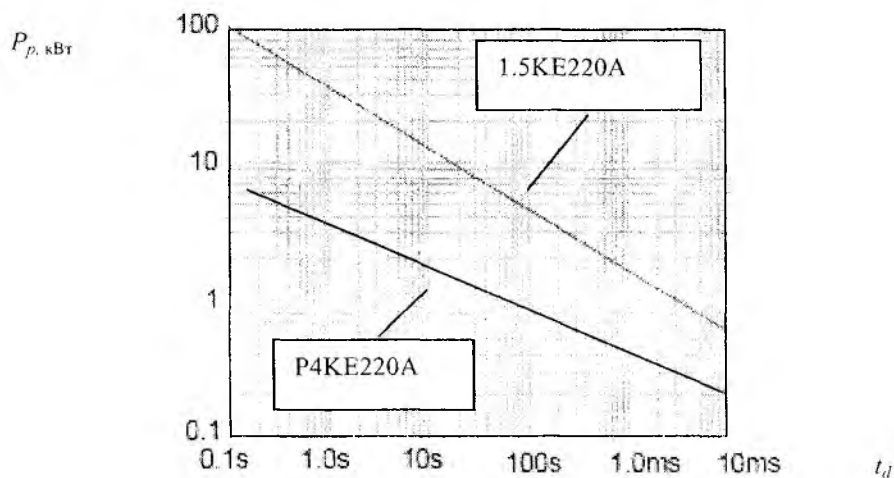


Рис. 5

Если мощность одного TVS-диода с номинальным значением P_p (400 Вт, 500 Вт, 1,5 кВт, 5 кВт) не удовлетворяет заданным требованиям по P_p , их соединяют последовательно. При двух последовательно соединенных TVS-диодах мощность удваивается и т. д. Допускается последовательное соединение любого числа TVS-диодов. При этом разброс по $U_{\text{проб}}$ каждого прибора не должен превышать 5 %, что гарантирует равную нагрузку на последовательно соединенных приборах. Если невозможно достичь нужной мощности при последовательном соединении, допускается параллельное соединение. Для гарантированной загрузки приборов по мощности необходимо точное их согласование по $U_{\text{огр.имп.мах}}$ (не более 20 мВ). Допускается также смешанное соединение TVS-диодов.

Электрические параметры TVS-диодов с разными значениями P_p , для ограничения перенапряжения на уровне максимально допустимом для входных цепей оборудования АТС и АУ ($U_{\text{проб}} = 230 - 250 \text{ В}$), приведены в табл. 4 [6].

Таблица 4

Тип (General Semiconductor) (Тип JEDEC)	Максимально допустимая импульсная мощность P_p Вт	Напряжение пробоя $U_{\text{проб}}$ (В)		Максимальный ток утечки I_u (мкА)	Постоянное обратное напряжение $U_{\text{обр}}$ (В)	Максимальный импульсный ток ограничения $I_{\text{ррт}}$ (А)	Максимальное напряжение ограничения при I_m $U_{\text{проб.мах}}$ (В)
		Мин.	Макс.				
P4KE220A	400	198	242	5	175	4,3	344
P6KE220A	600	198	242	5	175	4,3	344
SMBJ170	600	189	239,5	5	170	2	304
1.5KE220A	1500	198	242	5	175	4,3	344
5KP180	5000	198	230,4	5	180	17	292

Для защиты элементов АТС и АУ от любых вероятных воздействий естественных и искусственных ЭМИ необходимо использовать комбинированные модули защиты [7]. В качестве

первой ступени защиты по напряжению элементов электронного оборудования ТКС от мощных ЭМИ, необходимо применять газонаполненные разрядники (например, Р-123К). Вторая ступень защиты, на основе малоемкостных TVS-диодов, ограничивает перенапряжения любого вида на уровне максимально допустимом для входных цепей оборудования АТС и АУ. Для исключения развития аварийных токов, способных привести к разогреву элементов защиты по напряжению или жил кабеля, в состав модуля включается позистор. Возможный вариант построения комбинированного модуля защиты приведен на рис. 6.

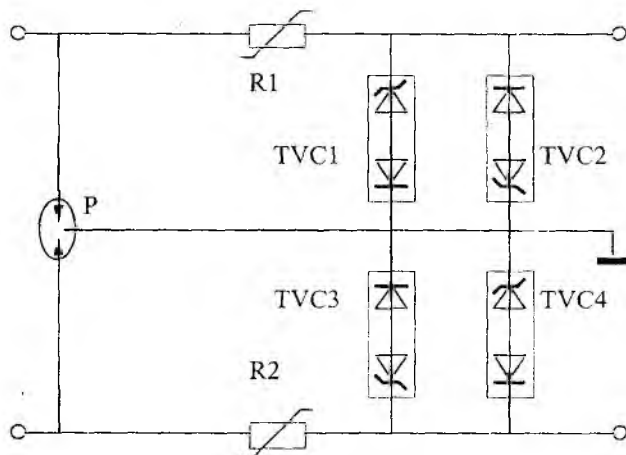


Рис. 6

Работа схемы выглядит следующим образом: начальный процесс срабатывания защиты одинаков для любого типа воздействия, будь то длительное воздействие напряжения сети или высоковольтное импульсное воздействие. В первую очередь сработают TVS-диоды и ограничат напряжение на выходе модуля, на уровне 230(250)В. Аварийное воздействие через внутреннее сопротивление TVS-диодов будет отведено на землю. В случае, если через TVS-диод способен развиться ток более I_T , то TVS-диод переходит в состояние пробоя. Из-за высокого быстродействия полупроводникового элемента пробой происходит практически мгновенно, еще на фронте нарастания импульса перенапряжения. В этом состоянии TVS-диода при наличии на входе напряжения $U_{проб}$ все входное воздействие оказывается приложенным к позистору (R_1 или R_2) и способствует его быстрому разогреву и срабатыванию. При воздействии мощного ЭМИ, например, вызванного попаданием молнии, напряжение на позисторе продолжает расти до тех пор, пока не достигнет напряжения пробоя разрядника. Пробой разрядника обеспечивает окончательный отвод избыточного напряжения с линейного провода на шину заземления, тем самым снимая опасное напряжение с защищаемого оборудования. При непродолжительном воздействии разрядник не успевает разогреться до высокой температуры и после исчезновения опасного напряжения восстанавливает свои характеристики и линия возвращается в рабочее состояние.

В случае, когда на линию попало фазное напряжение сети 220В, срабатывает только защита на TVS -диоде, отводя аварийное напряжение с линейного провода на шину рабочего заземления, после чего ток, протекающий через элемент токовой защиты, приводит к разогреву позистора и переходу его в высокоомное состояние. После снятия аварийного напряжения элементы остывают и возвращаются в свое рабочее состояние.

Таким образом, комбинированный модуль защиты позволяет совместить достоинства разных элементов защиты. Газоразрядник с его способностью коммутировать большие токи и быстродействие TVS – диодов. Мощность просачивающегося через разрядник импульса перенапряжения в этом случае не представляет угрозы для оборудования АТС или АУ, так как TVS-диод срабатывает значительно раньше разрядника.

Список литературы: 1. Шостко С.Н., Шостко И.С. Анализ угроз радиолокационным средствам противовоздушной обороны при использовании электромагнитного оружия // Системи озброєння і військова техніка. Харків, 2005. №. 1(1). С. 105-107. 2. Шостко И.С. Нарушение функционирования телекоммуникационных систем в условиях преднамеренных электромагнитных воздействий // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 148. С. 65-71. 3. Кадуков А. TVS-диоды – полупроводниковые приборы для ограничения опасных перенапряжений. [Електр. ресурс]. Режим доступа: <http://kazus.ru/articles/369.html>. 4. Модули защиты кроссов [Електр. ресурс]. Режим доступа: http://www.ats-servis.ru/cross_equip.htm. 5. Сайт компании "Рубатех" [Електр. ресурс]. Режим доступа: <http://www.rubatech.ru/node/460>. 6. [Електр. ресурс]. Режим доступа: <http://www.littelfuse>. 7. Федоров М.В. Рекомендации по выбору оптимальной защиты для городских и сельских АТС // Электросвязь. 2006. №12. С.28-30.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 05.09.2007

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

Введение

В современных системах связи, радиолокации и радионавигации широко используются сложные сигналы с угловой модуляцией, к стабильности параметров которых предъявляются чрезвычайно высокие требования [1]. В этих условиях практическая реализация устройств формирования тесно связана с их метрологическим обеспечением, в частности с вопросами измерения параметров сложных сигналов и их стабильности. Однако известные методы и устройства ориентированы на измерение отдельных конкретных параметров сигналов и для оперативного контроля всех основных параметров используются специальные громоздкие дорогостоящие стенды, включающие несколько сложных приборов [2]. Поэтому создание комплексного измерительного прибора, обеспечивающего повышенную точность измерения всех основных параметров сложных сигналов и автоматическое документирование полученных результатов весьма актуально.

В статье приводятся результаты разработки измерительного комплекса, в котором используются программно реализованные прямые и косвенные методы измерения, статистические методы допускового контроля параметров сложных сигналов.

Особенности статистического подхода к измерению параметров сигнала

В процессе формирования сигнал $u(t)$ подвержен воздействию различных дестабилизирующих факторов. Предположим, что выходной сигнал есть продукт преобразования идеального (без искажений) сигнала $u_{ид}(t)$ при прохождении его через некоторую систему A , на которую воздействуют аддитивно и мультипликативно шумы, источниками которых (см. рис. 1) при цифровом и цифроаналоговом формировании являются: нестабильности тактовой частоты δf_T , шумы квантования ΔU , шумы дискретизации Δf_T , шумы питающих напряжений ΔU_n , ошибки восстановления ΔK_B , ошибки вычисления центральной частоты δf_o , девиации частоты $\delta \Delta f$, нестабильность начальной фазы $\delta \phi_o$, длительности радиоимпульса $\delta \tau_{и}$ и др.

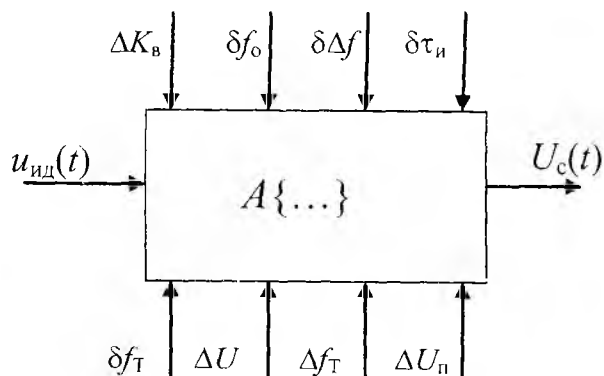


Рис. 1

Таким образом, исследуемая система преобразует идеальный сигнал $u_{ид}(t)$ в соответствии с некоторым оператором A

$$u_c(t) = A\{u_{ид}, \Delta K(t), \Delta T(t), \Delta f(t)\}, \quad (1)$$

где $\Delta K(t)$ – функция, характеризующая нестабильности параметров функциональных узлов, $\Delta T(t)$, $\Delta f(t)$ – функции, характеризующие искажения временных и частотных параметров.

Статистическую оценку отличия искаженного сигнала $u_c(t)$ от идеального $u_{ид}(t)$, т.е. косвенную интегральную оценку уровня искажений, удобно проводить путем сравнения нормированных автокорреляционную функцию (АКФ) идеального и взаимнокорреляционную функцию (ВКФ) искаженного с идеальным сигналом

$$\rho_B(\tau) = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} u_c(t-\tau) u_{ид}^*(t) dt = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} [u_c(t-\tau) + \Delta u(t-\tau)] u_{ид}^*(t) dt = \rho_A(\tau) + \Delta\rho(\tau), \quad (2)$$

где $E = \int_0^{\tau_r} |u_c(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |G_r(\omega)|^2 d\omega$ – энергия идеального сигнала, $\Delta\rho(\tau)$ – разность между ВКФ и АКФ.

Функция $\Delta\rho(\tau)$ или ее дискретное представление $\Delta\rho(i)$ может быть принята за интегральный показатель точности формирования сигналов. При этом для количественной оценки искажений удобно использовать ее среднеквадратическое значение – среднеквадратическую ошибку (СКО) [3]

$$\varepsilon_{\Delta\rho}^2 = \frac{1}{N} \sum_i (\Delta\rho(i))^2. \quad (3)$$

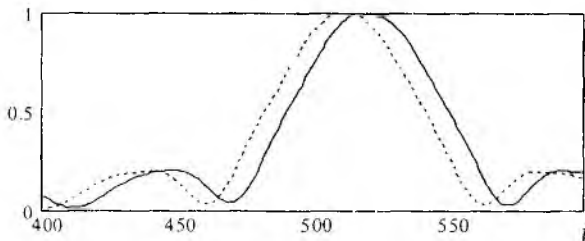


Рис. 2

На практике необходимо знать не конкретные параметры сигналов, а то, не выходит ли они за допуск. Статистический подход позволяет оперативно ответить на данный вопрос путем сравнения АКФ тестового (прерывистая линия рис. 2) и ВКФ исследуемого с тестовым сигналами (сплошная линия рис. 2).

С использованием выражения (3) отдельно рассчитываются зависимость среднеквадратической ошибки от величины отклонения центральной частоты, девиации частоты и длительности сигнала.

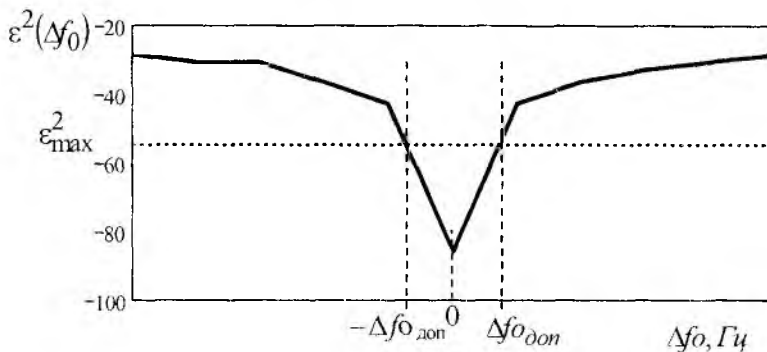


Рис. 3

максимального среднеквадратического отклонения и представляет собой верхнюю границу поля допуска.

Алгоритмы работы измерительного комплекса

Алгоритмы работы рассмотрим на примере измерения параметров ЛЧМ сигналов. Измерительный комплекс должен определять следующие параметры сигналов: длительность импульса; знак скорости частотной модуляции; девиацию частоты и центральную частоту; отклонение частоты от линейного закона в течение длительности импульса; нестабильность начальной фазы радиоимпульсов. При этом требуемая точность измерения определяется коэффициентом точности $K_T = \delta_g / \delta_u$, где δ_g – допустимое среднеквадратическое значение отклонения параметра формируемого сигнала, δ_u – среднеквадратическое значение ошибки измерения параметра [2,4]. Следовательно, требуемая точность измерений вытекает из требований к допустимым отклонениям параметров формируемых сигналов, которые не превышают 0,5...1% от значений соответствующих параметров [5].

Алгоритмы прямых измерений. Входными данными для работы алгоритма прямых измерений является массив мгновенных значения исследуемого сигнала.

Измерение длительности радиоимпульса (рис. 4) осуществляется на уровне 0,1 от максимального значения его огибающей, полученной с помощью программно реализованного амплитудного детектора. При частоте дискретизации $f_d = 20 \text{ МГц}$ максимальная ошибка не превосходит 50 нс. Амплитудно-частотный спектр (АЧС) исследуемого сигнала находится с применением алгоритма дискретного преобразования Фурье. Далее на основе анализа АЧС оценивается девиация $\Delta f = f_b - f_n$, центральная частота $f_0 = (f_b + f_n)/2$ сигнала (рис. 5) и неравномерность вершины АЧС

$$\delta G = [(G_{\max} - G_{\min}) / G_{\max}] \cdot 100\%$$

Закон изменения мгновенной частоты определяется с использованием скользящего временного окна путем оценки несущей частоты коротких временных выборок.

Математическое моделирование и испытания по тестовому сигналу показали, что прямые методы позволяют измерять с требуемой высокой точностью только длительность и неравномерность АЧС сигнала. Обеспечивается также определение знака скорости частотной модуляции.

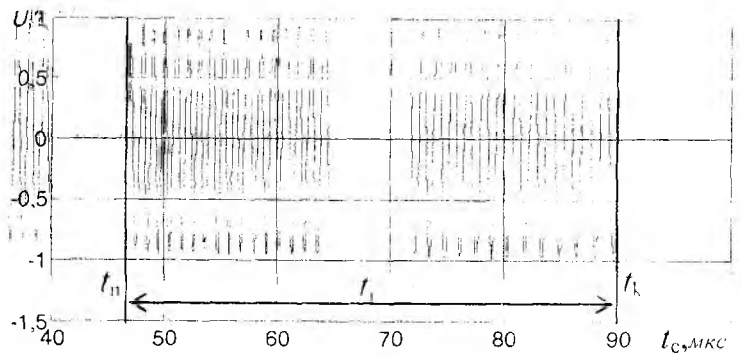


Рис. 4

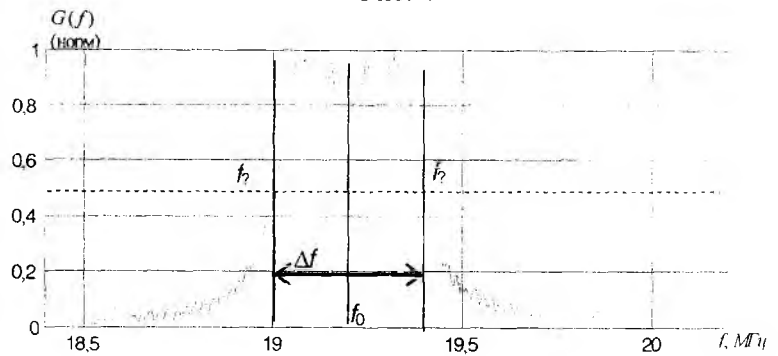


Рис. 5

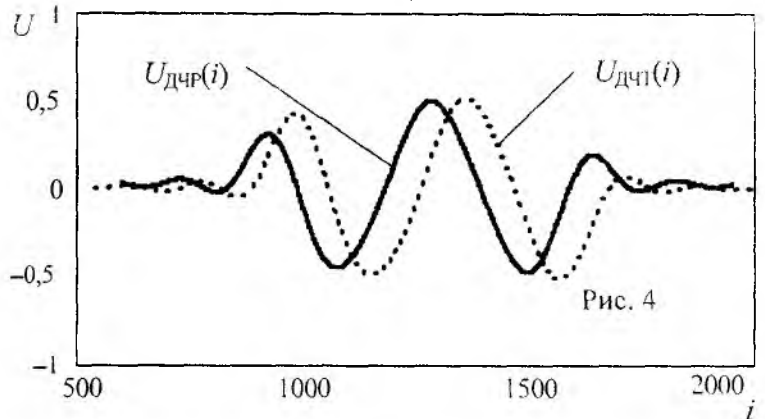


Рис. 6

Точность измерения центральной частоты f_0 и девиации частоты Δf , из за малого времени измерения (единицы – десятки мкс), недостаточна и составляет 2 – 10% от измеряемого параметра. Это обусловило необходимость использование косвенных статистических методов для измерения частотных параметров.

Алгоритмы косвенных методов измерения. В основу косвенного метода положена статистическая оценка разности идеального (тестового) и измеряемого сигналов на выходе дифференцирующего четырехполосника (ДЧ). Сигнал на выходе ДЧ $U_{\text{дч}}(t) = \cos(\beta t_z t + \omega_0 t_z + \beta t_z^2)$, где t_z – время задержки (см. рис. 6) несет информацию о скорости изменения частоты β и значении центральной частоты ω_0 . При программной реализации ДЧ находим $U_{\text{дчи}}(i)$, $U_{\text{дчр}}(i)$ (для идеального и реального сигналов) и функцию рассогласования

$$\Delta p(i) = U_{\text{дчр}}(i) - U_{\text{дчи}}(i) \quad (4)$$

По соотношению (3) находим среднеквадратическую ошибку.

Изменяя девиацию и центральную частоту идеального сигнала n раз с шагом необходимой точности измерения девиации и центральной частоты в пределах 5% от измеренного прямым

методом значения производим вычисления $U_{дчи}(i)$ и по соотношению (3) получаем значения среднеквадратической ошибки $\varepsilon^2(n)$ для n шагов измерений (рис. 7). Минимальное значение $\varepsilon^2(n)$ соответствует истинному значению девиации и центральной частоты.

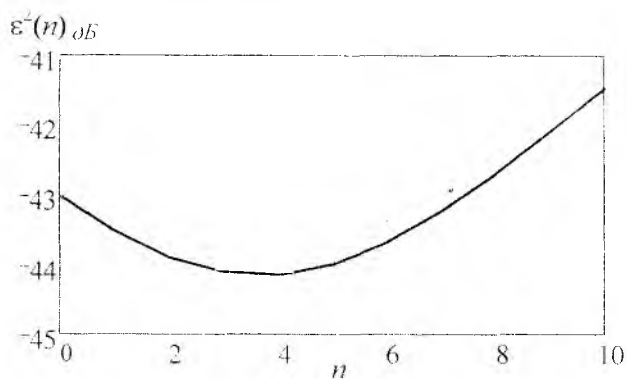


Рис. 7

Измерение нестабильности начальной фазы также осуществляется косвенным методом, основанном на когерентном накоплении ВКФ радиоимпульсов, следующих с одинаковым периодом. При реализации данного алгоритма необходима пачка из N ЛЧМ радиоимпульсов, которая обрабатывается программно реализованным согласованным фильтром. В результате получаем последовательность N ВКФ, следующих с периодом, равным периоду обрабатываемого сигнала. Далее осуществляется когерентное накопление ВКФ. В случае, если сигналы когерентны ($\Delta\varphi_0 = 0$), амплитуда сигнала увеличивается в N раз. Потери накопления за счет межимпульсных фазовых нестабильностей оценивались методом математического моделирования. Результаты расчетов показали, что нестабильность начальной фазы $\Delta\varphi_0 = 1$ соответствует потерям около 1 % при накоплениях 10 ВКФ.

Результаты испытаний аппаратно-программного измерительного комплекса

Предлагаемый измерительный комплекс состоит из аппаратной и программной части (рис. 8). Аппаратная часть (штриховая линия на рис. 8) предназначена для преобразования аналогового сигнала в цифровой с записью его в ЭВМ. Аппаратная часть состоит из согласующего усилителя, АЦП, буферного ОЗУ и блока синхронизации. Программная часть реализована с использованием объектно-ориентированного языка программирования под операционную систему Windows.

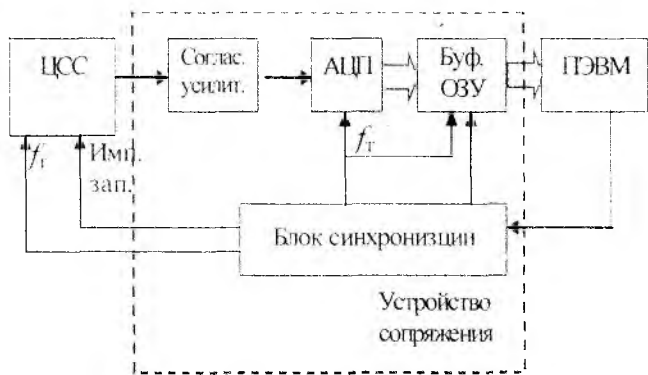


Рис. 8

Основанный на сравнении АКФ тестового и ВКФ тестового и реального сигналов.

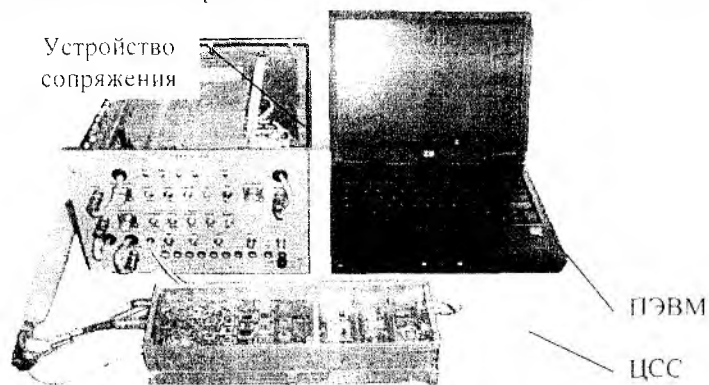


Рис. 9

В качестве источника исследуемых сигналов использовался цифровой синтезатор сигналов. Внешний вид измерительного комплекса и исследуемого ЦСС представлен на рис. 9.

Разработанная программа выполняется на ПЭВМ в операционной системе Windows и имеет удобный интерфейс взаимодействия измерительного комплекса с пользователем. Программа позволяет выбрать один из трех источников сигнала: 1) встроенный программный имитатор сигналов, который

позволяет имитировать до 10 ЛЧМ сигналов с разными параметрами. С помощью этих

сигналов проводится тестирование измерительного комплекса; 2) реальный ЦСС, сигнал которого оцифровывается в устройстве сопряжения; 3) файлы с ранее записанными реализациями реальных сигналов.

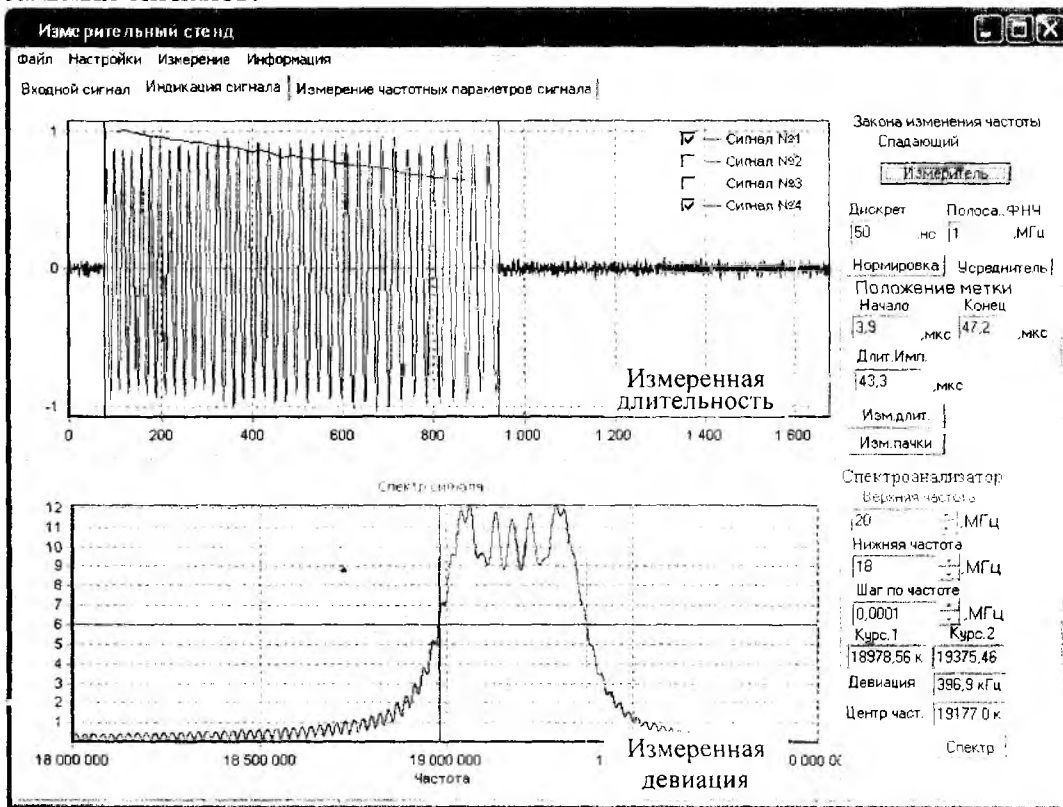


Рис. 10

Исследуемый сигнал отображается в статическом виде в основном окне интерфейса (рис. 10). Выбор прямого или косвенного метода измерений осуществляется переключением закладок в основном окне (рис. 11).

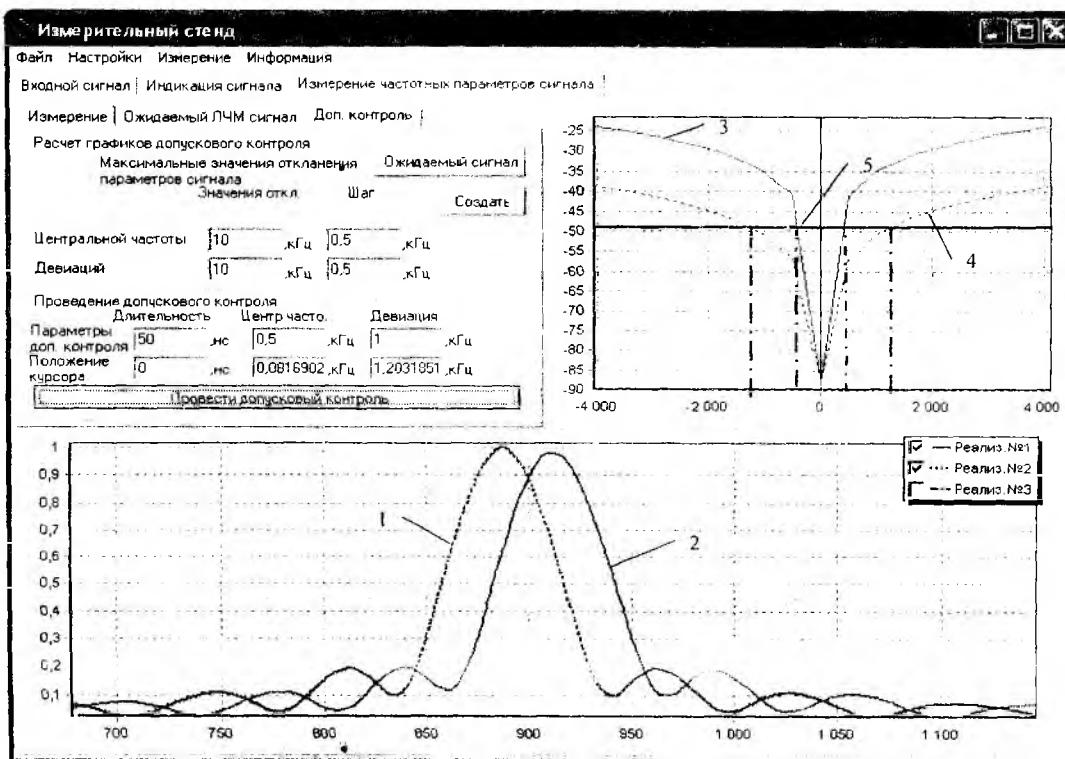


Рис. 11

Прямым методом измеряются длительность и параметры АЧС, определяется знак скорости ЧМ, а также осуществляется первичная грубая оценка девиации и центральной частоты формируемого ЛЧМ сигнала.

В программе под закладкой «Измерение частотных параметров» (см. рис. 11) реализованы косвенные методы измерения. На закладке «Ожидаемый ЛЧМ сигнал» устанавливаются параметры ожидаемого (тестового) ЛЧМ сигнала. На закладку «Доп. контроль» выведено управление допусковым контролем. С использованием выражения (3) строится график зависимости среднеквадратической ошибки (СКО) от величины отклонений от требуемых значений центральной частоты (кривая 3, рис. 11) и девиации частоты (кривая 4, рис. 11). По оси абсцисс откладывается значение отклонения частоты в герцах, а по оси ординат – величина СКО в логарифмическом масштабе. Таким же образом находится СКО функции ошибок $\varepsilon_{\text{ФЧД}}^2$ для реально сформированного сигнала (линия 5, рис. 11). Далее находится максимальное СКО реального сигнала (линия 5, рис. 11). Если абсциссы точек пересечения не выходят из поля допуска, то параметр в допуске. В нашем примере отклонение центральной частоты может составить не более 0,1%, а девиации частоты не более 0,21%, следовательно, можно утверждать, что параметры в допуске.

На закладке «Измерение» (рис. 12) устанавливаются параметры дифференцирующего четырехполосника. Выходное колебание после ФНЧ представлено на рис. 12, кривая 1. Кривая 2 на рис.12 отображает зависимость значений функции ошибки от разности девиации частоты тестового и исследуемого сигналов. Точность оценки отклонений девиации частоты и центральной частоты около 0.1%, что с запасом удовлетворяет требованиям.

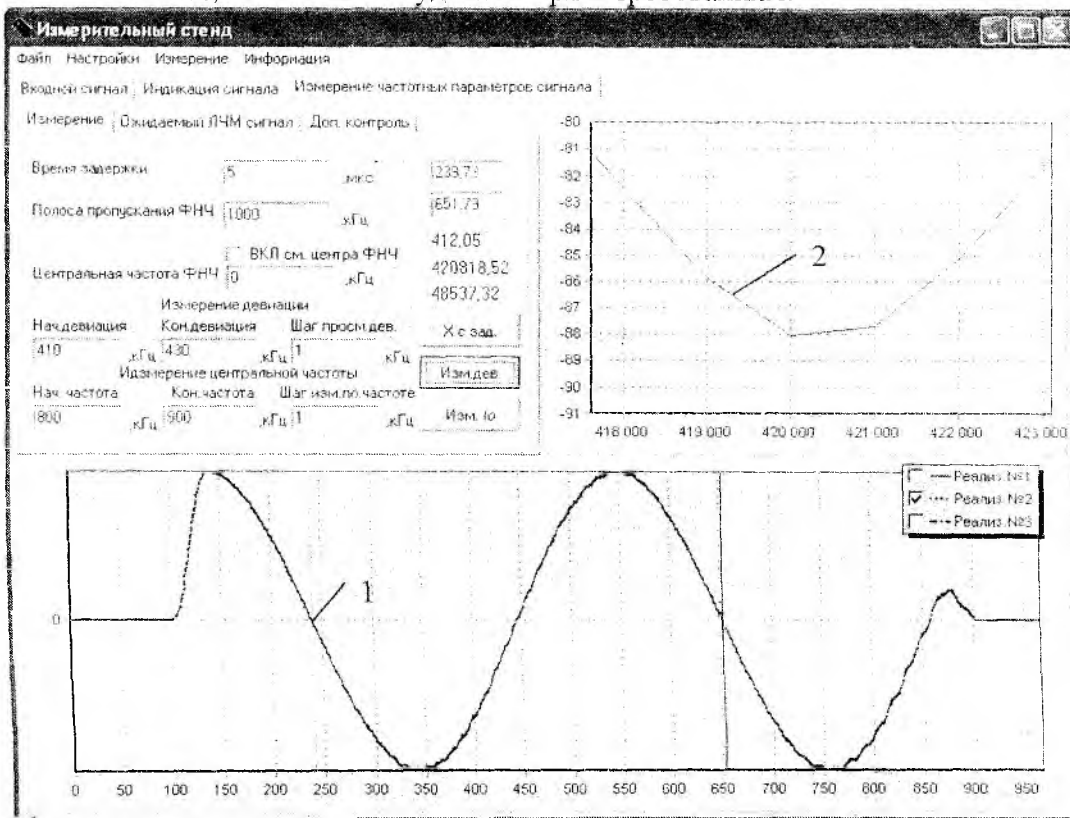


Рис. 12

Выводы

1. Предложенный аппаратно-программный измерительный комплекс позволяет заменить сложные измерительные стенды. При этом обеспечивается сравнимая или более высокая точность измерений.

2. Прямые методы измерения целесообразно использовать для измерения длительности, амплитудных параметров АЧС и определения знака ЧМ, а также для предварительной грубой оценки девиации и центральной частоты сигнала.

3. Для повышения точности измерений необходимо применение косвенных методов, основанных на накоплении статистической информации о структуре сигнала.

4. Испытания подтвердили возможность осуществления как допускового контроля сигналов по совокупности параметров, так и измерения с заданной повышенной точностью отдельных параметров.

Список литературы: 1. *Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.* 2. *Батурин Н. Г., Гомозов В. И., Зюкин А. В.* Измерение параметров линейно-частотно-модулированных сигналов и их нестабильностей. Ярославль: ООО "Торговая фирма "Норд", 2004. 176 с. 3. *Кондратьев С.Л., Карпин Ю.В.* О корреляционной оценке качества канала связи // Радиотехника. 1972. № 3. С. 93–95. 4. *Измерения в электронике: Справочник / В.А. Кузнецов, В.А. Долгов, В.М. Коневских и др. Под ред. В.А. Кузнецова. М.: Энергоатомиздат, 1987. 512 с.* 5. *Гомозов В.И.* Теория и техника формирования сложных СВЧ-сигналов с высокой скоростью угловой модуляции для радиотехнических систем: Харьков: Шуст А.И., 2002. 398 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 10.10.2007

А. А. СТРЕЛЬНИЦКИЙ, А. Е. СТРЕЛЬНИЦКИЙ, А. И. ЦОПА, канд. техн. наук.,
В. М. ШОКАЛО, д-р. техн. наук

ВОЛНОВЫЕ КАНАЛЫ АРХИТЕКТУРНЫХ СООРУЖЕНИЙ. УСОВЕРШЕНСТВОВАННАЯ МОДЕЛЬ И НОВЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ

Введение

Быстрое внедрение современных технологий беспроводного доступа Wi-Fi и WiMAX, основанных на применении широкополосных сигналов, предусматривает решение широкого круга теоретических и экспериментальных задач, вызванных необходимостью упрощения методов построения радиоканалов беспроводных сетей.

В данной статье выделено два направления таких исследований, связанных с механизмом распространения радиоволн (РРВ) по волновым каналам архитектурных сооружений (ВКАС) [1, 2] (в это понятие авторы включают волновые каналы городских улиц и коридоров зданий).

Первое направление исследований вызвано необходимостью упрощения модели РРВ по ВКАС, т.к. известные из [3, 4] строгие модели ВКАС базируются на методах физической теории дифракции и недостаточно эффективны в силу больших временных затрат на вычисления.

Расчеты, связанные с территориальным планированием беспроводных сетей и оценкой эффективности радиоканалов, затруднены еще и тем, что существует несколько механизмов РРВ в зданиях и городских районах. Знание того, какой из механизмов РРВ является доминирующим в той или иной ситуации тоже может упростить моделирование РРВ в радиоканалах. Логично предположить, что в случае перемещения мобильных объектов по коридорам зданий и городским улицам, доминирующим механизмом РРВ будет являться распространение по ВКАС. Однако это предположение в известных работах пока не доказано. Обсуждение его достоверности на основании данных эксперимента – это второе направление исследований, описанное в представленной статье.

Таким образом, цель данной работы состоит в повышении эффективности модели ВКАС за счет ее представления в виде многополюсных цепей и выяснении доминирующего механизма РРВ по коридорам зданий и городским улицам.

Модель ВКАС и метод расчета

Сформулируем основные положения предлагаемого метода.

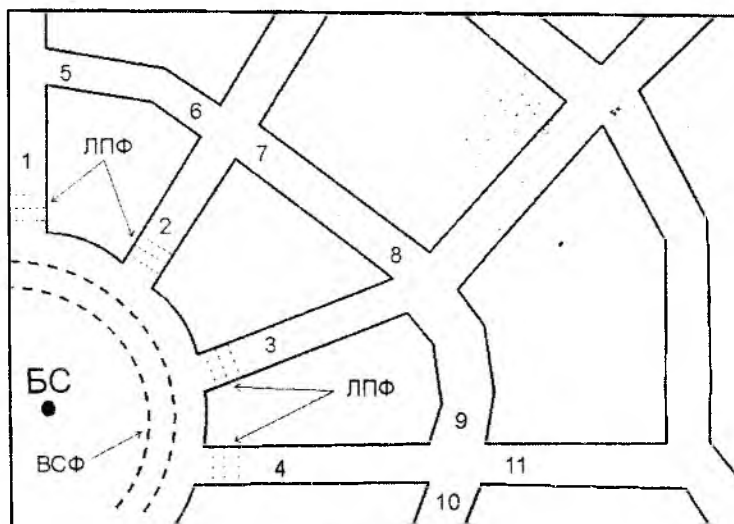


Рис. 1

На рис. 1 приведен фрагмент городского района с базовой станцией (БС), установленной на площади. Она излучает волны со сферическим фронтом (ВСФ). Далее будем считать (исходя из принципа Гюйгенса), что в радиальных улицах (обозначены цифрами 1-4 на рис. 1)

излучаемая сферическая волна переходит в ряд волн с локально плоским фронтом (ЛПФ). Дальнейший подход состоит в представлении однородного линейного отрезка ВКАС отрезком эквивалентной двухпроводной линии с потерями, по которой распространяется волна типа Т. Волновое сопротивление такой линии без учета потерь равно характеристическому сопротивлению свободного пространства Z_0 .

Каждый из отрезков эквивалентной линии может быть описан моделью распространения волн для закрытых помещений ХНУРЭ Wi-Fi [5] с известным коэффициентом передачи, который зависит от геометрии и материала постройки волнового коридора. В итоге отрезки линии легко представляются матрицами рассеяния [S] четырехполюсников [6].

Свойства этих отрезков таковы:

– в силу распространения в них волны типа Т все эквивалентные линии имеют волновое сопротивление равное Z_0 ;

– пересечение улиц (например: 4, 9, 10, 11 на рис. 1) представляют собой последовательное включение эквивалентных отрезков линий и в терминах теории цепей является системой распределения мощности (СРМ).

СРМ с n равными каналами деления, описываемые матрицами [S] идеальных многополюсников, в совокупности с отрезками линий с потерями, образуют определенную схему, расчет которой может быть выполнен по циклическим алгоритмам. В итоге рассматриваемая схема приводится к эквивалентному многополюснику [6] (рис. 2), с помощью которого можно определить интенсивность поля в любой точке ВКАС.

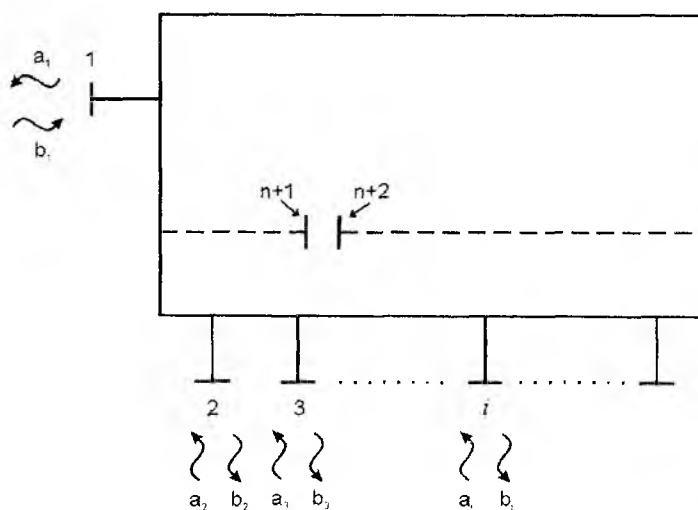


Рис. 2

В этом случае задача формулируется следующим образом. Пусть имеется цепь, эквивалентная ВКАС и содержащая n внешних плеч. Требуется определить интенсивность и фазу напряженности поля в определенном сечении цепи, поставленном в соответствие рассматриваемым координатам ВКАС. В общем случае цепь возбуждается с любого количества плеч (рис. 2, где a_i, b_i – интенсивности падающих и отраженных волн). Например, для случая рис. 1 число источников возбуждения равно 4.

Поставленная задача решается по методике [6]. Выделим в цепи сечение, в котором требуется определить интенсивность и фазу сигнала. Условно разорвем в этом месте линию передачи (рис. 2). Обозначим при этом дополнительные плечи через $n+1$ и $n+2$, а матрицу получившегося многополюсника через $[S_{ij}] (i, j = 1, 2, \dots, n+1, n+2)$. Если цепь возбуждается со всех плеч или части плеч, то результирующая волна запишется так [6]:

$$b_{\text{рез}} = \frac{\sum_{i=1}^k \left[S_{n+1,j} \left(1 - S_{n+1,n+2} + S_{n+2,n+2} \right) + S_{n+2,i} \left(1 - S_{n+2,n+1} + S_{n+1,n+1} \right) \right]}{\left(1 - S_{n+1,n+2} \right) \left(1 - S_{n+2,n+1} \right) - S_{n+2,n+2} S_{n+1,n+1}} a_i \quad (1)$$

Экспериментальные исследования ВКАС с помощью технологий Wi-Fi

Целесообразность практического применения изложенного выше подхода проверялась экспериментально. Изучалась возможность описания матрицей $[S]$ шестиполосника разветвления одного из коридоров ХНУРЭ (рис. 3). Известно [6], что в шестиполоснике, образованном тремя линиями с волновым сопротивлением Z_0 , $1/9$ части мощности отражается, а по $4/9$ ($-3,4$ дБ) мощности выделяется в выходных плечах.

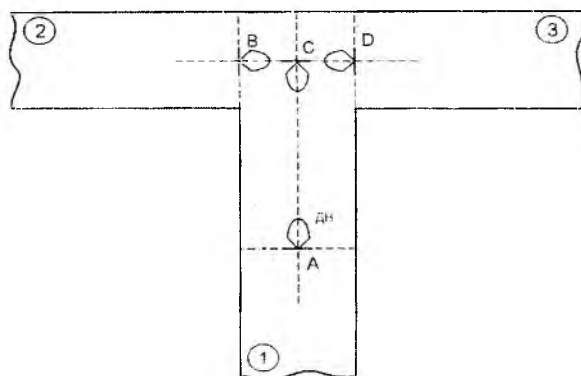


Рис. 3

Затухание в плечах 2 и 3 разветвителя (рис. 3) при движении энергии из плеча 1 измерялось с помощью радиолинии организованной из двух абонентских станций (АС) с технологией Wi-Fi.

Данные опытов приведены в табл. 1.

Таблица 1

$h_{AC}, \text{ м}$	$\alpha_B, \text{ дБ}$	$\alpha_D, \text{ дБ}$
0,5	-4,5 (-4,3)	-4,4 (-4,3)
1	-4,8 (-4,2)	-3,9 (-4,2)

Здесь обозначено: h_{AC} – высота АС над полом; α_B и α_D – затухания сигнала в точках В и D относительно точки С. На рис. 3 показаны направления максимумов диаграмм направленности антенн АС.

В таблице также представлены (в скобках) результаты расчетов, которые были получены с помощью модели РРВ ХНУРЭ Wi-Fi для оценки затухания на отрезках ВС и CD и матрицы рассеяния тройника. Из таблицы следует, что результаты опытов и расчетов хорошо согласуются. Это дает право рекомендовать изложенный подход для прогнозирования уровней полей в ВКАС.

Результаты экспериментальных исследований доминирующего механизма РРВ с помощью технологии WiMAX

Для проведения экспериментальных исследований в ХНУРЭ была создана мобильная лаборатория, схема которой приведена на рис. 4. В состав мобильной лаборатории входит следующее оборудование: абонентская станция WiMAX BreezeMAX 3500 (Alvarion), ноутбук «Asus», GPS приемник NovAtel SS-II, преобразователь напряжения ПН-12В/220В, аккумуляторная батарея АКБ-12 В.

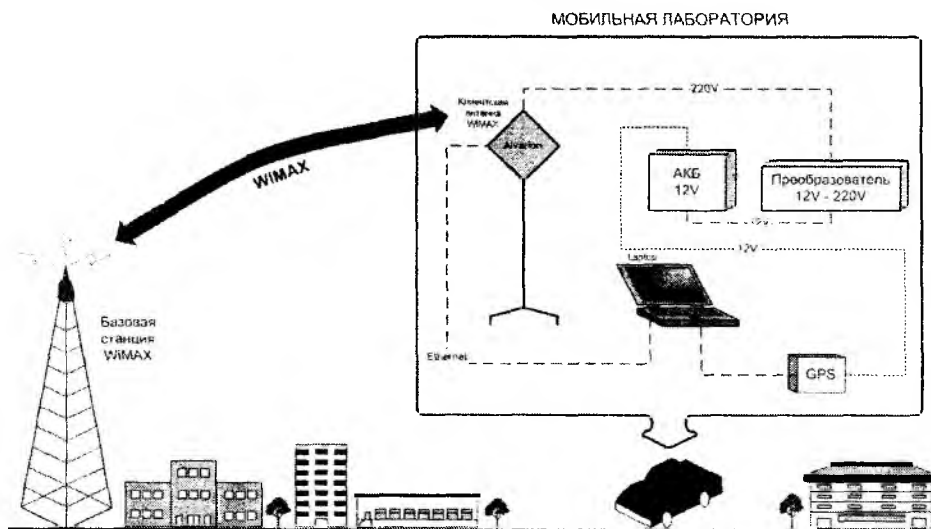


Рис. 4

В технологии радиодоступа WiMAX на базовой станции (БС) используются секторные антенны с широкой диаграммой направленности (рис. 5, а), а абонентские станции (АС) имеют встроенную антенну с узкой диаграммой направленности и малым уровнем приема заднего лепестка (рис. 5, б) [7].

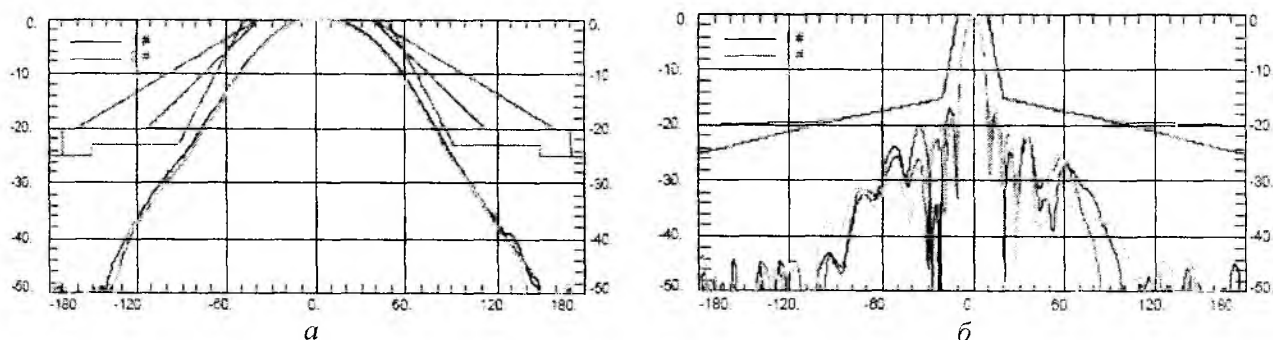


Рис. 5

Эта особенность аппаратуры WiMAX позволяет предложить новую методику экспериментального доказательства существования волновых коридоров и сравнения уровней сигналов S и отношений сигнал/шум S/N , созданных в точке приема за счет различных механизмов распространения.

Рассмотрим рис. 6. Здесь БС расположена на продольной по рисунку улице. Тогда в предположении наличия волновых коридоров, в поперечной улице, образованной ансамблями домов $D1$ и $D2$, должно возникнуть два потока волн (указаны на рис. 6 стрелками). Эти потоки являются бегущими волнами, движущимися навстречу друг другу. Они интерферируют, образуя смешанную волну. При малых потерях потоки будут иметь практически равные интенсивности и волна будет близкой к стоячей.

Из приведенного описания следует такая методика измерений. Диаграмма направленности (ДН) приемной антенны направляется максимумом в точку 1 (рис. 6), регистрируя, таким образом, поток энергии, движущийся из точки 1 в точку 2. Затем максимум ДН направляется в точку 2 и регистрируется обратный поток энергии. Наличие обоих потоков свидетельствует о существовании волнового коридора. Ориентируя максимум ДН в точку 3 или 4 (точки на стенах ансамблей домов), можно зарегистрировать интенсивность сигнала, образованного за счет дифракционного распространения радиоволн.

Новизна предложенной методики по сравнению с известными работами (например, [8]) заключается в том, что за счет применения антенны с узкой ДН удастся выявить направление

движение потоков энергии вдоль улиц и разделить вклады различных механизмов РРВ в уровень принимаемого сигнала.

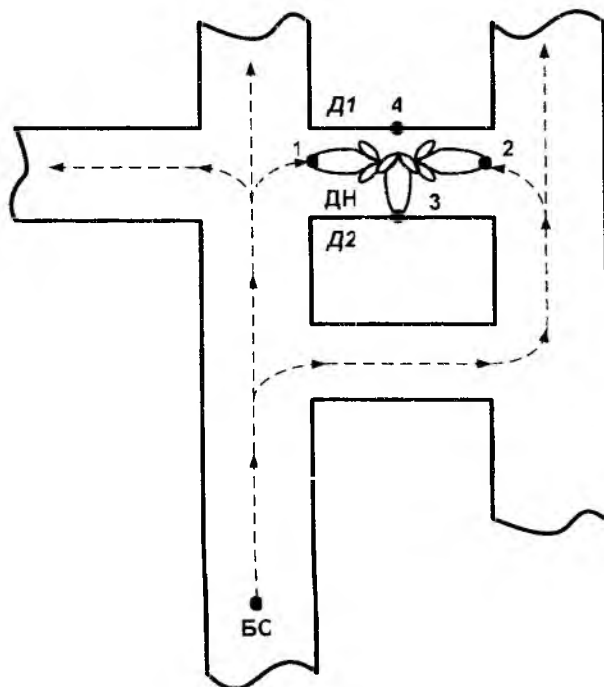


Рис. 6

Экспериментальные исследования по предложенной методике проведены в одном из четырех секторов работы БС, установленной на мачте здания ГОСПРОМ (г. Харьков) ($h_{БС} = 80 м$).

Результаты измерений уровней сигнала S и сигнал/шум S/N по улице им. Я. Галана (г. Харьков) приведены на рис. 7. Здесь кривые 1 и 3 – это зависимости отношения S/N и интенсивности сигнала S соответственно вдоль улицы при движении от точки 1 в точку 2, а кривые 2, 4 – те же кривые только в обратном направлении.

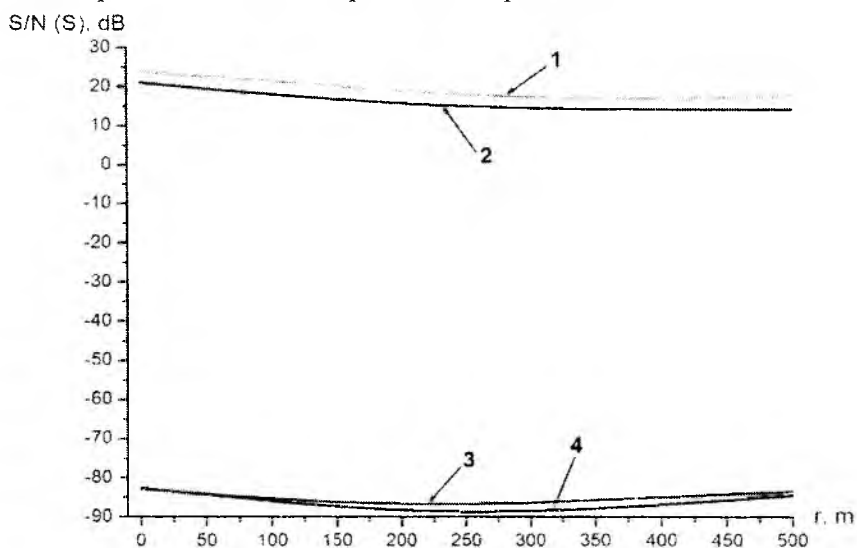


Рис. 7

Исходя из предыдущих рассуждений нетрудно заключить, что в исследуемом случае действует механизм РРВ по ВКАС. Измерения проводились при высоте приемной антенны $h_{АС} = 1,5 м$ над уличным покрытием. Дальнейшие измерения показали, что интенсивность сигналов в точках 1 и 3 отличаются на $-(10 \div 15) дБ$, т.е. вклад в интенсивность сигнала механизма дифракции более чем на порядок меньше, чем механизма РРВ по ВКАС.

Исследования по представленной работе поддержаны грантом Государственного фонда фундаментальных исследований при Министерстве образования и науки Украины (Ф25/737-2007).

Выводы

1. Предложены подход и модель прогнозирования полей в волновых каналах архитектурных сооружений, основанные на применении теории цепей и модели ХНУРЭ Wi-Fi для описания процесса РРВ.

2. Проведены эксперименты и расчеты, частично подтверждающие достоверность предложенной модели РРВ, которая названа авторами моделью ХНУРЭ–ВКАС.

3. Предложена новая методика обнаружения волновых коридоров, с помощью которой доказано существование ВКАС в центральном районе г. Харькова на частотах 3,5 ГГц (технология WiMAX). Также доказано, что этот механизм РРВ является доминирующим по сравнению с механизмом дифракции при оговоренных в статье условиях измерений ($h_{BC} = 80\text{ м}$, $h_{AC} = 1,5\text{ м}$ и малоэтажная застройка района измерений).

Список литературы: 1. *Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ* / Под ред. У.К. Джейкоба: Пер. с англ. / Под ред. М.С. Ярлыкова, М.В. Чернякова. М.: Связь, 1979. 520 с. 2. *Потапов А.В.* Исследования пространственной неоднородности электромагнитного загрязнения окружающей среды с применением цифровых проблемно-ориентированных моделей: Автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук. Москва, 2006. 3. *N. Yarkoni and N. Blaunstein.* Prediction of Propagation Characteristics in Indoor Radio Communication Environments // Progress In Electromagnetics research, PIER 59, pp. 151-174, 2006. 4. *Гуреев А.В., Кустов В.А.* Волноводная модель беспроводных каналов связи внутри зданий // Электронный научный журнал «Исследовано в России». №135. С. 1519-1536, 2002. 5. *Стрельницкий А.А., Стрельницкий А.Е., Цона А.И., Шокало В.М.* Вариант модели расчета затухания широкополосного сигнала в радиолинии локальной сети связи (модель ХНУРЭ Wi-Fi) // Сб. тез. докл. 17 Междунар. Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (CriMiCo'2007). Севастополь: СНТУ, 2007. Том. 1. С. 213-214. 6. *Гостев В.И., Конин В.В., Маценура А.Л.* Линейные многоканальные устройства сверхвысоких частот. К.: Радиоаматор, 1997. 315 с. 7. *WiMAX – технология* беспроводной связи: основы теории, стандарты, применение / Под ред. В.В. Крылова. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 368 с. 8. *D. Porrat and D. C. Cox* A Waveguide Model for UHF Propagation in Streets // The 11th Virginia Tech/MPRG Symposium on Wireless Personal Communications, June 6-8, 2001, Blacksburg, Virginia.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 15.09.2007

МЕТОДИКА УЧЕТА ГРУППОВЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ В ДИАПАЗОНАХ GSM- и DCS-СТАНДАРТОВ

Постановка задачи

Развитие сотовых систем связи (ССС) осуществляется за счет все большего освоения новых диапазонов частот, ранее относящихся к военному ведомству. При совместном использовании частотных диапазонов сотовыми системами и военными средствами радиорелейной связи (РРС) (Р-409, Р-419, Р-404, Р-414), а также средствами авиационной связи (САС) (ПРМГ, РСБН, КВП РСБН, РСБН-А, ДРЛ, РЛС), как правило, учитываются влияния частот базовых станций ССС на военные средства. Для этого используется методика оценки условий электромагнитной совместимости (ЭМС), основанная на рассмотрении дуэльной ситуации, когда позиции базовых станций и станций военной связи четко и однозначно определены.

Вместе с тем, практика показывает, что заметную роль играет электромагнитная обстановка (ЭМО), создаваемая множеством подвижных средств ССС, носимых и возимых. Необходимость учета этой ЭМО наталкивается на трудности определения соответствующих параметров подвижной группировки. Очевидно, что такой учет возможен только на основе вероятностного подхода, который принципиально отличается от традиционного детерминистского подхода, используемого при дуэльном взаимодействии.

Для решения такой задачи нами разработана методика анализа ЭМС группировок РЭС различного назначения. Методика позволяет учитывать групповые взаимодействия и случайные расположения РЭС в пространстве и динамику структур ССС в различных ситуациях. Основными этапами разработанной методики анализа ЭМС группировок РЭС являются:

- 1) подготовка исходных данных для моделирования электромагнитной обстановки в группировках систем подвижной связи;
- 2) формирование модели группировок радиоэлектронных средств;
- 3) оценка сигнально-помеховой обстановки (СПО) в группировках;
- 4) прогнозирование взаимодействия группировок в динамике;
- 5) оценка электромагнитной обстановки и электромагнитной совместимости группировок РЭС СПС.

Укрупненная блок-схема алгоритма проведения анализа ЭМС группировок ССС представлена на рис. 1.

Основная часть

Подготовка исходных данных для моделирования электромагнитных взаимодействий систем подвижной связи. Для моделирования и анализа электромагнитной совместимости систем подвижной связи (СПС) вначале вводятся необходимые параметры (блок 1). Оценка ЭМС начинается с анализа предварительных характеристик сетей, необходимых для проведения оценки. Для моделирования и анализа ЭМС СПС необходимо определить:

- 1) размеры, исследуемой зоны X, Y, Z ;
- 2) тип исследуемой зоны (помещение, здание, город, пригород, сельская местность);
- 3) количество сетей N_c или отдельных РЭС $N_{РЭС}$ в исследуемой зоне;
- 4) присвоить номер n_i каждой сети;
- 5) количество стен между сетями $N_{ст}$ (при анализе ЭМС в здании);
- 6) количество межэтажных перекрытий между сетями N_p (при анализе ЭМС в здании).

Для каждой сети необходимо задать следующие данные.

Тип сети (ССС – сотовые системы связи, САРД – системы абонентского радиодоступа, ССПС – системы спутниковой подвижной связи), или РЭС (например, РРС или САС).

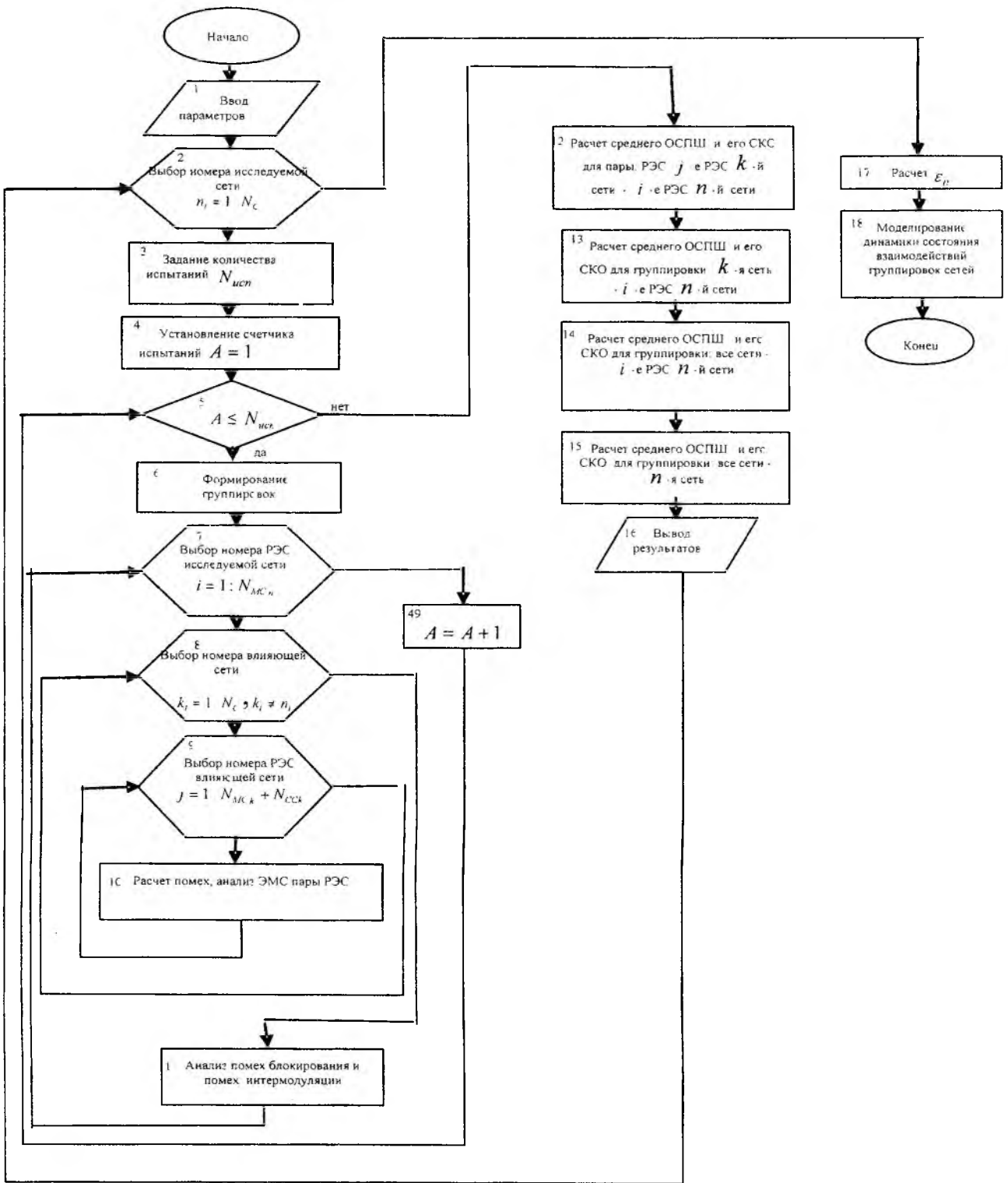


Рис. 1

Количество стационарных станций (СС) СПС $N_{СС}$. Ими могут выступать базовые станции (БС), точки доступа (ТД), РРС и т.д.

Данные о СС СПС:

- координаты на плоскости $x \in X, y \in Y$;
- высоты антенн $h_1 = z \in Z$;
- радиус действия R_d СС;
- количество приемо-передатчиков, установленных на СС $N_{пт}$;

- выделенный диапазон частот на прием $f_{\min \text{ пр}}, f_{\max \text{ пр}}$;
- выделенный диапазон частот на передачу $f_{\min \text{ пер}}, f_{\max \text{ пер}}$;
- канальный разнос Δf_k .
- дуплексный разнос Δf_d

Данные о мобильных станциях (МС) СПС:

- количество МС $N_{\text{МС}}$ в зоне действия каждой СС сети;
- закон распределения координат размещения МС $p(g)$.

5) Технические характеристики РЭС, необходимые для проведения оценки.

Характеристики приемников РЭС:

- рабочая частота, $f_{\text{ОР}}$;
- избирательность приемника по соседнему каналу, $S_{\text{СК}}, \text{дБ}$;
- избирательность приемника по зеркальному каналу, $S_{\text{ЗК}}, \text{дБ}$;
- избирательность приемника по другим побочным каналам приема, $S_{\text{ПКП}}, \text{дБ}$;
- признак настройки гетеродина приемника, ξ ,
- значение промежуточной частоты, $f_{\text{ПЧ}}, \text{МГц}$;
- чувствительность приемника P_{SR} ;
- значения побочных каналов приема $f_n \text{ пр}$;
- полоса пропускания приемника $\Delta f_{\text{пр}}$ на уровнях 3, 30 и 60 дБ;
- коэффициент усиления антенны в направлении главного и бокового лепестков $G_{\text{пр}}$;
- коэффициент полезного действия приемного фидера $\eta_{\text{пр}}$;
- относительный уровень побочных каналов приема $W_{\text{РЭС}}^{(3)}$;
- поляризация;
- вид нелинейности приемного тракта, задание известных параметров:
- коэффициенты нелинейности a_i ;
- интермодуляционная избирательность $\sigma_{\text{ИМ}}$;
- допустимое значение коэффициента перекрестных искажений $k_{\text{ни.доп}}$;
- защитное отношение A_3 ;
- эквивалентная шумовая температура приемника T_3 ;

Характеристики передатчиков РЭС:

- при наличии системы управления выходной мощностью:
- минимальная выходная мощность $P_{\text{пер.мин}}$;
- максимальная выходная мощность $P_{\text{пер.макс}}$;
- при отсутствии системы управления выходной мощностью:
- выходная мощность $P_{\text{пер}}$;
- коэффициент полезного действия передающего фидера $\eta_{\text{пер}}$;
- коэффициент усиления антенны в направлении главного и бокового лепестков $G_{\text{пер}}$;
- признаки вида сигнала;
- полоса частот излучения на уровнях $\Delta f_{\text{пер}}$ 3, 30 и 60 дБ;
- поляризация;
- относительный уровень побочного излучения $W_{\text{РЭС}}^{(2)}$;
- значения побочных каналов передачи $f_n \text{ пер}$.

После ввода параметров выбирается номер исследуемой сети (блок 2). При этом под исследуемой сетью понимают сеть, подверженную влиянию. Все остальные сети являются влияющими.

Для формирования группировок РЭС в данной методике используется модель случайного размещения МС с привлечением метода Монте-Карло. Эта модель и сам подход к моделированию описан ниже. Для моделирования случайного размещения МС в соответствии с методом Монте-Карло необходимо задать количество испытаний $N_{исп}$ (блок 3).

Формирование группировок радиоэлектронных средств в исследуемом пространстве. Для создания методики учета ЭМО, создаваемой подвижной группировкой, необходимо построить математическую модель размещения этой группировки. Рассмотрим такую модель.

В качестве модели размещения РЭС СПС в пространстве [1-5] предложено использовать метод Монте-Карло. Идея метода Монте-Карло состоит в следующем: производится “розыгрыш” – моделирование случайного явления с помощью некоторой процедуры, дающей случайный результат [6]. Конкретное осуществление процесса складывается каждый раз по-иному. Произведя такой “розыгрыш” большое число раз, получим статистический материал – множество реализаций случайного явления, который можно обрабатывать методами математической статистики.

Суть данной задачи состоит в том, чтобы в области ограниченной территории N выбрать случайно распределенные излучающие элементы с плотность распределения $p(N, k)$, где k – количество РЭС.

Моделирование случайного размещения РЭС целесообразно осуществлять путем генерирования координат РЭС x, y, z с различными законами распределения. Наиболее возможными законами распределения являются:

- равномерное распределение с плотностью распределения

$$p(\chi) = \frac{1}{b-a}, \chi \in (a, b), \quad (1)$$

где a и b – пределы изменения случайной величины; χ – координаты x, y, z ;

- нормальное распределение с плотностью распределения

$$p(\chi) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\chi-m)^2}{2\sigma^2}}, \chi \in (-\infty, \infty), \quad (2)$$

где m и σ математическое ожидание, и среднеквадратическое отклонение соответственно;

- комбинации распределений.

На рис. 2 показан пример возможной комбинации размещения МС в пределах зон обслуживания 4-х БС.

Взаимные расстояния взаимодействующих РЭС рассчитываются согласно выражению

$$d_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2 + (z_i - z_j)^2}, \quad (3)$$

где d_{ij} – расстояние от i -го элемента до ji -го элемента.

Для оценки СПО формируются модель группировки РЭС (блок 6). Блок-схема алгоритма формирования группировок ССС приведена на рис. 3.

Группировка РЭС формируется в пределах территориальной зоны с радиусом d_0 и центром в точке расположения исследуемой сети. Расстояние d_0 рассчитывается исходя из того, чтобы уровень помехи на входе любого приемника исследуемой сети не превышал чувствительности наиболее чувствительного приемника. Расстояние d_0 определяется по кривым из рекомендации ITU-R P 370-7. Минимальное расстояние d_0 можно рассчитать, положив мощность передатчика как максимальную мощность из множества влияющих БС $P_{пер} = \max(P_{пер i})$ и учитывать только потери этого мешающего сигнала в свободном пространстве:

$$d_0 = \frac{10^{0.05(P_{\text{пер}} - P_{\text{пр. мин}})} \lambda}{4\pi} \quad (3)$$

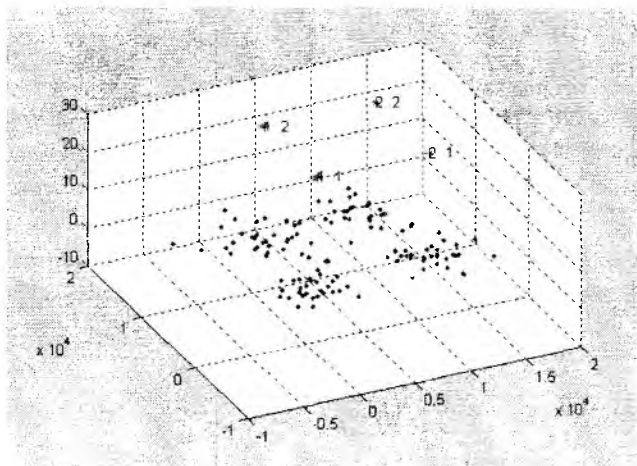


Рис. 2

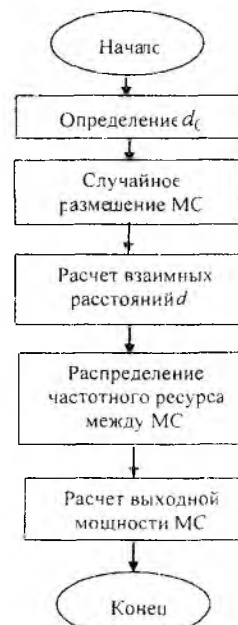


Рис. 3

Для каждой сети в зоне обслуживания БС, попавшей в пределы территориальной зоны с радиусом d_0 , производится размещение МС с заявленным законом распределения, формируются координаты размещения x_i, y_i, z_i . По координатам размещения рассчитываются все взаимные расстояния d_{nikj} между i -м РЭС n -й сети и j -м РЭС k -й сети.

Чтобы удостовериться в том, что условия ЭМС будут выполняться, необходимо в каждом конкретном случае присвоения рабочих частот РЭС производить расчет, учитывающий все РЭС, работающие в этом районе.

Для каждой из сетей распределяется частотный ресурс между МС из выделенного (заявленного) частотного диапазона БС с учетом канального разноса.

Если в СПС предусмотрена процедура управления мощностью, то производится расчет выходной мощности МС. В реальных СПС выбор мощности осуществляется исходя из соотношения сигнал/шум. На соотношение сигнал/шум влияют многие факторы: различного рода затухания сигналов, замирания сигнала при многолучевом распространении, интерференция, расстояния между МС и СС и т.д. При моделировании взаимодействий, в частности при формировании группировок РЭС ССС, учесть все факторы невозможно в силу того, что сама СПО в группировке еще не сформирована. В данном случае при назначении выходной мощности МС можно оперировать значениями расстояний и выбранным типом исследуемой зоны.

Тогда значение выходной мощности МС можно вычислить с помощью выражения

$$P_{\text{пер}} = P_{\text{пр. тр}} + W_{\text{ср}}, \quad (4)$$

где $P_{\text{пр. тр}}$ – требуемое значение принимаемой мощности БС; $W_{\text{ср}}$ – затухание сигнала в среде распространения.

При получении значения $P_{\text{пер}}$ больше допустимого (максимального) значения мощности передачи, то $P_{\text{пер}}$ принимает значение $P_{\text{пер. max}}$. При получении значения $P_{\text{пер}}$ меньше допустимого (минимального) значения мощности передачи принимается значение $P_{\text{пер. min}}$.

Методика оценки сигнально-помеховой обстановки

Для оценки СПО вначале из сформированной группировки СПС выбирается сеть, подверженная влиянию, и номер РЭС (приемника) исследуемой (подверженной влиянию) сети

(блок 7) и рассчитывается мощность полезного сигнала на входе приемника этого РЭС. После этого выбирается номер влияющей сети (блок 8) и выбор номера РЭС (передатчика) влияющей сети (блок 9). Для выбранной пары РЭС производится расчет помех, анализ ЭМС пары РЭС (блок 10). Данный анализ является стандартным расчетом ЭМС в дуэльной обстановке и предполагает рассмотрение четырех типов каналов проникновения помех:

- ОО – от основного излучения передатчика по основному каналу приема;
- ОП – от основного излучения передатчика по побочному каналу приема;
- ПО – от побочного излучения передатчика по основному каналу приема;
- ПП – от побочного излучения передатчика по побочному каналу приема.

При расчете мощностей сигналов и помех используется модель распространения сигналов в радиоприемниках, основанная на уравнении передачи:

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пер}} + G_{\text{пер}} + G_{\text{пр}} - \eta_{\text{пер}} - \eta_{\text{пр}} - W, \quad (5)$$

где $P_{\text{пр}}$ – мощность принимаемого сигнала (дБ); $P_{\text{пер}}$ – мощность передатчика; $G_{\text{пер}}, G_{\text{пр}}$ – соответственно: коэффициенты усиления передающей и приемной антенн; $\eta_{\text{пр}}, \eta_{\text{пер}}$ – коэффициенты полезного действия приемного и передающего фидеров; W – потери (ослабление) сигнала (дБ).

В общем виде ослабление сигнала (помехи) W определяются выражением

$$W = W_{\text{РЭС}} + W_{\text{ср}}, \quad (6)$$

где $W_{\text{РЭС}}$ – ослабление помехи, определяемое характеристиками РЭС. При расчете ослабления полезного сигнала можно считать $W_{\text{РЭС}} = 0$; $W_{\text{ср}}$ – ослабление сигнала (помехи), определяемое условиями среды распространения радиоволн.

Параметр ослабления энергии помехи $W_{\text{РЭС}}$ определяется следующими составляющими, дБ:

$$W_{\text{РЭС}} = W_{\text{РЭС}}^{(1)}(\Delta f) + W_{\text{РЭС}}^{(2)} + W_{\text{РЭС}}^{(3)} + W_{\text{РЭС}}^{(4)} + W_{\text{РЭС}}^{(5)}, \quad (7)$$

где $W_{\text{РЭС}}^{(1)}(\Delta f)$ – ослабление помехи, определяемое избирательностью приемника по основному каналу $S_{\text{пр}}(\Delta f)$, шириной спектра основного и внеполосного излучения передатчика и частотным разнесом между каналами излучения и приема, дБ; $W_{\text{РЭС}}^{(2)}$ – ослабление помехи за счет побочного излучения. Значения $W_{\text{РЭС}}^{(2)}$ определяются в результате проведения эксперимента. При отсутствии экспериментальных данных по значениям плотностей потоков мощности ослабление сигнала за счет побочного излучения принимается равным относительному уровню боковых излучений. Уровень боковых излучений определяется коэффициентом подавления по боковым излучениям. Для СПС он обычно составляет 60 дБ; $W_{\text{РЭС}}^{(3)}$ – ослабление помехи за счет приема по побочным каналам определяется избирательностью приемника по побочным каналам приема; $W_{\text{РЭС}}^{(4)}$ – ослабление помехи при полных частотных несовпадениях помехи с основным и побочными каналами приема. При этом помеха является продуктом нелинейностей радиоприемного тракта; $W_{\text{РЭС}}^{(5)}$ – ослабление помехи, вызванное различием в поляризации возбуждающего поля и антенны приемника, определяется соотношением

$$W_{\text{РЭС}}^{(5)} = 10 \cdot \lg(\gamma_{ij}), \quad (8)$$

где γ_{ij} – поправочный коэффициент, который учитывает расхождения поляризации полезной радиоволны i -го РЭС с радиоволной помехи j -го РЭС.

Модели ослабления на трассе распространения радиоволн выбираются, исходя из обстановки, в которой используется СПС. Модели ослабления сигнала в пределах здания учитывают дополнительные ослабления, вызванные влиянием стен и перекрытий этажей, модели дополнительных потерь энергии сигнала при заполнении пространства различными предметами, модели медленных и быстрых замираний. Модели ослабления сигнала при его

распространении в открытом пространстве, в городской среде, в сельской местности основаны на эмпирических моделях Хата.

После расчета мощностей помех на входе i -го приемника исследуемой сети все значения мощностей помех суммируются.

После того как все влияющие сети учтены и проанализированы, анализируются помехи блокирования и помехи интермодуляции из общей группировки (блок 11).

После завершения всех испытаний по исследуемой сети обрабатываются статистические данные. Производится расчет среднего отношения сигнал/помеха+шум (ОСПШ) m_{nik} и СКО ОСПШ σ_{nik} для группировки всей сети [7], а также вывод результатов анализа (блоки 12-16).

Заключительным этапом анализа ЭМС группировок СПС является прогнозирование их взаимодействия в динамике. Для данного вида анализа используется модель взаимодействия и фазовых состояний [8]. Интенсивности взаимодействий ε оцениваются по отношению допустимого ОСПШ к разности между средним ОСПШ и его СКО (блок 17), полученным на заключительном этапе обработка статистических данных для каждой из исследуемых сетей (блок 18).

Заключение

Разработана методика учета групповых воздействий в диапазонах GSM- и DCS-стандартов. В отличие от существующих методик анализа ЭМС РЭС, разработанных в основном для стационарных систем радиосвязи в дуэльной обстановке, данная методика основана на комплексной оценке СПО, базируется на выборе показателей оценки ЭМС, учитывающих требования по качеству обслуживания, адекватных моделях, учитывающих множественные взаимодействия сетевых элементов, и динамику групповых взаимодействий.

Список литературы: 1. Коляденко Ю. Ю., Москалец Н. В. Анализ электромагнитной совместимости группировки беспроводных локальных сетей // Радиотехника. 2005. Вып. 142. С. 135-141. 2. Коляденко Ю. Ю., Москалец Н. В. Оценка взаимных влияний в системах абонентского радиодоступа в условиях распространения радиоволн в городской среде // Східно-Європейський журнал передових технологій. 2005. №3/2 (15). С. 102-104. 3. Коляденко Ю. Ю. Модель электромагнитной обстановки в зонах размещения беспроводных локальных сетей // Прикладная радиоэлектроника. 2005. Т. 7, №7. С. 25-29. 4. Коляденко Ю. Ю. Математическая модель взаимодействия элементов системы абонентского радиодоступа // Праці УНДІРТ. Теоретичний та науково-практичний журнал радіозв'язку, радіомовлення і телебачення. 2004. №1 (37). С. 31-35. 5. Коляденко Ю. Ю., Москалец Н. В., Корсак В. Ф. Анализ эффективности по критерию электромагнитной совместимости системы абонентского радиодоступа // Праці УНДІРТ, Теоретичний та науково-практичний журнал радіозв'язку, радіомовлення і телебачення. 2004. №4 (40). С. 53-58. 6. Венцель Е. С., Овчаров Л. А. Теория случайных процессов и ее инженерные приложения. М.: Наука. Гл. ред. физ. мат. лит., 1991. 384 с. 7. Коляденко Ю. Ю., Москалец Н. В. Критерии оценки электромагнитной совместимости в системах абонентского радиодоступа // Східно-Європейський журнал передових технологій. 2005. № 5/2 (17) С. 133-137. 8. Коляденко Ю. Ю. Анализ взаимодействия и фазовые состояния группировки радиоэлектронных средств систем абонентского радиодоступа // Прикладная радиоэлектроника. 2004. Т.3, №3. С. 37-42.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 07.09.2007

АНАЛИЗ ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФАЗО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ ОБНАРУЖЕНИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ

Введение

Впервые фазовая манипуляция (*phase shift keying* – *PSK*) была использована в процессе развития программы исследования дальнего космоса. Сейчас схема *PSK* широко используется в радиовещании, а также коммерческих и военных системах связи [1]. Фазоманипулированный сигнал имеет следующий вид:

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T_0}} \cos[\omega_0 t + \phi_i(t) + \varphi_0], \quad (1)$$

где $\sqrt{\frac{2E}{T_0}}$ – амплитудный множитель, определяемый энергией сигнала E и периодом сигнала T_0 ; ω_0 – угловая частота несущей; $\phi_i(t) + \varphi_0$ – фазовая составляющая сигнала, которая включает первый член, зависящий от времени и начальную фазу φ_0 . Особую роль у сигналов *PSK* играет составляющая

$$\phi_i(t) = \frac{2\pi i}{M}, \quad (2)$$

которая может принимать M дискретных значений. Здесь $i = 1, \dots, M$, как правило, определяется модулирующей последовательностью.

В [2] рассмотрена методика оценки потенциальных характеристик сигналов с фазовой модуляцией. Вместе с тем, остался ряд вопросов, например анализ влияния точности оценки частоты несущего колебания и начальной фазы сигнала на потенциальные характеристики. Открытым остается вопрос оценки влияния интенсивности мешающего шума на потенциальные характеристики, который имеет место в процессе регистрации и обработки цифровых сигналов.

Постановка задачи исследования

Известно [3], что особую роль в статистической радиотехнике играет автокорреляционная функция сигнала, поскольку, каждое ее значение можно рассматривать как выход корреляционной схемы оптимальной обработки, когда на нее поступает сигнал без помехи. Одновременно актуальными являются вопросы оценки корреляционной функции сигналов, когда имеются, например, отличия в частоте несущего колебания или начальной фазе. Такой случай может иметь место в схеме квадратурной обработки при демодуляции сигналов с фазовой модуляцией [4].

Полезность оценки автокорреляционной и рассматриваемой в данной статье взаимокорреляционной функций заключается в том, что их анализ позволяет сделать некоторые выводы относительно обнаружения, измерения параметров и различения сигналов в процессе их цифровой обработки. Более того, в [5] доказана связь коэффициента корреляции с отношением сигнал – шум, которая позволяет получить практические рекомендации по совершенствованию систем цифровой обработки сигналов. Таким образом, рассчитанные корреляционные функции могут характеризовать возможности по решению ряда задач статистической радиотехники.

Методика и результаты исследования

Как известно [6], нормированный коэффициент корреляции рассчитывается с использованием соотношения

$$\rho_{12}(j) = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} x_1(k)x_2(k+j)}{\left[\sum_{k=0}^{N-1} x_1^2(k) \sum_{k=0}^{N-1} x_2^2(k) \right]^{1/2}}, \quad (3)$$

где x_1, x_2 – анализируемые выборки; j – интервал корреляции, N – объем анализируемой выборки. При решении рассматриваемой задачи будем формировать выборки x_1 и x_2 , которые отличаются на заданное значение анализируемой величины (например, частоты несущего колебания, начальной фазы, интенсивности мешающего шума). Естественно, что в этом случае максимальное значение нормированного коэффициента корреляции будет меньше единицы (т.е. максимального значения автокорреляционной функции). Полученное значение коэффициента корреляции дает возможность определить отношение сигнал – шум периодического сигнала с использованием соотношения [5]

$$\frac{S}{N}(\text{дБ}) = 10 \times \lg \left| \frac{\rho_{12}(j)}{1 - \rho_{12}(j)} \right| \text{дБ}. \quad (4)$$

В то же время отношение сигнал – шум на выходе корреляционной схемы обработки дает возможность воспользоваться, например, известными характеристиками обнаружения и получить количественные показатели решения задачи обнаружения сигнала.

Может быть поставлена и обратная задача. Используя кривые обнаружения, можно по заданным вероятностям правильного обнаружения и ложной тревоги определить требуемое отношение сигнал – шум [3]. По заданному отношению сигнал – шум с помощью (4) можно рассчитать необходимое значение коэффициента корреляции.

Для проведения расчетов была использована современная специализированная система компьютерной математики MATLAB [7], которая предоставляет пользователю удобные и простые средства, в том числе и для визуального объектно-ориентированного программирования.

Для этого воспользуемся методикой проводимых расчетов, изложенной выше. При этом один из сигналов будет отличаться от другого на заданную величину анализируемого параметра. В качестве оцениваемой величины будем рассматривать потери на выходе корреляционного приемника, которую определим следующим образом:

$$\Delta U = 1 - U_{\text{анал}}, \quad (5)$$

где $U_{\text{анал}}$ – выход корреляционного приемника при наличии «возмущающего» влияния анализируемого параметра.

При этом вначале построим зависимость потерь на выходе корреляционного приемника от ошибок в фазовой составляющей сигнала при высокой частоте дискретизации. Полученная зависимость представлена на рис. 1, а.

Анализ представленной зависимости показывает, что ошибки в единицы градусов не приводят к существенным потерям на выходе корреляционного приемника, т.е. по отношению к потенциальным характеристикам. В принципе, при наличии только ошибок в фазовой составляющей, она может быть и до 15° . В этом случае потери на выходе коррелятора будут составлять менее 5%.

На рис. 1, б представлена аналогичная зависимость, рассчитанная для частоты дискретизации 11025 Гц . Представленная зависимость носит колебательный характер и незначительно зависит от частоты дискретизации сигнала. В области ошибок фазы, которые интересны для практического использования (менее 15°), соответствуют тем же значениям, которые представлены на рис. 1, а.

Теперь по аналогичной методике рассчитаем и проанализируем влияние ошибок в частоте несущей составляющей сигнала. При этом вместо круговой частоты ω_0 будем использовать $f_{\text{нес}} = 2\pi\omega_0$, которая измеряется в герцах. Частота несущей у анализируемого сигнала была равна 1600 Гц .

Полученные зависимости представлены на рис. 2 (б – частота несущего колебания 1800 Гц). При этом по оси X отложена ошибка в частоте несущей df . Как и ранее, потери на выходе коррелятора обозначены символами ΔU . Анализ этих зависимостей показывает их незначительную зависимость от частоты несущего колебания. При наличии только ошибок в частоте несущей их значения могут составлять до 100 Гц. Потери на выходе коррелятора при наличии таких ошибок составят менее 5%. При этом частота дискретизации слабо влияет на получаемые результаты.

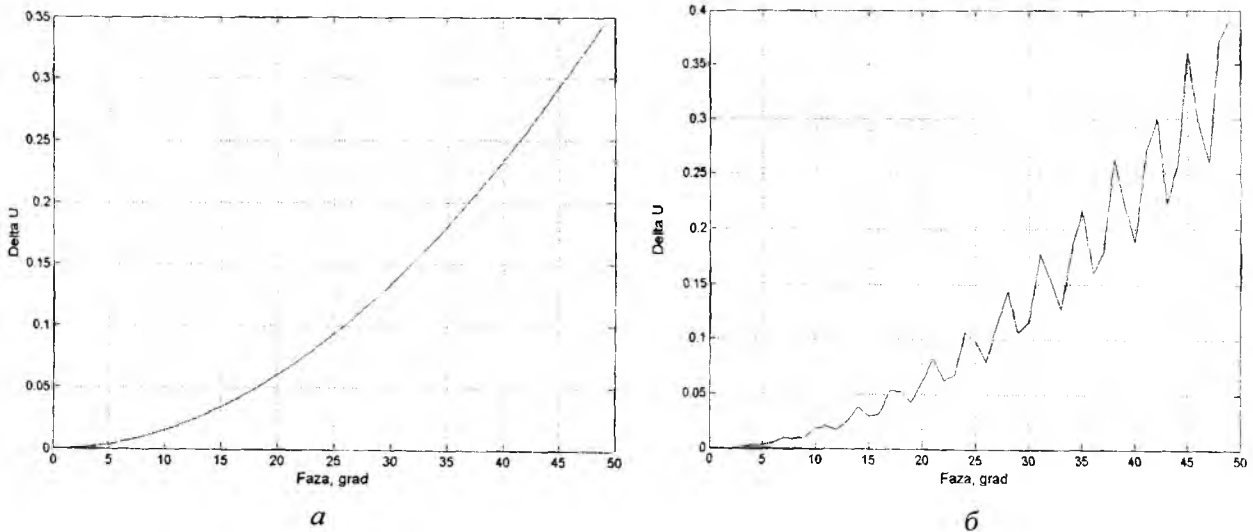


Рис. 1

Реально при обработке временных сигналов будут иметь место ошибки как в определении фазы, так и частоты несущей. Поэтому актуальной задачей является оценка совместного влияния указанных выше параметров на отклик коррелятора.

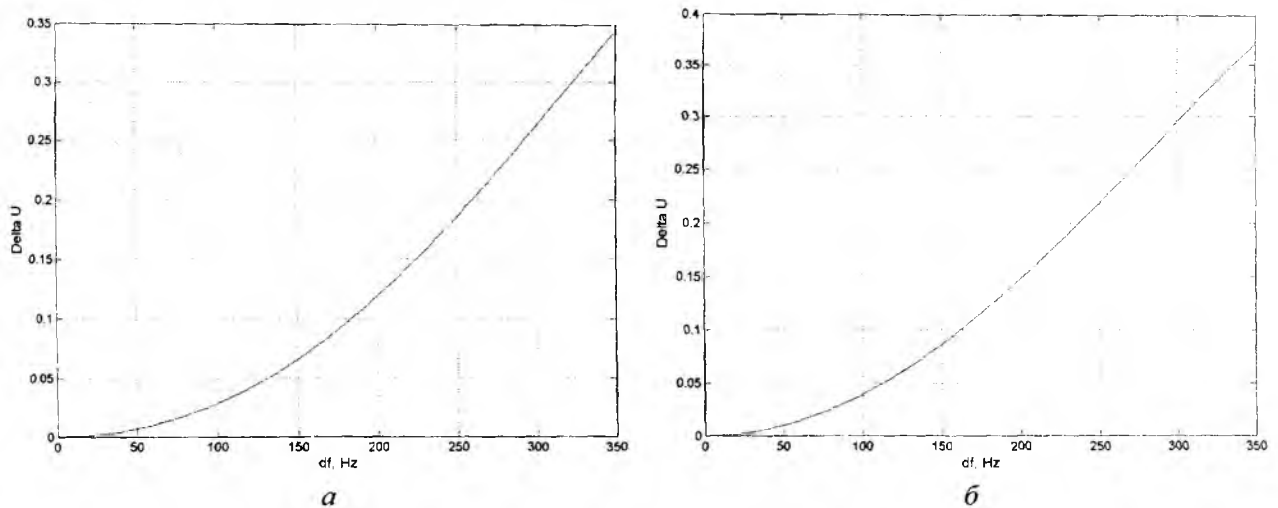


Рис. 2

Диапазон изменения анализируемых параметров (ошибок в фазе и частоте несущего колебания) будет, как и в рассмотренных выше случаях. Полученные зависимости представлены на рис. 3 и 4. Их отличие заключается в диапазоне изменения анализируемых параметров сигнала.

Анализ рис. 3 показывает, что при граничных значениях ошибок потери на выходе коррелятора будут невозможными. О решении каких-либо задач обнаружения, измерения или идентификации сигнала нельзя вести речи [8].

Поэтому при построении зависимости на рис. 4 был изменен диапазон изменения анализируемых ошибок в фазовой и частотной составляющей сигнала. Полученная зависимость дает возможность более точно предъявить требования к точности определения фазовой и частотной составляющей сигнала.

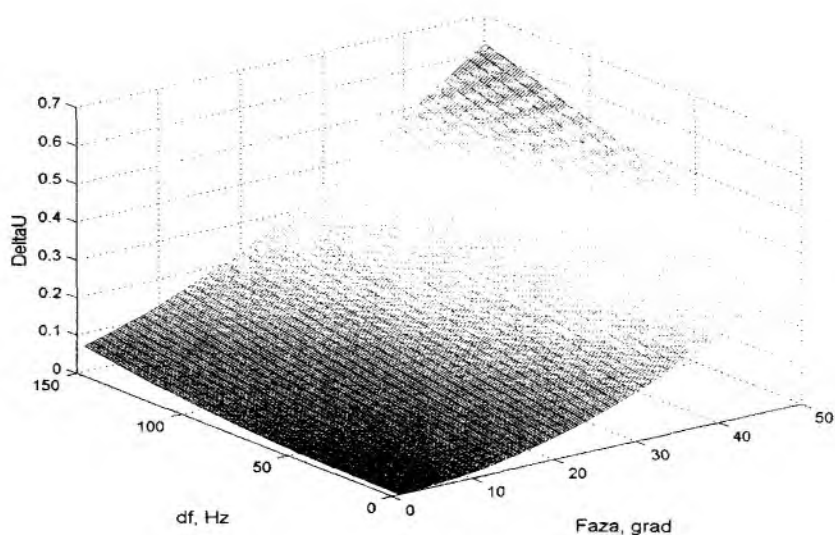


Рис. 3

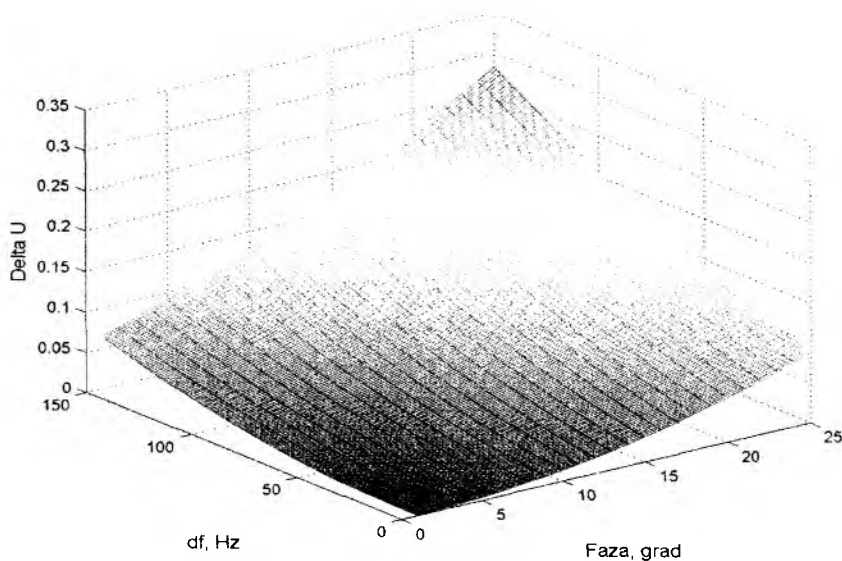


Рис. 4

Анализ показывает, что для качественного решения задач статистической обработки сигналов (потери на выходе коррелятора равны примерно 5%) ошибки в фазовой составляющей должны быть менее 10° , а в частотной составляющей несущего колебания не должны превышать 120 Гц . С учетом «правила 3σ » [см. 6] среднее квадратическое отклонение указанных ошибок не должно превышать 3° и 40 Гц соответственно.

Полученные значения ошибок будут характеризовать потенциальные характеристики. Однако при ведении обработки реальных временных сигналов будет оказывать существенное влияние шумовая составляющая принятого колебания. Поэтому следующая задача связана с учетом влияния гауссовского шума на потенциальные характеристики фазоманипулированных сигналов. Результаты учета влияния шумовой составляющей на потенциальные характеристики фазоманипулированных сигналов представлены на рис. 5 – 7.

Как и следовало ожидать, при снижении отношения сигнал – шум повышаются требования к точности фазовой и частотной составляющей анализируемых сигналов. И наоборот, при высоком отношении сигнал – шум допускаются большие ошибки в анализируемых параметрах. Полученные зависимости позволяют предъявить требования к ошибкам при разных отношениях сигнал – шум.

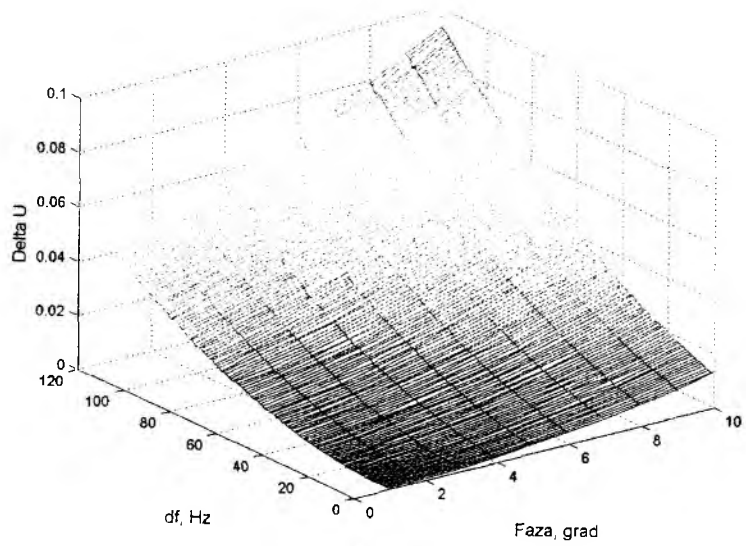


Рис. 5

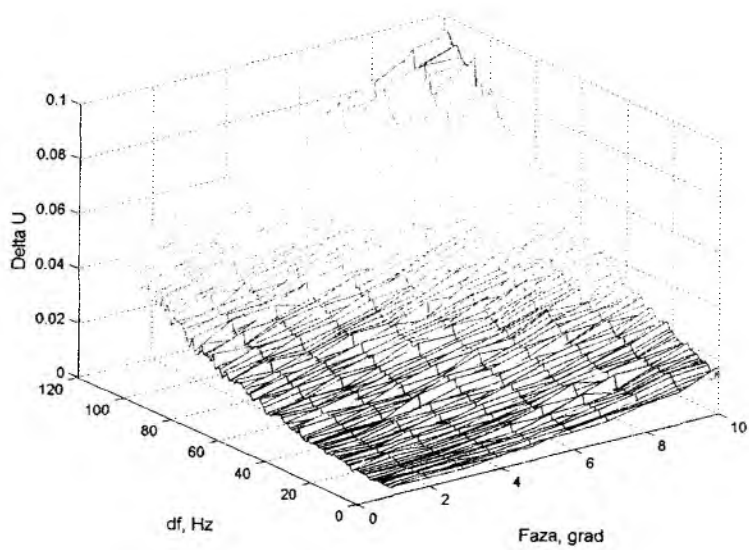


Рис. 6

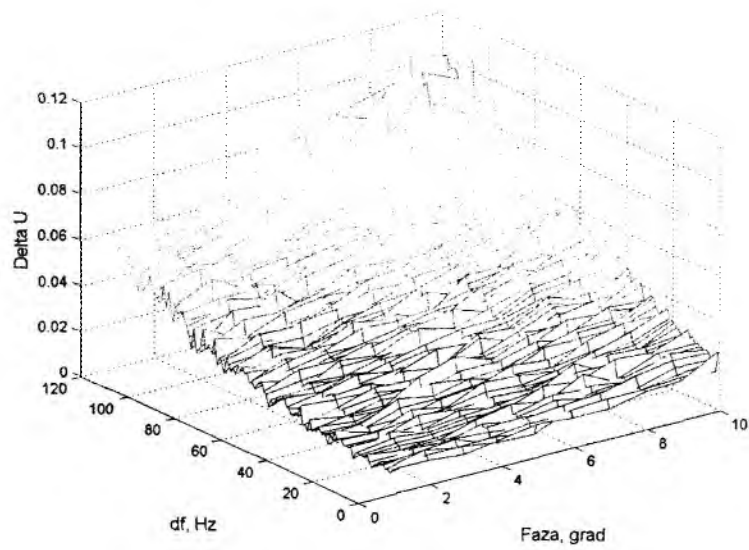


Рис. 7

Результаты и направления дальнейших исследований

Исследовано совместное влияние ошибок в фазовой составляющей и частоте несущего колебания на потенциальные характеристики фазо-манипулированного сигнала. Установлены пределы изменения среднеквадратических отклонений для анализируемых ошибок. Проанализировано влияние мешающего гауссового шума и построены соответствующие зависимости, которые дают возможность получить оценочные значения допустимых ошибок в фазовой составляющей и частоте несущего колебания.

Дальнейшие исследования целесообразно ориентировать на оценку влияния импульсной характеристики приемного устройства и канала передачи информации на потенциальные характеристики фазо-манипулированного сигнала.

Список литературы: 1. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Изд. Дом Вильямс, 2004. 1104 с. 2. *Пастушенко Н.С., Пастушенко А.Н.* Оценка потенциальных характеристик фазо-манипулированных сигналов в задачах обнаружения и измерения // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч-тех. сб. 2007. Вып.148. С.238-244. 3. *Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д. Ширмана.* М.: Сов.радио, 1970. 560 с. 4. *Сергиенко А.Б.* Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2003. 604 с. 5. *Айфичер, Эммануил С.* Цифровая обработка сигналов: практический подход. М.: Изд. Дом Вильямс, 2004. 992 с. 6. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей: Учеб. для вузов. М.: Высш. шк., 1999. 576 с. 7. *Дьяконов В.П.* MATLAB 6/6.1/6.5 + Simulink 4/5. Основы применения. М.: СОЛОН-Пресс, 2004. 768 с. 8. *Куликов Е.И., Трифонов А.П.* Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов.радио, 1978. 296 с.

*Харьковский национальный
университет радиозлектроники*

Поступила в редколлегию 29.09.2007

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ИССЛЕДОВАНИЯ ЗАМИРАНИЙ

Увеличение производительности современных вычислительных устройств наделило методы статистического анализа новыми очевидными достоинствами. Это вызвано тем, что исчезли вычислительные трудности принципиального характера, связанные с отображением реальных законов распределения случайных величин, к которым относятся результаты измерений в системах и сетях телекоммуникаций. В этом направлении следует отметить работы таких ученых, в основном, зарубежных, как Ч. Смит, П. Супес, Дж. Зинес, Дж. Себер и др. Но на текущий момент отсутствие адекватного математического аппарата и разработанных методик, пригодных для инженерного анализа на ЭВМ результатов измерений параметров сложных устройств, обуславливает актуальность работ по исследованию и анализу методов достоверного определения характеристик радиоканалов со случайно изменяющимися параметрами.

Методы описания линейных каналов с переменными параметрами

Линейные каналы с переменными параметрами удобно описывать с помощью импульсной реакции, которая может быть определена, по меньшей мере, тремя различными способами, описанными в [1]: с помощью функции $K(t, s)$, обозначающей отклик канала на дельта-импульс, поданный в момент s , причем $s < t$; с помощью функции $g(t, \xi) = K(t, t - \xi)$, обозначающей отклик канала в момент t на дельта-импульс, поданный в момент $t - \xi$; с помощью функции $a(t, \xi) = K(t + \xi, t)$, обозначающей отклик канала в момент $t + \xi$ на дельта-импульс, поданный в момент t . При использовании первого определения импульсной реакции в формуле $u(t) = \int_{-\infty}^t K(t, s) y(s) ds$, связывающей сигналы $y(t)$ и $u(t)$ на выходе и входе канала, верхний предел интегрирования оказывается переменным из-за условия физической реализуемости. Это является определенным недостатком, который устраняется при втором и третьем определениях импульсной реакции. Исходя из этого, в дальнейшем будем использовать описание импульсной реакции, основанное на ее втором определении. Подробный анализ (приведенный в [1]) показал, что оно во многом сходно с описанием, основанном на третьем определении импульсной реакции. В [1] также показано, что для описания линейного канала с переменными параметрами удобно, наряду с импульсной реакцией $g(t, \xi)$, использовать следующие три функции, введенные с помощью преобразования Фурье:

$$\left. \begin{aligned} G(f, \nu) &= \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} g(t, \xi) \cdot e^{-i2\pi(f\xi - \nu t)} d\xi dt \\ H(f, t) &= \int_0^{\infty} g(t, \xi) \cdot e^{-i2\pi f\xi} d\xi \\ U(\xi, \nu) &= \int_0^{\infty} g(t, \xi) \cdot e^{-i2\pi \nu t} dt \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где: $G(f, \nu)$ – определяет спектр реакции канала на частоте $f + \nu$ на возбуждение вида $e^{i2\pi f t}$; $H(f, t)$ – передаточная функция, являющаяся обобщением понятия передаточной функции для линейного канала с постоянными параметрами; $U(\xi, \nu)$ – спектр реакции канала на частоте ν на дельта-импульс, поданный в момент $t - \xi$. Функции $g(t, \xi)$, $G(f, \nu)$, $H(f, t)$ и $U(\xi, \nu)$ в научной литературе называют системными функциями. Видно, что между сигналом $y(t)$ (или его спектром $Y(f)$) на выходе канала и сигналом $u(t)$ (или его спектром $U(f)$) на выходе канала существуют следующие соотношения:

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t-\xi) g(t, \xi) d\xi, \quad (2)$$

$$U(f) = \int_{-\infty}^{\infty} Y(f-\nu) G(f, \nu) d\nu, \quad (3)$$

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} Y(f) H(f, t) e^{i2\pi ft} df. \quad (4)$$

Используя формулы (2) и (3), получим

$$u(t) = \int_0^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t-\xi) U(\xi, \nu) e^{i2\pi \nu t} d\xi d\nu. \quad (5)$$

При использовании комплексных сигналов получим, что $u(t) = \operatorname{Re}(s(t))$, $y(t) = \operatorname{Re}(x(t))$, $g(t, \xi) = \operatorname{Re}(h(t, \xi))$, где $s(t) = S(t)e^{i2\pi f_0 t}$, $x(t) = X(t)e^{i2\pi f_0 t}$ и $h(t, \xi) = H(t, \xi)e^{i2\pi f_0 \xi}$ – выражения, связывающие комплексные сигналы, комплексные огибающие и их спектры на входе и выходе канала при выполнении некоторых широко известных, весьма слабых ограничений, приведенных в [2], совпадающие с формулами (2), (4) и (5).

Измерение характеристик каналов со случайно изменяющимися параметрами предполагает измерение одной или нескольких из выше упомянутых системных функций $h(t, \xi)$, $H(f, t)$, $U(\xi, \nu)$ или $G(f, \nu)$ и нахождение статистических характеристик этих функций: спектров мощности, корреляционных функций и т.п.

Используя рекомендации, приведенные в научной литературе, ограничимся исследованием частных характеристик: функции рассеяния и функции спектра временных замираний на отдельных частотах. В тех случаях, когда для исследований необходимо использование статистических данных, то выбирать такие данные нужно лишь для измерений, проводимых при наилучшем отношении сигнал/шум с той целью, чтобы действие шума на результаты измерения было бы незначительным. Исходя из этого, в дальнейшем, при рассмотрении таких задач, с целью упрощения математического аппарата, влиянием параметров, не являющихся принципиальными при проведении исследований, в том числе, где это возможно, влиянием шума в канале следует пренебрегать.

Для повышения точности оценок параметров канала будем осуществлять сложение оценок, полученных в разные интервалы наблюдения. Такое сложение наиболее эффективно в случае передачи по каналу с частотно-селективными замираниями. Заранее отметим, что научные результаты, полученные ранее другими авторами, показывают, что в случае передачи по каналу с временными селективными замираниями эффективность сложения уменьшается с увеличением скорости замираний.

Аналитические методы расчета спектра замираний

При аналитических методах расчета спектра замираний на вход канала подается сигнал $\operatorname{Re}(e^{i(2\pi f_0 t + \varphi)})$. На выходе канала сигнал описывается выражением:

$$f(t) = \operatorname{Re}(z(t)e^{i(2\pi f_0 t + \varphi)}) = A(t)\cos(2\pi f_0 t + \Theta(t) + \varphi) = y(t)\cos(2\pi f_0 t + \varphi) + \hat{y}(t)\sin(2\pi f_0 t + \varphi), \quad (6)$$

где

$$y(t) = A(t)\cos\Theta(t), \quad \hat{y}(t) = A(t)\sin\Theta(t). \quad (7)$$

Функция $z(t)$ в выражении (6) – комплексный процесс, описывающий замирания. Его огибающая $A(t)$ описывает изменение мгновенной амплитуды, а $\Theta(t)$ – изменение мгновенной фазы принимаемого сигнала за счет замираний. Функции $y(t)$, $\hat{y}(t)$ – квадратурные составляющие замираний.

Временные замирания приводят к расширению спектра передаваемого сигнала. Если на вход канала поступает моночастотный сигнал, то за счет замираний спектр может сместиться на частоту Δf , определяющую абсолютный доплеровский сдвиг и расширяться до величины B , определяющей ширину доплеровского рассеяния.

Как следует из (6), процесс $f(t)$ – узкополосный, следовательно, функции $y(t)$ и $\hat{y}(t)$ – медленно меняющиеся, т.е. за некоторый интервал времени T значения этих функций можно считать постоянными и равными соответственно y и \hat{y} . Определим значения этих величин:

$$y = \int_0^T f(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi) dt; \quad \hat{y} = \int_0^T f(t) \sin(2\pi f_0 t + \varphi) dt.$$

Определяя значения величин y и \hat{y} через интервалы времени T , можно восстановить функции $y(t)$ и $\hat{y}(t)$. При измерениях можно заменить интегрирование текущим усреднением с постоянной времени T , что, как показали практические опыты, не влияет на точность полученных результатов. При проведении практических опытов было использовано устройство, выполняющее измерение функций $y^0(t)$ и $\hat{y}^0(t)$. При его практической реализации были заранее известны параметры f_0 и φ , т.е. выполнялась синхронизация опорного генератора по частоте и фазе с передаваемым сигналом $\cos(2\pi f_0 t + \varphi)$. Практическое осуществление такой синхронизации при проведении опытов показало, что эта задача требует дальнейшего исследования. Поясняется это следующим.

Реально можно иметь стабильный опорный генератор, частота которого f_1 несколько отличается от частоты f_0 , т.е. $f_1 = f_0 + \Delta f$, и начальная фаза ψ которого произвольна. В этом случае после перемножения принимаемого сигнала на опорные сигналы $\cos(2\pi f_1 t + \psi)$ и $\sin(2\pi f_1 t + \psi)$, соответственно, выделится полезная составляющая:

$$A(t) \cos[2\pi \Delta f t - \Theta(t) - \varphi + \psi] + A(t) \cos[2\pi(f_1 + f_2)t + \Theta(t) + \varphi + \psi];$$

$$A(t) \sin[2\pi \Delta f t - \Theta(t) - \varphi + \psi] + A(t) \sin[2\pi(f_1 + f_2)t + \Theta(t) + \varphi + \psi].$$

После фильтрации этих сигналов подавляются составляющие со спектрами вокруг частоты $f_1 + f_2$. В результате остаются сигналы:

$$S^{(1)} = A(t) \cos[2\pi \Delta f t - \Theta(t) - \varphi + \psi], \quad S^{(2)} = A(t) \sin[2\pi \Delta f t - \Theta(t) - \varphi + \psi]. \quad (8, 9)$$

Функции (8) и (9) являются исходными при последующей обработке результатов измерения.

Таким образом, как один из промежуточных выводов, отметим, что действительно, практическое осуществление синхронизации опорного генератора по частоте и фазе с передаваемым сигналом является задачей, требующей дальнейших исследований. Исходя из этого рассмотрим следующий вариант решения проблемы.

На практике относительно редко используется метод измерения с регистрацией квадратурных составляющих $y(t)$ и \hat{y} . Чаще ограничиваются лишь регистрацией огибающей $A(t)$. Для этого сигнал $f(t)$ подвергается детектированию и узкополосной фильтрации. Такой метод измерения достаточно просто реализуется, однако он имеет существенные недостатки: невозможно вычислить спектр замираний, комплексную корреляционную функцию замирающего сигнала, определить статистику процесса $\Theta(t)$. Для устранения указанных недостатков реализуем методику, описанную ниже. Определим спектр замираний, полагая, что известны спектры сигналов (8) и (9). Поскольку значения параметров Δf и $\psi - \varphi = \psi$ неизвестны, то спектр замираний может быть вычислен лишь с точностью до частотного сдвига Δf и начальной фазы f . Иными словами:

1) Форма спектра амплитуд может быть определена точно, но положение кривой по оси частот определится лишь с точностью до параметра Δf ;

2) Форма спектра фаз определится точно, но ее положение по оси частот будет известно с точностью до параметра Δf , а по оси фаз – до параметра ψ .

Введем обозначения:

$$S_k(\nu) = \int_0^{\infty} A(t) \cos[2\pi f_0 t - \Theta(t)] \cos 2\pi \nu t dt; \quad S_c(\nu) = \int_0^{\infty} A(t) \sin[2\pi f_0 t - \Theta(t)] \sin 2\pi \nu t dt;$$

$$S_k^{(1)}(\nu) = \int_0^{\infty} A(t) \cos[2\pi \Delta f t - \Theta(t) + \psi] \cos 2\pi \nu t dt; \quad S_k^{(2)}(\nu) = \int_0^{\infty} A(t) \sin[2\pi \Delta f t - \Theta(t) + \psi] \cos 2\pi \nu t dt;$$

$$S_c^{(1)}(\nu) = \int_0^{\infty} A(t) \cos[2\pi \Delta f t - \Theta(t) + \psi] \sin 2\pi \nu t dt; \quad S_c^{(2)}(\nu) = \int_0^{\infty} A(t) \sin[2\pi \Delta f t - \Theta(t) + \psi] \sin 2\pi \nu t dt.$$

Используя известные тригонометрические преобразования, установим связь между спектрами в следующем виде:

$$2S_k^{(1)}(\nu) = \cos \psi S_k(f_0 - \Delta f - \nu) + \cos \psi S_k(f_0 - \Delta f + \nu) + \sin \psi S_c(f_0 - \Delta f - \nu) + \sin \psi S_c(f_0 - \Delta f + \nu); \quad (10)$$

$$2S_c^{(1)}(\nu) = \cos \psi S_c(f_0 - \Delta f - \nu) + \cos \psi S_c(f_0 - \Delta f + \nu) - \sin \psi S_k(f_0 - \Delta f + \nu) + \sin \psi S_k(f_0 - \Delta f - \nu); \quad (11)$$

$$2S_k^{(2)}(\nu) = -\cos \psi S_c(f_0 - \Delta f + \nu) - \cos \psi S_c(f_0 - \Delta f - \nu) + \sin \psi S_k(f_0 - \Delta f + \nu) + \sin \psi S_k(f_0 - \Delta f - \nu); \quad (12)$$

$$2S_c^{(2)}(\nu) = \cos \psi S_k(f_0 - \Delta f + \nu) - \cos \psi S_k(f_0 - \Delta f - \nu) + \sin \psi S_c(f_0 - \Delta f + \nu) - \sin \psi S_c(f_0 - \Delta f - \nu). \quad (13)$$

Формулы (10) – (13) отражают факт переверота и наложения составляющих спектра в случае, когда опорная частота при преобразовании попадает в спектр сигнала. Определение спектров $S_k(\nu)$ и $S_c(\nu)$ по известным спектрам $S_k^{(1)}(\nu)$, $S_c^{(1)}(\nu)$, $S_k^{(2)}(\nu)$, $S_c^{(2)}(\nu)$ сводится как бы к обратному развороту наложенных частей спектров. После преобразований находим:

$$|S(f_0 - \Delta f + \nu)| = \sqrt{[S_k(f_0 - \Delta f + \nu)]^2 + [S_c(f_0 - \Delta f + \nu)]^2} = \sqrt{[S_k^{(2)}(\nu) - S_c^{(1)}(\nu)]^2 + [S_c^{(2)}(\nu) + S_k^{(1)}(\nu)]^2}, \quad (14)$$

$$|S(f_0 - \Delta f - \nu)| = \sqrt{[S_k(f_0 - \Delta f - \nu)]^2 + [S_c(f_0 - \Delta f - \nu)]^2} = \sqrt{[S_k^{(2)}(\nu) + S_c^{(1)}(\nu)]^2 + [S_k^{(1)}(\nu) - S_c^{(2)}(\nu)]^2}. \quad (15)$$

Формулы (14) и (15) определяют спектр амплитуд замираний. Выполнив ряд тригонометрических преобразований над формулами (10) и (11), находим спектр фаз:

$$S_{\Theta}(f_0 - \Delta f + \nu) = \psi + \arctg \frac{S_c^{(1)}(\nu) + S_k^{(2)}(\nu)}{S_k^{(1)}(\nu) - S_c^{(2)}(\nu)}.$$

Аналогичным образом, преобразуя формулы (12) и (13), определим:

$$S_{\Theta}(f_0 - \Delta f - \nu) = \psi + \arctg \frac{S_k^{(2)}(\nu) - S_c^{(1)}(\nu)}{S_k^{(1)}(\nu) + S_c^{(2)}(\nu)}.$$

Выводы

Проведенные исследования и анализ литературных источников показали, что задачи измерений, цель которых состоит в получении оценок мгновенных значений параметров канала, используемых в устройстве обработки приемника, имеют специфический характер. Эти измерения осуществляются в процессе приема сообщений, который зачастую выполняется без применения специального сигнала, а по сигналам, используемым для передачи информации. Особенности таких измерений состоят в том, что они осуществляются при сравнительно плохом отношении сигнал/шум. Поэтому научный интерес представляют способы повышения точности оценок и определение влияния этой точности на помехоустойчивость приема.

Список литературы: 1. Bello P. A. Characterization of random time variant linear channels // "IEEE Trans on C.S.", dec. 1963. 2. Быховский М.А. Помехоустойчивость когерентного приема сигналов в многолучевом канале при неполном разделении лучей. // Электросвязь. 1968. №5.

ВОССТАНОВЛЕНИЕ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ РЯДА КОТЕЛЬНИКОВА И КУБИЧЕСКИХ СПЛАЙНОВ

В современных цифровых системах связи одной из задач является восстановление непрерывных сигналов по их отсчетам. Такое восстановление может производиться различными способами. В данной статье рассматривается восстановление непрерывных детерминированных и случайных сигналов на основе ряда Котельникова и кубических сплайнов.

Рассмотрим детерминированный сигнал. Теорема В.А. Котельникова (теорема отсчетов) позволяет по отсчетам значений аналогового сигнала с частотой дискретизации, равной удвоенной наивысшей частоте в спектре сигнала, точно восстановить значение сигнала в любой момент времени [1], т.е.

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(k\tau) \frac{\sin \omega_m (t - k\tau)}{\omega_m (t - k\tau)}, \quad (1)$$

где F_m – граничная частота спектра сигнала, $\tau = \frac{1}{2F_m}$ – шаг дискретизации, $\omega_m = 2\pi F_m$.

Формула (1) представляет собой разложение аналогового сигнала с финитным спектром в ортогональном базисе на интервале $(-\infty; \infty)$.

Нетрудно показать, что

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin \omega_m (t - k\tau)}{\omega_m (t - k\tau)} \cdot \frac{\sin \omega_m (t - m\tau)}{\omega_m (t - m\tau)} dt = \tau \delta_{km}; \quad (2)$$

$$f(k\tau) = \frac{1}{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin \omega_m (t - k\tau)}{\omega_m (t - k\tau)} f(t) dt. \quad (3)$$

Из (3) следует, что функция $\frac{\sin u}{u}$, как и дельта-функция δ_{km} , обладает фильтрующим свойством, т.е. интегральная свертка этой функции с произвольным сигналом $f(t)$ выделяет значение сигнала при том значении аргумента, при котором аргумент дельта-функции обращается в нуль.

Рассмотренные соотношения справедливы для случая ограниченного низкочастотного спектра сигнала. Заметим, что не существуют аналоговых сигналов, ограниченных и по длительности и по спектру. Поэтому при замене бесконечной суммы в формуле (1) конечной суммой

$$f_n(t) = \sum_{k=-n}^n f(k\tau) \frac{\sin \omega_m (t - k\tau)}{\omega_m (t - k\tau)}, \quad (4)$$

точное равенство должно быть заменено приближенным. При этом целесообразно знать энергию ошибки аппроксимации.

Оценим среднеквадратичную ошибку

$$\varepsilon_n^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |f(t) - f_n(t)|^2 dt. \quad (5)$$

Учитывая, что функции $\frac{\sin \omega_m (t - k\tau)}{\omega_m (t - k\tau)}$ образуют ортогональную на всей оси систему, получим

$$\int_{-\infty}^{\infty} |f(t)|^2 dt = \tau \sum_{k=-\infty}^{\infty} |f(k\tau)|^2. \quad (6)$$

Тогда, с учетом (6), имеем

$$\varepsilon_n^2 = \int_{-\infty}^{\infty} |f(t) - f_n(t)|^2 dt = \tau \sum_{k=-\infty}^{-(n+1)} |f(k\tau)|^2 + \tau \sum_{k=n+1}^{\infty} |f(k\tau)|^2. \quad (7)$$

Рассмотрим, например, класс аналоговых сигналов $f(t)$, удовлетворяющих неравенству $|f(t)| < \frac{A}{|t|^2}$. Тогда среднеквадратическая ошибка

$$\varepsilon_n^2 \leq 2 \sum_{k=n+1}^{\infty} \frac{A^2}{(k\tau)^4} \leq 2A^2 \int_{n\tau}^{\infty} \frac{dt}{t^4} = \frac{2A^2}{3(n\tau)^3} = \frac{2A^2 \cdot (2F_m)^3}{3n^3} = \frac{16F_m^3 A^2}{3n^3}. \quad (8)$$

Для восстановления сигналов также можно использовать сплайн-интерполяцию. Пусть на отрезке $[0; T]$ вещественной оси задана сетка: $0 = t_0 < t_1 < \dots < t_n = T$, где $t_1 - t_0 = t_2 - t_1 = \dots = t_n - t_{n-1} = h$, $C^r[0; T]$ – множество функций, имеющих на $[0; T]$ непрерывные производные до r -го порядка включительно ($r \geq 0$).

Рассмотрим интерполяционный кубический сплайн $S_3(t)$, для которого выполнены следующие условия:

- на каждом из отрезков $[t_k, t_{k+1}]$, $k = \overline{0, n-1}$ он является многочленом третьей степени;
- на всем отрезке $[0; T]$ обладает непрерывностью производных;

$$S_3'(0+0) = f'(0), \quad S_3'(T-0) = f'(T).$$

Тогда, следуя [2], верно следующее утверждение. Если $f(t) \in C^{(4)}[0; T]$, причем $|f^{(4)}(t)| \leq B$, то справедлива оценка погрешности

$$|f^{(l)}(t) - S_3^{(l)}(t)| \leq C_l B h^{4-l}, \quad l = 0, 1, 2, 3. \quad (9)$$

Для $l = 0$

$$|f(t) - S_3(t)| \leq C_0 B h^4, \quad (10)$$

где h – шаг дискретизации.

Учитывая неравенства (8) и (10), можем утверждать, что при некоторых условиях сплайн-аппроксимация лучше, чем аппроксимация рядом Котельникова.

Проиллюстрируем сказанное выше следующим примером. Пусть сигнал задан в любой момент времени на отрезке $[0; T]$ (промежуток наблюдения сигнала). Возьмем отсчеты с шагом T_d (частота дискретизации $f_d = \frac{1}{T_d}$) и восстановим по ним исходный сигнал двумя

способами: с помощью ряда Котельникова и сплайн-интерполяции.

Для численного моделирования выберем сигнал линейной частотной модуляции (ЛЧМ), т.е. синусоидальный сигнал с линейно нарастающей частотой от 0 до F_m . Этот сигнал позволит проследить поведение аппроксимирующих функций для различной частоты исходного сигнала. Результаты расчета в среде *Matlab* 6.5 представлены на рис. 1.

На рис. 1 приняты следующие обозначения:

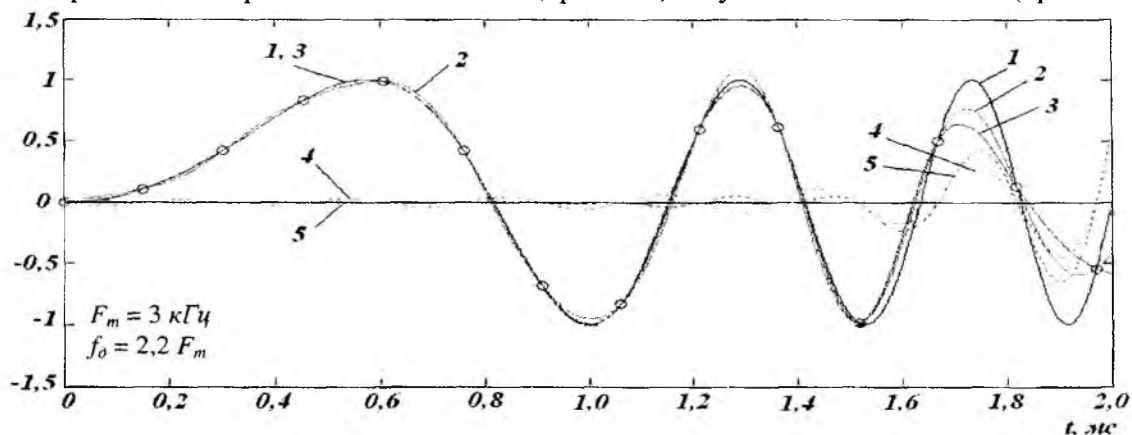
- 1 – исходный ЛЧМ сигнал;
- 2 – аппроксимация рядом Котельникова;
- 3 – аппроксимация кубическим сплайном;
- 4 – ошибка аппроксимации рядом Котельникова;
- 5 – ошибка аппроксимации кубическим сплайном.

Кружками обозначены отсчеты сигнала, выступающие в качестве узлов интерполяции.

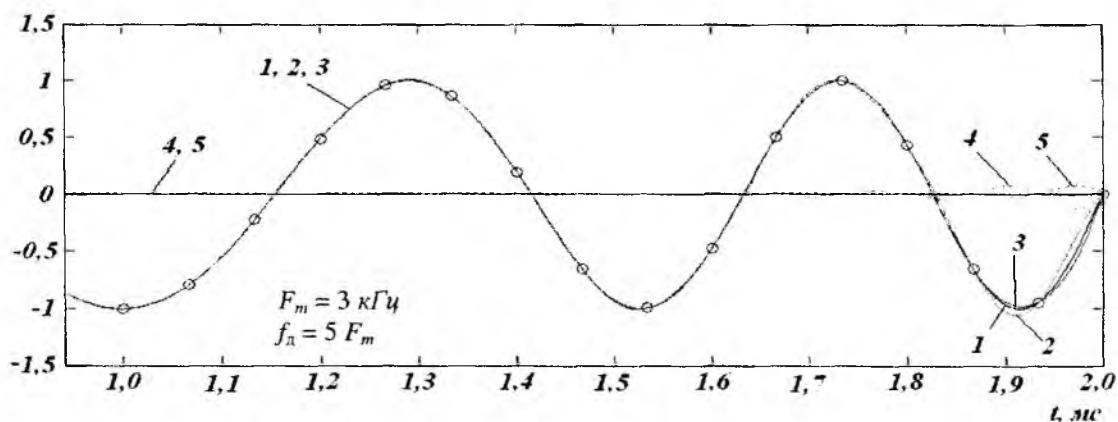
Из рис. 1 видно, что при $f_d \approx 2F_m$ ошибка обоих способов аппроксимации может быть достаточно большой за счет того, что отсчетные точки при равномерной дискретизации

могут не попадать в максимумы и минимумы исходного сигнала, что делает невозможным точное восстановление быстрых осцилляций. Однако при достаточно большом значении f_d аппроксимация сплайнами дает лучшие результаты, чем ряд Котельникова (см. рис. 1, б).

Для количественной оценки качества аппроксимации использовалось среднеквадратичное отклонение ошибки аппроксимации во всех точках интервала наблюдения сигнала (практически число этих точек было в 100 раз больше числа отсчетов). На рис. 2 приведены зависимости среднеквадратичного отклонения ошибки аппроксимации от частоты дискретизации для случая аппроксимации рядом Котельникова (кривая 1) и кубическим сплайном (кривая 2).



а



б

Рис. 1

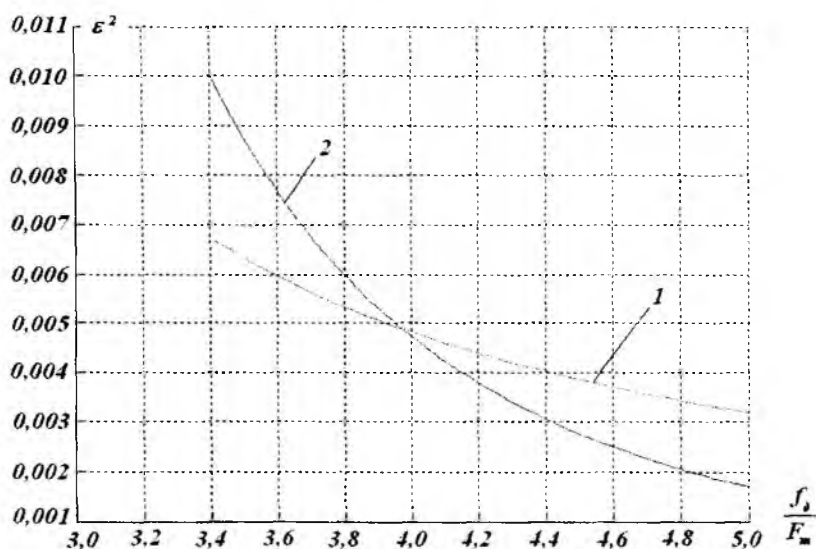


Рис. 2

Рис. 2 показывает, что аппроксимация ЛЧМ сигнала рядом Котельникова дает лучшие результаты только при сравнительно низкой частоте дискретизации. При увеличении частоты дискретизации свыше $4F_m$ сплайн-аппроксимация лучше восстанавливает форму сигнала. Кроме того, при сплайн-аппроксимации практически отсутствует эффект Гиббса.

Заметим, что на практике детерминированные сигналы встречаются редко. Все сигналы, переносящие информацию, являются случайными, и полученный результат применять к ним нельзя без дополнительных исследований.

Рассмотрим непрерывный случайный сигнал, который задан уравнением состояния [3]

$$\frac{dx(t)}{dt} = F_1(t)x(t) + G_1(t)\xi_1(t), \quad (11)$$

где $x(t)$ – случайный сигнал, $\xi_1(t)$ – порождающий белый шум с гауссовским распределением мгновенных значений и нулевым математическим ожиданием, $F_1(t)$ и $G_1(t)$ – взвешивающие функции (состояния и порождения).

Уравнение состояния (11) отображает марковские свойства процесса $x(t)$.

Рассмотрим стационарный процесс. При этом функции $F_1(t)$ и $G_1(t)$ представляют собой константы, вычисляемые по формулам $F = -\frac{1}{\tau_{\text{кор}}}$, $G = \sqrt{\frac{2\sigma_x^2}{\tau_{\text{кор}}}}$, где σ_x^2 – дисперсия шума $\xi_1(t)$.

В дискретном виде выражение (11) имеет вид

$$x(k+1) = F_1(k+1, k)x(k) + G_1(k+1, k)\xi_1(k), \quad (12)$$

где $x(k)$ и $x(k+1)$ – значения случайного сигнала в моменты времени k и $k+1$ соответственно, $F_1(k+1, k)$ и $G_1(k+1, k)$ – взвешивающие функции (состояния и порождения).

В случае стационарного процесса $F_1(t)$ и $G_1(t)$ представляют собой константы, вычисляемые по формулам

$$F_1(k+1, k) = e^{-\alpha h}, \quad G_1(k+1, k) = \sqrt{\sigma_x^2(1 - e^{-\alpha h})}. \quad (13)$$

Здесь $\alpha = \frac{1}{\tau_{\text{кор}}}$ – величина, обратная интервалу корреляции сигнала, h – шаг квантования.

Численное моделирование производилось в среде MatLab 6.5. В качестве отсчетных значений брались значения сигнала, отстоящие друг от друга на некоторое количество точек.

Для оценки степени соответствия восстановленного сигнала исходному рассматривалось среднеквадратичное отклонение разности восстановленного и исходного сигнала. При этом принималось во внимание, что наблюдение сигнала $x(t)$ происходит с некоторой ошибкой. Это описывается уравнением наблюдения

$$\hat{x}(t) = F_2(t)x(t) + G_2(t)\xi_2(t), \quad (14)$$

где $F_2(t)$ и $G_2(t)$ – взвешивающие функции (состояния и порождения), $\xi_2(t)$ – белый шум с гауссовским распределением мгновенных значений и нулевым математическим ожиданием, порождающий ошибку наблюдения.

В случае стационарного процесса $x(t)$ функции $F_2(t)$ и $G_2(t)$ представляют собой константы, которые можно вычислить по формулам

$$F_2(k+1, k) = e^{-\alpha h}, \quad G_2(k+1, k) = \sqrt{\sigma_{x_n}^2(1 - e^{-\alpha h})}, \quad (15)$$

где $\sigma_{x_n}^2$ – дисперсия шума $\xi_2(t)$.

Поскольку исходный сигнал представляет собой случайный процесс, то среднеквадратичное отклонение разности восстановленного и исходного сигнала есть случайная величина.

Зависимость этой величины от интервала дискретизации для некоторой реализации случайного сигнала представлена на рис. 3.

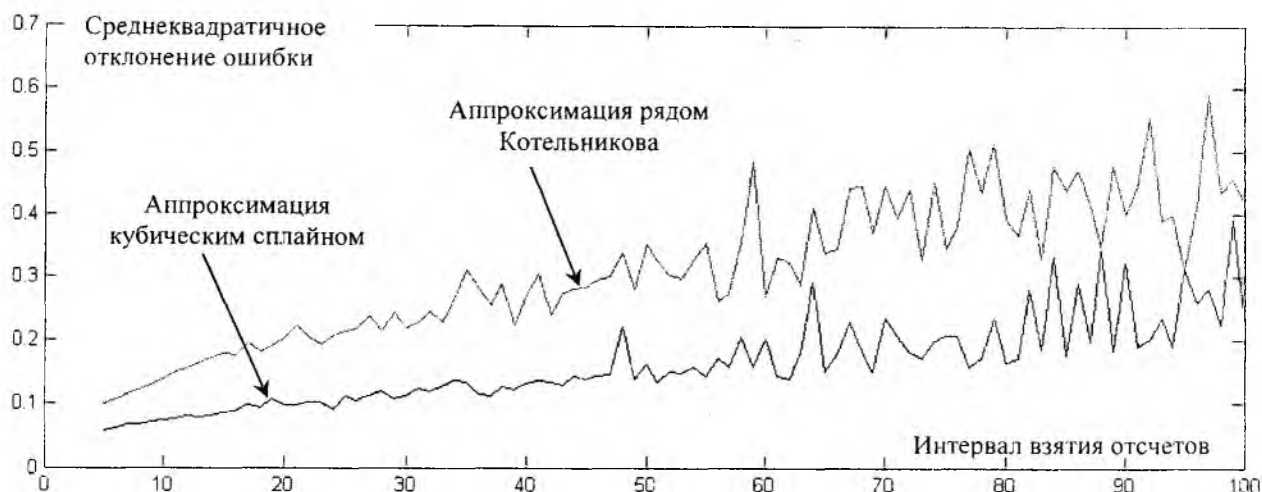


Рис. 3

При построении зависимости, изображенной на рис. 3, были использованы такие численные значения параметров: длина сигнала – 3000 точек, интервал корреляции сигнала – 1000 точек, $\sigma_x^2 = 2$, $\sigma_{x_n}^2 = 0,1$, $h = 1$.

Видно, что восстановление сигнала кубическим сплайном позволяет значительно снизить величину ошибки восстановления сигнала. Следовательно, можно рекомендовать использовать кубические сплайны для восстановления случайных сигналов по их отсчетам.

Список литературы: 1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи сигналы. М.: Радио и связь, 1986. 512 с. 2. Завьялов Ю.С., Квасов Б.И., Мирошниченко В.Л. Методы сплайн-функций. М.: Наука, 1980. 352 с. 3. Математичні основи теорії телекомунікаційних систем: За заг. ред. В.В. Поповського. Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. 564 с.

Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова

Поступила в редколлегию 27.09.2007

ПОВЕРШИННЫЙ МЕТОД ОПТИМИЗАЦИИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПОСИМВОЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Введение

В системах беспроводной связи при существенной асимметрии энергетических потенциалов базовых станций и маломощных абонентских устройств для повышения дальности связи, при сохранении пропускной способности канала связи, целесообразно использовать последовательные методы передачи на линии абонентское устройство – базовая станция. При использовании последовательных [1, 2, 3] методов передача производится пошагово. При этом на каждом шаге может быть принято решение как продолжить передачу текущего символа абонентским устройством, так и перейти к передаче следующего символа. Данное решение может приниматься на базовой станции и передаваться на указанное абонентское устройство. Последовательная посимвольная передача в направлении базовой станции часто приводит к сокращению средней энергии маломощных абонентских устройств, используемой на передачу одного символа [1, 2, 3].

Достаточно часто главной причиной отказа от практического использования метода последовательного анализа, лежащего в основе последовательной посимвольной передачи, является «отсутствие эффективных методов оптимизации, анализа и проектирования усеченных последовательных процедур, оптимизация которых оказалась весьма сложной математической проблемой» [4]. Разрешению указанной проблемы посвящена статья.

Постановка задачи

На основе последовательности бинарных импульсов от абонентского устройства на базовой станции формируется последовательность бинарных признаков. На основе последних определяется значение передаваемого абонентским устройством бинарного символа. Тем самым проверяется простая гипотеза H_0 (что принимаемый символ соответствует «0») против простой альтернативы H_1 (что принимаемый символ соответствует «1»). Заданы их априорные вероятности q и $p=1-q$ соответственно. Количество используемых абонентским устройством импульсов не фиксировано, но не может быть больше заданного N . Заданы условные вероятности нулевого $1-\alpha_n$ (β_n) и единичного α_n ($1-\beta_n$) значений n -го признака, формируемого базовой станцией на основе импульсов абонентского устройства, при справедливости гипотезы H_0 (H_1), при чем $\alpha_n < 0.5$, $\beta_n < 0.5$. Проверке n -го признака соответствуют затраты z_n . Задан требуемый уровень значимости – вероятность ошибки первого рода (отвергается истинная гипотеза H_0) α_3^* , вероятность ошибки второго рода (принимается ложная гипотеза H_0) β^* может принимать несколько значений.

Пусть N выбрано так, что существуют последовательные N -усеченные решающие правила (РП) с мощностью $D^* = 1-\beta^*$ не ниже заданной D_3^* и уровнем значимости α^* равным заданному значению α_3^* :

$$D^* \geq D_3^* \quad (\beta^* \leq \beta_3^*), \quad \alpha^* = \alpha_3^* \quad (1)$$

при этом оптимальными из них являются РП с минимальными средними затратами:

$$Z_{cp} \rightarrow \min. \quad (2)$$

Для заданного уровня значимости α_3^* и различных значений мощности правила D_3^* в общем случае оптимальными будут различные правила. При этом количество оптимальных правил конечно и они могут быть объединены в соответствующее множество.

Определение 1. Множество Парето-оптимальных последовательных усеченных решающих правил проверки простой гипотезы против простой альтернативы (МПОРП) включает все оптимальные N -усеченные последовательные решающие правила для которых $\alpha_i^* = \alpha_j^*$ и из $i > j$ следует:

$$((\beta_i^* < \beta_j^*) \cap (z_i > z_j)) \cup ((\beta_i^* = \beta_j^*) \cap (z_i = z_j)), \quad (3)$$

где Z_i – затраты i -го РП, i, j – номера решающих правил множества.

Необходимо найти множество Парето-оптимальных N -усеченных последовательных РП с заданным уровнем значимости α_3^* .

Анализ публикаций

Общий вид детерминированного последовательного РП проверки простой гипотезы против простой альтернативы следующий [1]:

$$\delta_n(y^n) = \begin{cases} d_0, & \ell(y^n) \leq A_n; \\ d_1, & \ell(y^n) \geq B_n; \\ d_n, & \ell(y^n) \in]A_n, B_n[, \end{cases} \quad (4)$$

где $n = \overline{1, N}$ – номер шага последовательного правила; y^n – выборка n -го шага последовательного правила; $\ell(y^n)$ – значение отношения правдоподобия (ОП) для выборки y^n ; d_n – решение о продолжении наблюдений; d_0, d_1 – решения о прекращении наблюдений и принятии или отклонении гипотезы H_0 соответственно; A_n, B_n – граничные значения ОП n -го шага последовательного РП.

При дискретных наблюдениях для обеспечения точного равенства вероятности ошибки первого рода α^* заданному значению α_3^* может производиться переход к рандомизированным решающим правилам [3]. Если допустить рандомизацию при решении вопроса о продолжении наблюдений, то достижимы любые наперед заданные вероятности ошибок α_3^* и β_3^* [3]:

$$\delta_n(y^n) = \begin{cases} d_1, & (\ell(y^n) > B_n) \cup ((\ell(y^n) = B_n) \cap (\eta < \gamma_{B_n})); \\ d_0, & (\ell(y^n) < A_n) \cup ((\ell(y^n) = A_n) \cap (\eta < \gamma_{A_n})); \\ d_n, & (A_n < \ell(y^n) < B_n) \cup (((\ell(y^n) = A_n) \cap (\eta \geq \gamma_{A_n})) \cup ((\ell(y^n) = B_n) \cap (\eta \geq \gamma_{B_n}))), \end{cases}$$

где η – случайная величина, равномерно распределенная на интервале $[0, 1]$; $\gamma_{A_n}, \gamma_{B_n}$ – граничные значения случайной величины η в граничных точках области прекращения наблюдений.

В последовательных правилах могут использоваться пороги Вальда [1]. Если имеет место "эффект перескока порогов" статистикой отношения правдоподобия [1], то пороги Вальда "часто не обеспечивают заданных значений вероятностей ошибочных решений" и их "в реальных системах использовать нельзя" [4]. К настоящему времени [2] получены приближенные значения порогов для случая далеких гипотез и ряда других частных случаев. Также разработана общая методика нахождения их точных значений, предписывающая решение систем нелинейных уравнений большой размерности.

В работе [4] для определения значений оптимальных порогов при заданных статистиках в рамках введенной структуры последовательного правила используется подход, который включает три основных этапа: статистическое моделирование значений используемых статистик для каждой из проверяемых гипотез и оценка показателей качества процедуры; формирование локализованной (наименьшей) области, в которой следует проводить поиск оптимальных параметров процедуры; быстрый поиск в локализованной области и определение оптимальных значений параметров процедуры. Недостатком данного подхода является необходимость проведения широкомасштабного имитационного моделирования.

Дерево останова (ДО) последовательного решающего правила при использовании бинарных наблюдений

Дискретность экспериментов по проверке признаков и их результатов, а также возможность формальной упорядоченности совокупности данных экспериментов позволяет использовать бинарные деревья для представления хода и возможных результатов последовательного процесса формирования выборки [5, 6]. Под бинарным деревом понимается упорядоченное дерево, у которого из каждой вершины выходят либо две дуги (внутренние вершины), либо ни одной (концевые вершины) [7]. Уровнем вершины в таком дереве называется расстояние от этой вершины до корня. Внутренние вершины графа n -го уровня соответствуют точкам пространства наблюдений (ПН) n -го шага последовательного правила, принадлежащим области продолжения наблюдений. Дуги, выходящие из внутренней вершины дерева, характеризуют возможные результаты проверки бинарного признака, соответствующего данной вершине. В конечных вершинах (КВ) графа проверки признаков не проводятся. Следовательно, каждая конечная вершина является точкой терминального ПН. РП принятия решения об истинности гипотезы H_0 синтезируется над множеством конечных вершин методами математической статистики и каждой КВ дерева ставится в соответствие определенное решение. В терминах последовательного анализа введенное дерево соответствует правилу останова и может быть названо деревом останова (ДО) последовательного РП [2].

Каждой вершине ϑ_i дерева останова соответствует значение безусловной $P(\vartheta_i)$ и условных $P(\vartheta_i / H_0)$, $P(\vartheta_i / H_1)$ вероятностей попадания выборки в нее, а также значение отношения правдоподобия:

$$\ell(\vartheta_i) = P(\vartheta_i / H_1) / P(\vartheta_i / H_0).$$

Средние затраты последовательного РП, представленного деревом останова, определяются выражением

$$Z_{\text{cp}} = \sum_{i=1}^{N_{\text{внв}}} z(\vartheta_i) P(\vartheta_i),$$

где $N_{\text{внв}}$ – число внутренних вершин дерева останова РП; $z(\vartheta_i)$ – затраты на проверку признака, соответствующего внутренней вершине ДО ϑ_i .

Введение квазирандомизированных последовательных N -усеченных решающих правил проверки простой гипотезы против простой альтернативы

При использовании ДО для представления хода и возможных результатов эксперимента решение о продолжении наблюдений d_n может зависеть от вершины ДО, в которую попала выборка. При этом на n -м шаге последовательного РП при равенстве значения отношения правдоподобия граничным значениям проверки признаков прекращаются либо продолжают-ся в зависимости от вершины ДО, в которую попала выборка y^n :

$$\delta_n(y^n) = \begin{cases} d_m, & \text{при } \bar{g}; \\ d_n, & \text{при } g, \end{cases} \quad (5)$$

где $\bar{g} = (\ell(\vartheta_i^n) < A_n) \cup (\ell(\vartheta_i^n) > B_n) \cup ((\ell(\vartheta_i^n) = A_n) \cap (\vartheta_i^n \notin \Omega_{\text{пнн}})) \cup ((\ell(\vartheta_i^n) = B_n) \cap (\vartheta_i^n \notin \Omega_{\text{пнн}}))$; $\Omega_{\text{пнн}}$ – область продолжения наблюдений n -го шага последовательного РП; d_m – терминальное РП, ϑ_i^n – вершина дерева останова n -го уровня.

Если условие продолжения наблюдений g не выполнено, то терминальное РП принимает значения:

$$d_m = \begin{cases} d_1, & (\ell(\vartheta_i) > \ell_r) \cup ((\ell(\vartheta_i) = \ell_r) \cap (\eta < \gamma_0)); \\ d_0, & (\ell(\vartheta_i) < \ell_r) \cup ((\ell(\vartheta_i) = \ell_r) \cap (\eta \geq \gamma_0)), \end{cases}$$

где ℓ_r – минимальное значение ОП выборки, принадлежащей критической области терминального РП (ОП границы критической области); γ_0 – параметр РП – константа, выбранная таким образом, чтобы вероятность отвергнуть истинную гипотезу H_0 в точности равнялась заданной вероятности ошибки первого рода α_3^* .

Для наглядности, каждой концевой вершине может быть поставлен в соответствие параметр РП $\gamma(\vartheta_i)$:

$$\gamma(\vartheta_i) = \begin{cases} 0, & \text{при } d_m = d_0; \\ 1, & \text{при } d_m = d_1; \\ \gamma_0, & \text{при } (\ell(\vartheta_i) = \ell_r) \cap (\gamma_0 < 1). \end{cases} \quad (6)$$

При этом определения критической и допустимой областей вводятся как области ПН в которых параметр РП равен 0 и 1 соответственно [4].

Определение 2. Концевая вершина со значениями ОП $\ell(\vartheta_i) = \ell_r$ и параметра РП $0 < \gamma(\vartheta_i) < 1$ называется расщепляемой.

Последовательные РП (5) можно назвать квазирандомизированными, а детерминированные последовательные РП (4) являются их подмножеством.

Поверхинный метод

При заданном критерии синтеза РП вероятности ошибок первого и второго рода оптимального терминального РП полностью определяются терминальным ПН. При этом терминальное ПН полностью определяется используемым деревом останова. Тем самым любое оптимальное терминальное РП, поставленное в соответствие дереву останова, характеризуется одними и теми же значениями α_3^* и β_3^* . Следовательно, синтез последовательного правила в условиях поставленной задачи сводится к выбору дерева останова (ДО) и синтезу оптимального РП над терминальным ПН, соответствующим выбранному ДО.

Множество деревьев останова с заданными характеристиками может быть получено поверхинным методом. Метод относится к классу пошаговых. На каждом шаге из исходных деревьев текущего шага создаются соответствующие дочерние. На первом шаге используется одно исходное дерево, состоящее из корня и двух потомков. Формирование одного дочернего дерева текущего шага осуществляется превращением одной КВ одного исходного дерева текущего шага во внутреннюю добавлением к ней двух потомков. Данная операция названа продлением концевой вершины. Исходное дерево, продлеваемая КВ и их обозначения приведены на рис. 1.

При реализации поверхинного метода задаются три правила: правило определения наличия у концевой вершины исходного дерева свойств продлеваемой (Правило А), правило ликвидации дочерних деревьев текущего шага (Правило В) и правило формирования множества деревьев останова (последовательных РП) с заданными свойствами (Правило С).

На очередном (текущем) шаге поверхинного метода формирования МПОРП выполняются следующие операции:

1. Из каждого исходного дерева формируется столько дочерних деревьев, сколько КВ обладает свойствами продлеваемых (Правило А).
2. Если множество дочерних деревьев текущего шага пусто – ВЫХОД.
3. Ликвидируются все дочерние деревья текущего шага со свойствами ликвидируемых (Правило В).
4. Оставшиеся дочерние деревья являются исходными деревьями следующего шага, а также используются для доформирования искомого множества деревьев останова с заданными свойствами (Правило С).

Поверхинный метод при заданных правилах А, В и использовании определения (3) в качестве правила С приводит к различным по эффективности алгоритмам решения задачи (1)÷(3).

Повершинный метод с продлением конечных вершин, приводящим к последовательным РП со сниженной вероятностью ошибки второго рода

Продление не каждой КВ (даже с возможным последующим продлением ее потомков) приводит к снижению вероятности ошибки второго рода (ВОВР) соответствующего последовательного РП. Вместе с тем ВОВР РП может быть уменьшена продлением расщепляемых КВ, а также, при определенных условиях, продлением отдельных КВ допустимой, критической областей и совместным продлением КВ из этих областей. В процессе исследований были доказаны следующие утверждения.

Утверждение 1. При продлении i -й КВ допустимой области со значением ОП $l(\mathcal{G}_i) < l_\Gamma$ (рис. 2, а) вероятность ошибки второго рода РП β^* уменьшится, если значение ОП $l_{\max}(\mathcal{G}_{in})$ хотя бы одного из ее потомков (уровня не больше N) превысит значение l_Γ ОП границы критической области исходного дерева ($\beta^* \downarrow$ при $l_{\max}(\mathcal{G}_{in}) > l_\Gamma$).

Утверждение 2. При продлении j -й КВ критической области со значением РП $\gamma(\mathcal{G}_j) = 1$ (рис. 2, б) вероятность ошибки второго рода РП β^* уменьшится, если значение ОП $l_{\min}(\mathcal{G}_{jn})$ хотя бы одного из ее потомков (уровня не больше N) меньше хотя бы одного значения ОП допустимой области исходного дерева ($\beta^* \downarrow$ при $((\gamma(l_\Gamma) = 1) \cap (l_{\min}(\mathcal{G}_{jn}) < l_{\text{доп max}})) \cup ((\gamma(l_\Gamma) < 1) \cap (l_{\min}(\mathcal{G}_{jn}) \leq l_{\text{доп max}}))$), иными словами:

$$\beta^* \downarrow \text{ при } l_{\min}(\mathcal{G}_{jn}) < l_{\text{доп max}},$$

где $l_{\text{доп max}} = \begin{cases} l_\Gamma, & \text{при } \gamma(l_\Gamma) < 1; \\ l_{\text{доп max}}, & \text{при } \gamma(l_\Gamma) = 1, \end{cases}$ – максимальное значение ОП конечных вершин допустимой области), $l_{\text{доп max}}$ – максимальное значение ОП конечных вершин допустимой области со значениями ОП $l(\mathcal{G}_j) < l_\Gamma$).

Утверждение 3. Если условия первого ($l_{\max}(\mathcal{G}_{in}) > l_\Gamma$) и второго ($l_{\min}(\mathcal{G}_{jn}) < l_{\text{доп max}}$) утверждений не выполняются, то вероятность ошибки второго рода РП уменьшится при одновременном продлении i -й КВ допустимой области со значением ОП $l(\mathcal{G}_i) < l_\Gamma$ и j -й КВ критической области со значением ОП $l(\mathcal{G}_j) > l_\Gamma$ (рис. 2, в), если минимальное значение ОП $l_{\min}(\mathcal{G}_{jn})$ потомка (уровня не больше N) j -й КВ меньше максимального значения ОП $l_{\max}(\mathcal{G}_{in})$ потомка (уровня не больше N) i -й КВ

$$(\beta^* \downarrow \text{ при } l_{\min}(\mathcal{G}_{jn}) < l_{\max}(\mathcal{G}_{in}) \cap l_{\max}(\mathcal{G}_{in}) \leq l_\Gamma \cap l_{\min}(\mathcal{G}_{jn}) \geq l_{\text{доп max}}).$$

Утверждение 4. При продлении i -й расщепляемой КВ ($(l(\mathcal{G}_i) = l_\Gamma) \cap (\gamma(\mathcal{G}_i) > 0)$) (уровня менее N) вероятность ошибки второго рода РП уменьшится (рис. 2, г)

$$\beta^* \downarrow \text{ при } (l(\mathcal{G}_i) = l_\Gamma) \cap (\gamma(\mathcal{G}_i) > 0).$$

При использовании результатов, приведенных в утверждениях 1–4, при реализации повершинного метода правила В, С остаются без изменений. Правило А формулируется следующим образом: во всех исходных деревьях текущего шага продлеваются все КВ уровня меньше N , продление которых (может быть с последующим продлением их потомков уровня менее N) приводит к снижению ВОВР соответствующего РП.

Продление КВ, не приводящее к снижению ВОВР последовательного РП, увеличивает его средние затраты и не снижает ВОВР РП, по определению. Следовательно, не существует последовательных РП, входящих в искомый МПОРП, которые могут быть получены последовательностью продлений КВ, в которой хотя бы на одном шаге продлевается КВ, не обладающая указанным свойством. Таким образом, повершинный метод с продлением только конечных вершин, приводящим к снижению ВОВР последовательного РП позволяет решить поставленную в статье задачу.

Поверхинный метод с продлением конечных вершин из множества Парето-оптимальных конечных вершин текущего дерева

Определение 3. Множество Парето-оптимальных конечных вершин исходного дерева (МПОКВ) включает только конечные вершины, продление которых (может быть с последующим продлением их потомков), приводит к РП с $\alpha^* = \alpha_j^*$, для которых из $i > j$ следует

$$((\Delta\beta_i^* > \Delta\beta_j^*) \cap (z_i > z_j)) \cup ((\Delta\beta_i^* = \Delta\beta_j^*) \cap (z_i > z_j)), \quad (7)$$

а дерево останова которых включает в себя рассматриваемое исходное дерево.

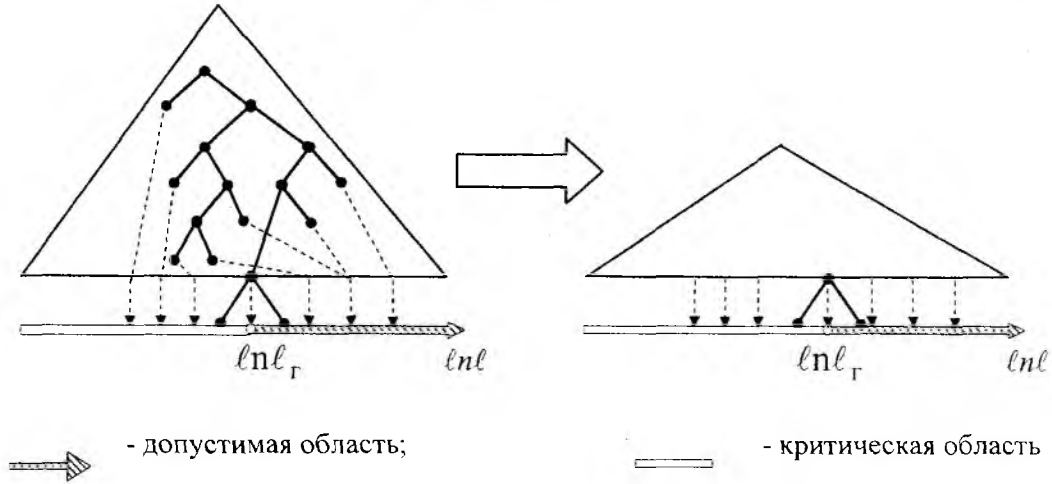


Рис. 1

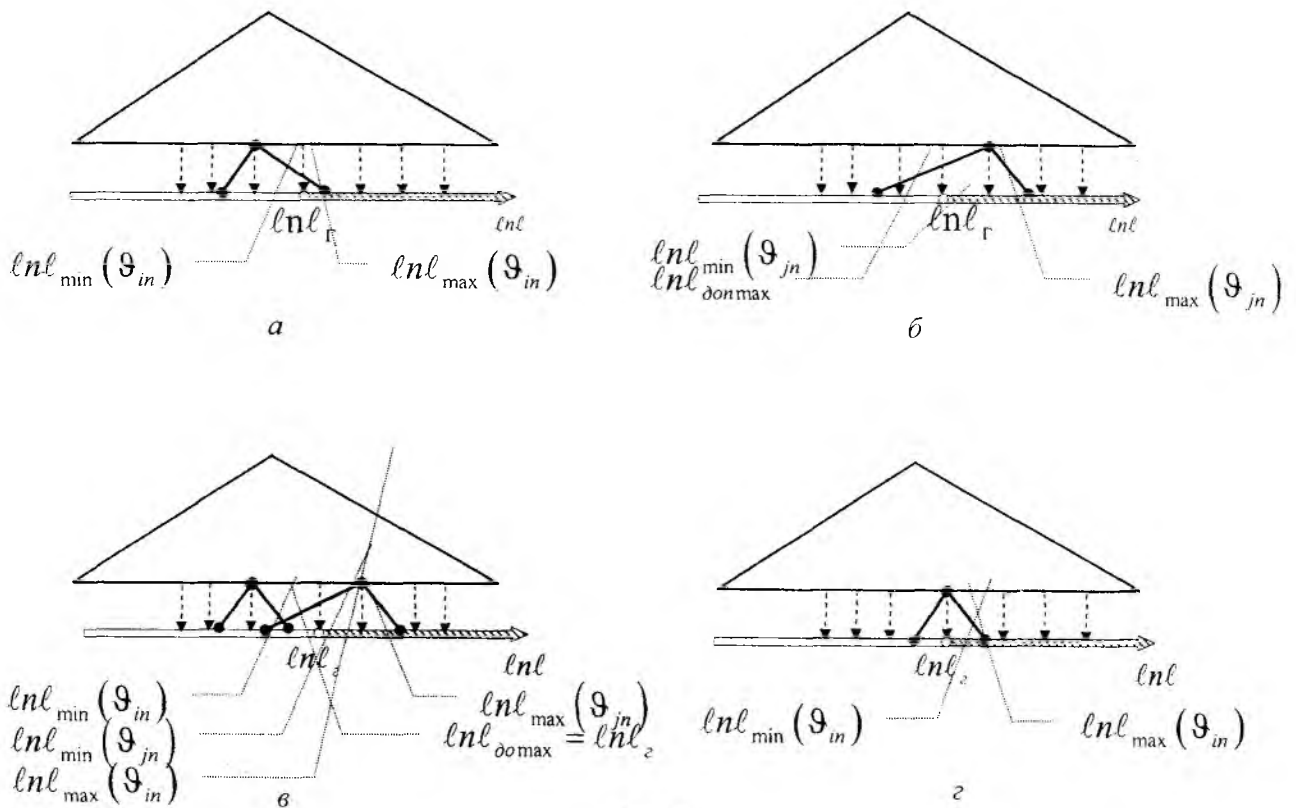


Рис. 2

Утверждение 5. Все деревья, принадлежащие МПОРП, могут быть получены попершинным методом, в котором продлеваются только вершины, принадлежащие МПОКВ исходных деревьев текущего шага.

Правила продления КВ для определения их принадлежности МПОКВ следующие.

1. КВ допустимой области (со значением ОП $\ell(\mathcal{S}_i) < \ell_{cr}$) продлеваются (Утверждение 1), если их правые потомки (уровня не более N) принадлежат критической области соответствующего дочернего дерева. Причем продление правых потомков КВ производится до тех пор пока они не попадут в критическую область соответствующего дочернего дерева, либо их уровень не станет равным N .

2. КВ критической области, не являющиеся расщепляемыми, продлеваются, если продление их левых потомков приведет к условиям Утверждений 2,3. При чем при одновременном выполнении условий Утверждения 3 и принадлежности пары вершин МПОКВ (7) считается, что МПОКВ принадлежит только вершина пары, принадлежащая критической области исходного дерева.

3. Расщепляемые КВ продлеваются (Утверждение 4).

4. КВ деревьев останова, полученных с использованием Правил 1÷3 в дальнейшем продлеваются в соответствии с ними.

Повершинный метод с эвристическим формированием множества Парето – оптимальных конечных вершин текущего дерева.

Определение всех элементов МПОКВ текущего дерева достаточно трудоемко, так как использование Правила 4 приводит к почти полному перебору возможных деревьев останова.

При исследовании результатов применения попершинного метода было установлено два факта. Во-первых, для получения РП из МПОРП достаточно последовательного M -кратного продления КВ деревьев останова решающих правил, принадлежащих МПОРП определенного шага попершинного метода. Таким образом, в правило В дополнительно может быть включено условие ликвидации дочернего дерева останова текущего шага, если оно и предшествующие ему исходные деревья на M предыдущих шагах метода не были включены в МПОРП текущих шагов метода.

Во-вторых. Повершинным методом с продлением конечных вершин из множества Парето-оптимальных КВ текущего дерева можно сформировать МПОРП даже исключив Правило 4. Однако для этого Правила 1 и 3 должны быть дополнены следующим.

1. Продление правых потомков КВ допустимой области исходного дерева может производиться до тех пор пока их уровень не станет равным N (однако рекомендуется не более 2÷3 продлений после первого попадания их потомка в критическую область соответствующего дочернего дерева).

3. При рассмотрении расщепляемых КВ продлеваются их расщепляемые потомки.

При этом при применении обоих правил в МПОКВ может быть включено несколько элементов с одной и той же КВ исходного дерева, но разными значениями приращения затрат и снижения ВОВР РП.

Выводы

Задача оптимизации параметров последовательной передачи данных с маломощного абонентского устройства на базовую станцию сведена к задаче синтеза последовательного решающего правила проверки простой гипотезы против простой альтернативы по последовательности бинарных признаков. Введено множество Парето-оптимальных последовательных РП с заданным уровнем значимости включающее РП, отличающиеся между собой мощностью. Предложен попершинный метод формирования данного множества и введено несколько его модификаций. С применением разработанного программного продукта получаемые с использованием попершинного метода решения сравнивались с результатами полного перебора (для $N < 6$). Случая несовпадения результатов последней из приведенных в статье модифика-

ций метода и полного перебора выявлено не было. Предложенный метод обладает хорошими селективными возможностями. Так для случая $\alpha_n = \alpha = 10^{-5}$, $\alpha_s^* = 10^{-7}$, $\beta_n = \beta = 0.2$ и использовании $M = 6$ при $N = 4$ методом было сформировано 15 деревьев останова (из них 12 соответствовало МПОРП) из 677 возможных [8], аналогично при $N = 5$ – 36(28) из 458330, при $N = 6$ – 95 (74) из $>2.1 \cdot 10^{11}$, при $N = 9$ – 3526 (2713) из $>3.7 \cdot 10^{90}$, при $N = 10$ – 14168 (6088) из $>1.4 \cdot 10^{181}$, при $N = 12$ – 210167 (14513) из $>2.0 \cdot 10^{362}$.

Список литературы: 1. Вальд А. Последовательный анализ: Пер. с англ. / Под ред. Б.А. Севастьянова. М.: Физматгиз, 1960. 328 с. 2. Тартаковский А.Г. Последовательные методы в теории информационных систем. М.: Радио и связь, 1991. 280 с. 3. Сосулин Ю.Г. Последовательное обнаружение сигналов: проблемы и перспективы // Радиотехника. 1998. Т. 53. № 10. С. 39-47. 4. Леман Э. Проверка статистических гипотез: Пер. с англ. / Под ред. Ю.В. Прохорова. М.: Наука, 1979. 408 с. 5. Саваневич В.Е. Постановка задачи синтеза алгоритмов минимальной сложности // Системы обробки інформації. Зб. наук. праць. Харків: НАНУ, ПАНМ, ХВУ. 2002. Вип. 4 (20). С. 67 – 69. 6. Саваневич В.Е. Синтез последовательного обнаружителя объекта по бинарно квантованным сигналам // Системы обробки інформації. Зб. наук. праць. Харків: НАНУ, ПАНМ, ХВУ. 2002. Вип. 5 (21). С. 15 – 22. 7. Касьянов В.Н., Евстигнеев В.А. Графы в программировании: обработка, визуализация и применение. СПб.: БХВ-Петербург, 2003 1104с. 8. Саваневич В.Е., Польшина Л.В. Бинарные деревья с внутренними бинарными вершинами: количество и кодирование // АСУ и приборы автоматики. 2005. Вып. 131. С. 4 – 11.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 17.09.2007

ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КОНЕЧНЫХ РЕАЛИЗАЦИЙ ЦИФРОВОГО ПОТОКА В СИСТЕМАХ С КОРРЕЛЯТИВНЫМ КОДИРОВАНИЕМ

Введение

Вопросам анализа и синтеза функций с управляемой межсимвольной интерференцией (МСИ), построенных на основе сигналов Найквиста с финитным спектром, посвящен ряд публикаций [1-4].

Элементы множества сигналов с управляемой МСИ принято называть сигнальными функциями с частичным или парциальным откликом (partial response), а устройства для их формирования и передачи – системами с коррелятивным кодированием (correlative encoding).

От сигналов, удовлетворяющих первому критерию Найквиста, парциальные сигналы отличаются наличием дополнительных отсчетов определенной величины в заранее оговоренных тактовых точках, что и послужило основанием для того, чтобы назвать эти отсчеты управляемой межсимвольной интерференцией. При передаче таких сигналов по каналам связи соседние импульсы перекрываются на двух или более тактовых интервалах, т. к. на одном тактовом интервале помещается только часть парциального сигнала. Это приводит к возникновению корреляции между символами, что также нашло отражение в названии подобных систем.

Одним из достоинств технологии коррелятивного кодирования, по сравнению с методами передачи сигналов Найквиста, является возможность создания импульсов со спектральной плотностью необходимой формы, например с заданным положением нулей на оси частот, что позволяет без особых трудностей согласовывать спектр сигнала с частотными характеристиками тракта передачи. Тем не менее, следует отметить, что в литературе мало внимания уделялось исследованию вопроса о свойствах спектральных характеристик конечных последовательностей парциальных сигналов.

Цель работы – разработка методов расчета спектральных функций конечных реализаций последовательностей парциальных сигналов произвольной длительности.

Постановка задачи и вывод основных соотношений

Аналитическая запись парциального сигнала с финитным спектром выглядит следующим образом [2,3]:

$$g(t) = \sum_{i=0}^{L-1} c_i f(t-iT), \quad -\infty < t < \infty, \quad (1)$$

где L – количество ненулевых отсчетов в тактовых точках; $f(t-iT)$, $i \in [0, L-1]$ – множество ортогональных с временным сдвигом функций, удовлетворяющих первому критерию Найквиста; c_i – коэффициенты, равные мгновенным значениям парциального сигнала в отсчетные эквидистантные моменты времени $t_i = iT$; $T = \pi/\omega_c$ – длительность тактового интервала; ω_c – граничная частота спектральной плотности функции $f(t)$.

Один из L отсчетов функции $g(t)$, например $g(kT)$, является информационным, а остальные $L-1$ представляют собой управляемую МСИ, которая устраняется в решающем устройстве приемника [4].

Говорят, что сигналы вида (1) являются аналоговыми переносчиками цифровой информации.

Цифровой поток конечной длительности, состоящий из $(2m+1)$ сигналов, можно представить в виде

$$x(t) = \sum_{k=-m}^m a_k g(t-kT) = \sum_{k=-m}^m \sum_{i=0}^{L-1} a_k c_i f(t-iT-kT), \quad a_k \in \{-1, 1\}. \quad (2)$$

Пусть символы a_k на отрезке передаваемой последовательности ($m = 5$) принимают следующие значения

$$\begin{array}{cccccccccccc} \dots & a_{-4} & a_{-3} & a_{-2} & a_{-1} & a_0 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & \dots \\ \dots & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & \dots \end{array}$$

В этом случае, согласно (4), $m_1 = 2$, $v_1 \in \{2, 4\}$; $m_2 = 3$, $v_2 \in \{1, 3, 5\}$; $m_3 = 0$, $v_3 \in \emptyset$ и $m_4 = 0$, $v_4 \in \emptyset$.

Следовательно,

$$A(\omega) = a_0 + 2 \sum_{k=1}^5 (-1)^k \cos k\omega T \quad \text{и} \quad B(\omega) = 0. \quad (6)$$

Рассмотрим отдельно знакопеременный ряд $\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos k\omega T = \operatorname{Re} \sum_{k=1}^N (-1)^k e^{jk\omega T}$ и представим его в замкнутом виде, используя для этого переход от тригонометрического полинома к степенному [5]. По формуле для суммы членов геометрической прогрессии получим

$$\sum_{k=1}^N (-1)^k z^k = \frac{(-z)(1 - (-z)^N)}{1 + z} = \frac{-z - (-z)^{N+1}}{1 + z}.$$

После введения подстановки $z = e^{j\omega T}$ имеем

$$\sum_{k=1}^N (-1)^k e^{jk\omega T} = \frac{(-e^{j\omega T}) [1 - (-e^{j\omega T})^N]}{1 + e^{j\omega T}}. \quad (7)$$

Здесь необходимо рассмотреть два случая.

1. Если N – четное число, то (7) записывается в виде

$$\sum_{k=1}^N (-1)^k e^{jk\omega T} = \frac{(-e^{j\omega T})(1 - e^{jN\omega T})}{1 + e^{j\omega T}}. \quad (8)$$

Умножение числителя и знаменателя выражения (8) на $(1 + e^{-j\omega T})$ дает

$$\sum_{k=1}^N (-1)^k e^{jk\omega T} = \frac{(-e^{j\omega T})(1 - e^{jN\omega T})(1 + e^{-j\omega T})}{4 \cos^2 \frac{\omega T}{2}}.$$

После соответствующих преобразований получим:

$$\sum_{k=1}^N (-1)^k e^{jk\omega T} = - \frac{\sin(N+1) \frac{\omega T}{2} \cdot \sin N \frac{\omega T}{2}}{\cos \frac{\omega T}{2}} + j \frac{\cos(N+1) \frac{\omega T}{2} \cdot \sin N \frac{\omega T}{2}}{\cos \frac{\omega T}{2}}$$

или

$$\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos k\omega T = - \frac{\sin(N+1) \frac{\omega T}{2} \cdot \sin N \frac{\omega T}{2}}{\cos \frac{\omega T}{2}},$$

и

$$\sum_{k=1}^N (-1)^k \sin k\omega T = \frac{\cos(N+1) \frac{\omega T}{2} \cdot \sin N \frac{\omega T}{2}}{\cos \frac{\omega T}{2}}. \quad (9)$$

Подставляя (9) в (6) и полагая $a_0 = 1$, получаем $A(\omega) = \frac{\cos(2N+1)\frac{\omega T}{2}}{\cos\frac{\omega T}{2}}$.

Тогда согласно (5) амплитудный спектр данной последовательности имеет вид

$$|X(j\omega)| = 2UT |\sin \omega T| \cdot \left| \frac{\cos(2N+1)\frac{\omega T}{2}}{\cos\frac{\omega T}{2}} \right|, \quad |\omega| \leq \omega_c. \quad (10)$$

2. Если N – нечетное число, то (7) можно записать следующим образом

$$\sum_{k=1}^N (-1)^k e^{jk\omega T} = \frac{(-e^{j\omega T})(1 + e^{jN\omega T})}{1 + e^{j\omega T}}$$

Выполняя преобразования, аналогичные проделанным выше, получим

$$\sum_{k=1}^N (-1)^k \cos k\omega T = -\frac{\cos(N+1)\frac{\omega T}{2} \cdot \cos N\frac{\omega T}{2}}{\cos\frac{\omega T}{2}}$$

и

$$\sum_{k=1}^N (-1)^k \sin k\omega T = -\frac{\sin(N+1)\frac{\omega T}{2} \cdot \cos N\frac{\omega T}{2}}{\cos\frac{\omega T}{2}}. \quad (11)$$

Подставляя выражение для суммы из (11) в (6) при $a_0 = 1$, получаем $A(\omega) = -\frac{\cos(2N+1)\frac{\omega T}{2}}{\cos\frac{\omega T}{2}}$.

Таким образом, окончательное выражение для амплитудного спектра в этом случае совпадает с выражением (10).

В том случае, когда символы a_k на отрезке последовательности имеют распределение

$$\begin{array}{cccccccccccccccc} \dots & a_{-5} & \boxed{a_4} & a_{-3} & a_{-2} & a_{-1} & a_0 & a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & \dots & \dots \\ \dots & -1 & \boxed{1} & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & \dots & \dots \end{array}$$

с параметрами $m_1 = 0, v_1 \in \emptyset; m_2 = 0, v_2 \in \emptyset; m_3 = 2, v_3 \in \{2, 4\}$ и $m_4 = 3, v_4 \in \{1, 3, 5\}$, следует применять замкнутую форму для знакопеременных рядов синусов в выражениях (9) и (11). Соответствующее сочетание записанных в (9) и (11) сумм в замкнутом виде при различных значениях m_1, m_2, m_3 и m_4 позволяет охватить все случаи возможных распределений a_k в реализациях.

В заключение следует отметить, что, используя предложенный метод, можно получать расчетные формулы для определения спектральных характеристик конечных реализаций в системах с коррелятивным кодированием при любых комбинациях передаваемых символов.

Список литературы: 1. *Прокис Дж.* Цифровая связь: Пер. с англ. / Под ред. Д. Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с. 2. *Сукачев Э. А., Бухан Д. Ю.* Исследование спектральных характеристик последовательностей парциальных сигналов // Материалы Междунар. науч.-техн. конф. «Технологии цифрового вещания: стратегия внедрения в Украине» (ДВТ-2006) Одесса, 2006. С. 184-187. 3. *Сукачев Э. А., Шкулипа П. А.* Методы аппроксимации сигнальных функций с управляемой МСИ // Материалы Міжнар. наук.-техн. конф. «Технології цифрового мовлення: стратегія впровадження» (ДВТ-2007) Одеса, 2007. С. 225-226. 4. *Спилкер Дж.* Цифровая спутниковая связь: Пер. с англ. / Под ред. В. В. Макарова. М.: Связь, 1979. 592 с. 5. *Заездный А. М.* Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. Л.: Энергия, 1971. 527 с.

ВЛИЯНИЕ ПЕРЕКРЕСТНЫХ ПОМЕХ НА ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ MIMO СИСТЕМ РАДИОДОСТУПА

Одним из методов увеличения пропускной способности в беспроводных системах абонентского доступа является технология MIMO, в которой используется несколько разнесенных каналов, образованных, как правило, пространственными методами [1-4]. Следует обратить внимание на то, что в MIMO системах разнесенные каналы могут использоваться не только для увеличения пропускной способности, но и для повышения информационной надежности системы связи.

В системах MIMO перекрестные влияния приводят к уменьшению пропускной способности. Поэтому подавление перекрестных влияний обеспечит более высокую пропускную способность таких систем. Влияние перекрестных помех на пропускную способность MIMO систем радиодоступа изучено недостаточно. В связи с этим исследование зависимостей пропускной способности от степени подавления перекрестных влияний является актуальной задачей.

Рассмотрим MIMO систему $N \times N$, изображенную на рис. 1, где ППД – преобразователь потока данных, $ПД_i$ – передатчик i -го канала, $Пр_i$ – приемник i -го канала. Преобразователь потока данных на передающем конце линии связи преобразует последовательный поток данных в параллельный, а на приемном – выполняет обратное преобразование.

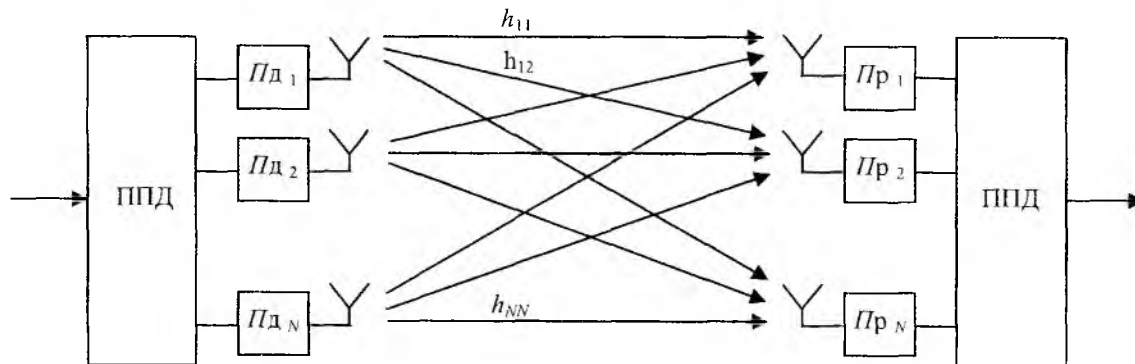


Рис. 1

Матрицу столбец U_T сигналов передающего устройства из N канальных передатчиков и матрицу столбец U_R приемного устройства из N канальных приемников можно записать в виде

$$U_T = \begin{bmatrix} U_{T1} \\ U_{T2} \\ \vdots \\ U_{TN} \end{bmatrix}, \quad U_R = \begin{bmatrix} U_{R1} \\ U_{R2} \\ \vdots \\ U_{RN} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Передаточная функция многолучевого канала описывается матрицей H :

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \dots & h_{MN} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где h_{ij} – передаточная функция между i -й передающей и j -й приемной антенной.

Сигналы, принятые антеннами на приемном конце линии связи, связаны с сигналами на передающем конце матричным соотношением

$$U_R = H \times U_T. \quad (3)$$

Определить, какие сигналы были переданы можно с помощью устройства, установленного на приемной стороне системы связи и решающего систему из N линейных уравнений с N неизвестными. В матричной форме решение имеет вид

$$\mathbf{U}_T = \mathbf{H}^{-1} \times \mathbf{U}_R. \quad (4)$$

Для решения задачи необходимо знать матрицу передачи \mathbf{H} . Значения элементов матрицы \mathbf{H} можно определить, посылая известный тестовый сигнал поочередно через каждую из передающих антенн при выключенных остальных и измеряя уровни сигнала на всех приемных антеннах в каждом случае.

При наличии препятствий, отражающих радиоволны в пространстве между передающими и приемными антеннами, возникает ряд эффектов, усложняющих решение задачи и требующих специальных мер борьбы с ними, таких, как увеличение числа приемных антенн, мультиплексирование посредством ортогональных поднесущих OFDM, с числом поднесущих до ста и более, специально вводимые фазовые задержки в каждом из передающих каналов, специальные методы кодирования и т.д. Введение OFDM в свою очередь позволяет дополнительно увеличить пропускную способность системы связи за счет расширения полосы частот занимаемой системой связи. В таких системах может одновременно использоваться пространственное, частотное, временное и кодовое разделение каналов. Более того, известны MIMO системы с поляризационным разделением каналов.

Многочувствительность, возникающая при наличии препятствий на пути распространения радиоволн, как недостаток рассматриваемых систем, может играть и положительную роль. Если использовать некоторые из этих лучей как рабочие, то можно получить пространственное разделение каналов при малых расстояниях между антенными элементами, что невозможно при классическом пространственном разделении.

Рассмотрим пространственное разделение в системах MIMO без учета возможных препятствий на пути распространения радиоволн при использовании основных лучей антенн.

Отметим, что в настоящее время известны также методы пространственного разделения каналов на основе методов углового «сверхразрешения», например с использованием нелинейных математических операций типа процедуры Кейпона при цифровом формировании диаграмм направленности приемных антенн. В данной работе эти методы не используются.

С учетом сказанного примем для идентичных антенн с одинаковой мощностью излучения на передающем конце системы связи $P_{11} = P_{22} = \dots = P_{NN} = P_0$.

Диагональные элементы матрицы можно принять равными, а для небольших расстояний между передающей и приемной антенными системами, если не учитывать потери в среде распространения эти элементы будут удовлетворять условию $h_{11} = h_{22} = \dots = h_{NN} = 1$, $h_{ij} = h_{ji}$.

Согласно теореме Шеннона пропускная способность на единицу полосы пропускания системы MIMO $N \times N$ может быть определена из соотношения

$$C = N \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{ш} + P_{пом}} \right), \quad (5)$$

где P_c – мощность сигнала в приемном устройстве; $P_{ш}$ – мощность шума в приемном устройстве; $P_{пом}$ – мощность перекрестных помех в приемном устройстве; N – количество пространственно разнесенных каналов.

С учетом принятых выше условий формула для пропускной способности примет вид

$$C = N \log_2 \left(1 + \frac{P_0}{P_{ш} + P_0 \sum_{i=2}^N h_{i1}^2} \right). \quad (6)$$

Исследуем MIMO систему 2x2, работающую в диапазоне 5 ГГц. Уровень сигнала на приеме в каждой антенне приемника составляет -60 дБм, при ОСЦ равном 30 дБ. Графики

зависимостей пропускной способности ММО системы 2x2 от степени подавления перекрестных влияний для различных значений коэффициента h_{12} приведены на рис. 2.

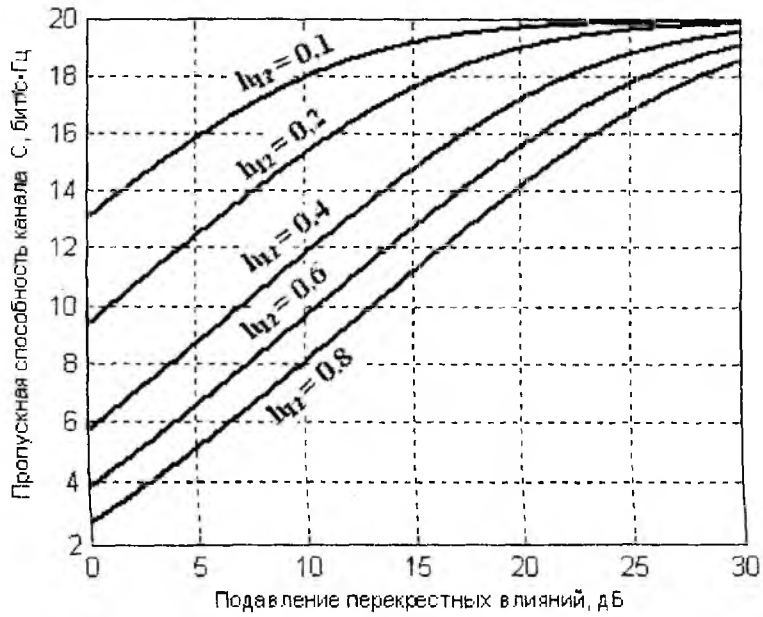


Рис. 2

При увеличении расстояния между приемными и передающими антеннами радиосистемы уменьшается уровень сигнала на приеме, что в свою очередь приводит к уменьшению ОСШ приема. Поэтому представляет практический интерес исследование влияния на пропускную способность ММО системы подавления перекрестных влияний при различных ОСШ на приеме, в том числе и для случаев, когда уровень сигнала соизмерим с уровнем шумов. Уровень шумов в приемном устройстве будем считать постоянным. На рис. 3 приведены зависимости пропускной способности ММО системы 2x2 от степени подавления перекрестных влияний для различных значений ОСШ на приеме. Коэффициенты влияния $h_{12} = h_{21} = 0,8$.

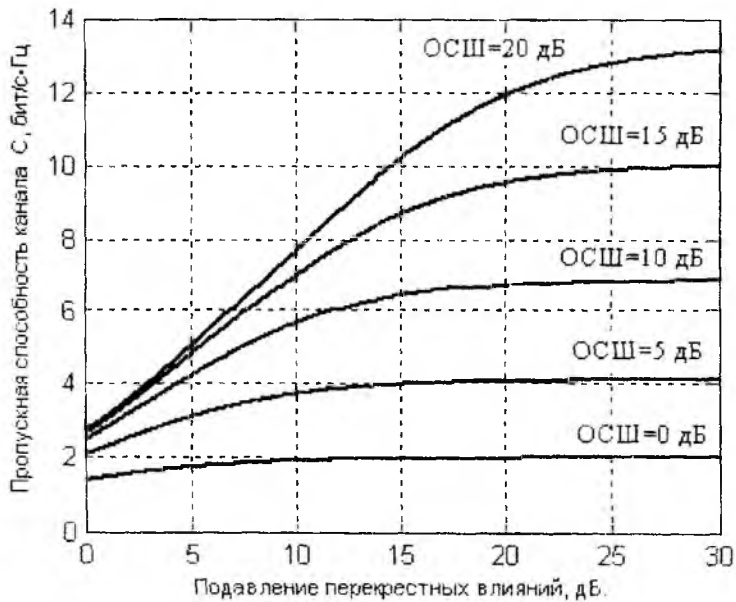


Рис. 3

Коэффициенты влияния h_{ij} матрицы \mathbf{H} в ММО системе зависят от целого ряда факторов:

- диаграммы направленности антенных элементов;
- расстояния между антенными элементами d/λ ;

- расстояния между передающими и приемными антеннами L ;
- наличия и характеристик препятствий на пути распространения радиоволн между передающими и приемными антенными системами.

Последняя составляющая влияния носит, как правило, вероятностный характер и в данном исследовании не учитывается.

Серьезной проблемой при создании MIMO систем является решение задачи снижения коэффициентов перекрестных влияний h_{ij} при приемлемых габаритах антенных систем. Уменьшение расстояния между антенными элементами d/λ (рис. 4) приводит к увеличению коэффициентов влияния h_{ij} . В пределе коэффициенты h_{ij} стремятся к h_{ii} . В этом случае, решить задачу различения переданных сигналов на приеме невозможно. Уже при малых различиях между коэффициентами h_{ij} и h_{ii} задача может быть решена, однако из-за наличия в системе связи шумов и помех могут возникать ошибки. Поэтому для повышения надежности в работе решающей системы следует увеличивать степень различия между коэффициентами h_{ii} и h_{ij} .

Если задать приемлемые для решения значения h_{ij} , то уменьшения расстояния между антенными элементами d/λ и, соответственно, общих размеров антенной системы можно достичь за счет использования высоконаправленных антенных элементов.

В случае поверхностных антенн наиболее узкий луч имеет антенна с равномерно возбужденным раскрывом, хотя при этом наиболее высок уровень бокового излучения. Реальные антенны имеют распределения поля в раскрыве отличные от равномерного и, соответственно, более широкие диаграммы направленности. Функции распределения поля в раскрыве и, соответственно, диаграммы направленности в дальней зоне зависит от типа антенны. С целью исследования предельно достижимых возможностей пространственного разделения сигналов по рассматриваемой схеме рассмотрим идеальную антенну с равномерным возбуждением раскрыва.

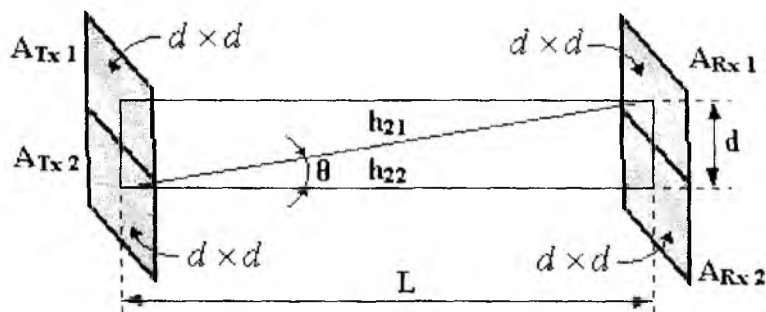


Рис. 4

Исследуем зависимости коэффициента влияния h_{12} для двухэлементной MIMO системы с ограничениями, принятыми ранее, и поверхностными антеннами с плоскими квадратными раскрывами размера $d \times d$ (рис. 4) от расстояния между антенными элементами d/λ (рис. 5). Нормированная диаграмма направленности такого антенного элемента вычисляется по формуле [5]

$$F_i(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{kd}{2} \sin \theta\right)}{\frac{kd}{2} \sin \theta}, \quad (7)$$

где $k = 2\pi/\lambda$.

Снижение коэффициентов влияния можно достичь при переходе на более высокие частоты. Следует обратить внимание на возможность подавления h_{ij} за счет подбора значений d/λ , при котором нули диаграммы направленности имеют место при угле $\theta = \arctg(d/L)$ или

за счет синтеза диаграмм направленности антенн с нулями в направлении лучей влияния. Однако это решение неустойчиво из-за быстрого изменения функции $F_i(\theta)$ в окрестности нулей диаграммы направленности (рис. 6).

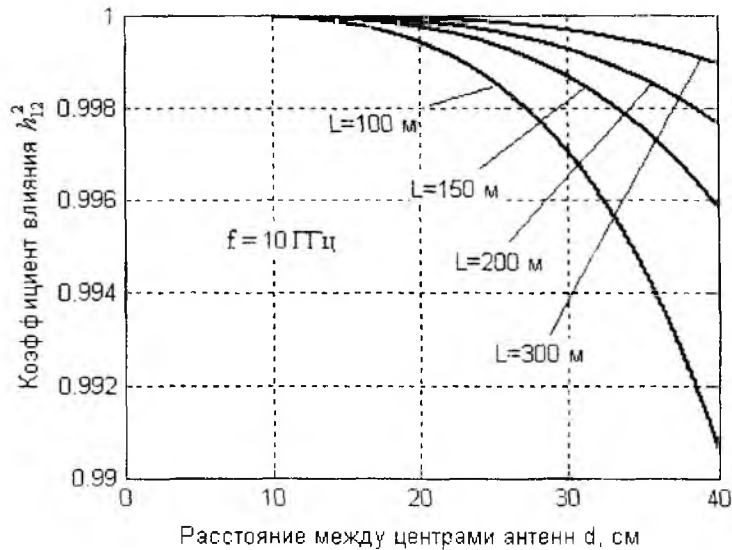


Рис. 5

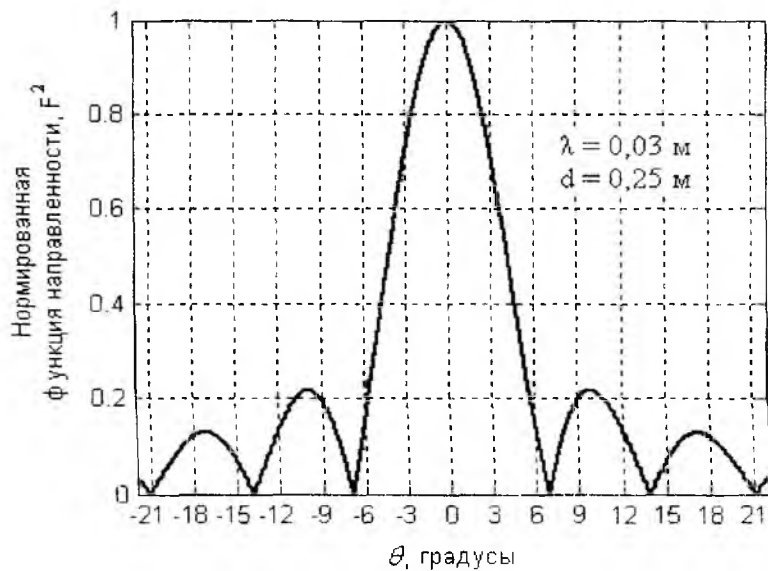


Рис. 6

Выводы

1. Подавление перекрестных помех повышает пропускную способность MIMO системы, причем наиболее эффективное подавление наблюдается при достаточно небольших уровнях подавления, так при $h_{12} = 0,8$ подавление на 5 дБ позволит увеличить пропускную способность примерно в 1,5 раза.
2. При больших уровнях подавления перекрестных влияний пропускная способность стремится к постоянной величине определяемой только отношением сигнал/шум.
3. Эффективность подавления перекрестных влияний падает при малых значениях коэффициента h_{12} . При $h_{12} = 0,1$ пропускная способность MIMO системы 2x2 может увеличиться в 1,5 раза только при сильном подавлении перекрестных помех, равном 30 дБ.

4. На больших расстояниях от передатчика при малом ОСШ пропускная способность MIMO системы существенно снижается и подавление перекрестных помех в этом случае слабо влияет на пропускную способность системы.

5. Уменьшить коэффициенты влияния h_{ij} можно за счет увеличения расстояния между антенными элементами, причем это влияние увеличивается при малых длинах линий связи.

6. Существенного снижения коэффициентов влияния h_{ij} можно достичь при переходе на высокие рабочие частоты.

7. Можно предложить подавление коэффициентов влияния h_{ij} за счет подбора расстояния между антенными элементами d/λ или синтеза диаграммы направленности отдельных антенных элементов с нулями в направлении лучей влияния. Однако такое решение неустойчиво из-за быстрого изменения функции $F_i(\theta)$ в окрестности нулей диаграммы направленности. Устойчивость можно обеспечить за счет введения специальной системы адаптивной компенсации флуктуаций положения нуля.

Список литературы: 1. *Gesbert D., Bölcskei H., Gore D.A. et al.* Outdoor MIMO Wireless Channels: Models and Performance Prediction // IEEE Trans. Comm., Dec 2002, Vol. 50. No. 12, pp. 1926-1934. 2. *Salvekar A., Sandhu S., et al.* Multiple-Antenna Technology in WiMax Systems // Intel Technology Journal, Vol. 8. No. 3, 2004. 3. *Кувшинов О.В. Міночкін Д.А.* Оцінка ефективності систем радіодоступа з технологією MIMO // Зб. праць ВІТІ НТУУ КПІ. 2006. №1. С. 55-59. 4. *Ермолаев В.Т., Аверин И.М.* и др. Влияние ошибок оценки канальной матрицы на пропускную способность MIMO систем с параллельной передачей информации // Труды науч. конф. по радиофизике. НГТУ. 2002. 5. *Воскресенский Д.И. Гостюхин В.Л.* Антенны и устройства СВЧ. М.: Изд-во МАИ, 1999. 528 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.11.2007

АКТИВНОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННО-ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО РЕСУРСА В ЗАДАЧАХ РАДИОДОСТУПА

Традиционными методами радиодоступа в системах сотовой, радиорелейной, спутниковой связи, в системах Wi-Fi, Wi-Max являются:

1. Частотный доступ (frequency division – FD). Пользователям выделяются определенные участки в полосе частот.

2. Временной доступ (time division – TD). Пользователям выделяются соответствующие периодические или случайные временные интервалы.

3. Кодовый доступ (code division – CD). Пользователям выделяются определенные элементы из набора ортогональных (или почти ортогональных) кодовых комбинаций, которые совместно занимают всю выделенную полосу частот. В этом случае каждый абонент передает свои сигналы с особым кодом одновременно в общей полосе частот, а их разделение происходит по форме и содержанию кода.

Наряду с этими, все большую популярность приобретают:

1. Пространственный доступ (space division – SD), или повторное пространственное использование частот. Доступ реализуется с помощью многолучевых антенн (МЛА), которые излучают радиосигналы лишь в направлении определенного пользователя, который подал заявку.

2. Поляризационный доступ (polarization division – PD), или повторное поляризационное использование частот. Для разделения сигналов применяются ортогональные поляризации на передаче и на приеме радиосигналов.

Следует заметить, что в задачах доступа пространственно-поляризационные параметры лишь за последнее время стали приобретать популярность в связи с дефицитом частотного ресурса. Сложность их активного использования в этих задачах была связана с необходимостью разработки соответствующих специфических конструкций антенн и соответственно увеличения габаритных размеров приемо-передаточных устройств. Однако технологии создания антенных решеток с использованием эффективных адаптивных алгоритмов обработки векторных пространственно-поляризационных сигналов приобретают особое значение.

При использовании SD и PD удастся решить ряд практически важных задач, среди которых: множественность доступа, что в литературе называют MIMO (многие входы – многие выходы), повторное использование частот, повышения энергетики радиолинии, обеспечение высокой помехозащищенности и другое.

Метод пространственно-временного доступа

Известный достаточно простой алгоритм функционирования точки доступа или базовой станции с пространственно-временным доступом. Процедура предоставления ресурса станции состоит из четырех основных этапов:

1. Прием заявки от абонента. Эта заявка принимается ненаправленной или слабо направленной антенной. Одновременно определяется направление прихода сигнала заявки.

2. В направлении абонента, который посылает вызов, устанавливается узкий луч МЛА.

3. Проводится поиск вызываемого абонента в пределах действия роуминга ненаправленными антеннами базовых станций. После ответа этого абонента в его направлении также устанавливается узкий луч МЛА этой или другой базовой станции.

4. Обеспечивается связь между абонентами, а в конце сеанса установленные лучи убираются или переориентируются на других абонентов.

Чаще всего апертура МЛА выполняется в виде дискретных антенных элементов, каждый из которых имеет свою функцию излучения, $\psi_i(u)$, $u = \pi d \sin \theta / \lambda$. Такая дискретная антенна носит название антенной решетки (АР) [1,2,3].

Результирующая диаграмма направленности (ДН) АР, которая образована МЛА, представляется в виде

$$G(u) = \sum_{i=1}^N w_i \psi_i(u), \quad (1)$$

где w_i – комплексный весовой коэффициент, обеспечивающий управление амплитудой и фазой.

Управление лучами такой МЛА осуществляется за счет изменения параметров взвешивающих (весовых) коэффициентов, которые включены в цепь каждого антенного элемента АР.

Рассмотренный механизм создания необходимой ДН (1) достаточно универсальный в том смысле, что по такой схеме выполняются практически все пространственно-поляризационные задачи в АР: создание МЛА, разнесенный прием, адаптивный прием, адаптивная компенсация помех (АКП), работа адаптивных антенных решеток (ААР), фазиремых АР (ФАР), множественный доступ, все эти и другие задачи, которые объединяются под брендом ММО. Пример электрической схемы таких антенных решеток представлен на рис. 1.

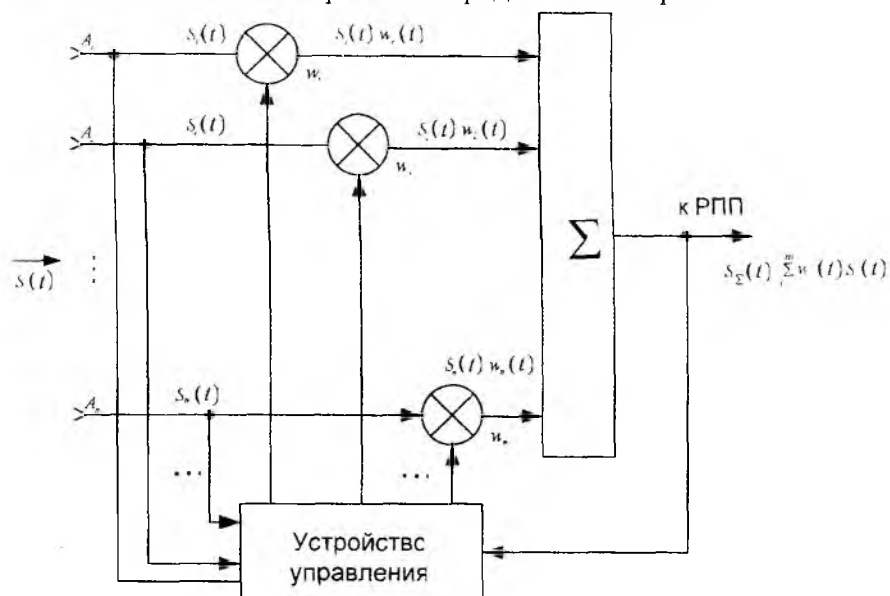


Рис. 1

Поляризация в задачах доступа

Особое значение имеют задачи доступа с использованием поляризационных параметров сигналов и антенн. Поляризация определяется той мнимой фигурой, которую рисует конец вектора напряженности электрического поля сигнала, что излучается соответствующей антенной на плоскости, перпендикулярной направлению распространения. Так, линейная антенна, штыревого типа излучает линейную поляризацию (горизонтальную, вертикальную или с наклоном). Можно с помощью более сложных антенн создать круговую или эллиптическую поляризацию [2].

Антенна может быть согласована с сигналом по поляризации и тогда выделяется максимальный принятый сигнал (согласован по поляризации прием сигналов), который характеризуется уровнем Π в точке приема. Другой крайний случай: сигнал может оказаться ортогональным по отношению к поляризации антенны (например, антенна горизонтально поляризованная, а сигнал имеет вертикальную линейную поляризацию).

В общем случае между поляризацией антенны и сигнала образуется некоторый угол $\gamma = 2\gamma_{\Pi}$. При этом мощность принятого сигнала $P_{\text{пр}} = \Pi \cdot S_{\text{эф}}$, на выходе антенны с эффек-

тивной площадью $S_{\text{эф}}$ зависит как от указанного угла γ_{Π} , так и от степени поляризации этого сигнала m_{Π} [2]:

$$P_{\text{пр. вых}} = 0.5P_{\text{пр}} (1 - m_{\Pi}) + m_{\Pi}P_{\text{пр}} \cos^2 \frac{\gamma_{\Pi}}{2}.$$

Из данной формулы выходит, что при неполяризованном, или же хаотически поляризованном сигнале, когда $m_{\Pi} = 0$, на выходе антенны уровень этого сигнала $P_{\text{пр. вых}} = 0.5P_{\text{пр}}$ и этот уровень не зависит от вида поляризации антенны. Другими словами: при какой-нибудь антенне можно принять только половину уровня неполяризованного сигнала. В другом крайнем случае, когда сигнал полностью поляризован, при $m_{\Pi} = 1$, можно выбрать поляризацию антенны так, что на ее выходе будет выделена вся мощность сигнала (при $\cos^2 \frac{\gamma_{\Pi}}{2} = 1$ когда $\gamma_{\Pi} = 0$). То есть, при $\gamma_{\Pi} = 0$ имеем согласованный по поляризации прием. При этом максимизируется функция

$$\sum_{i=1}^N w_i \psi_i(n) \rightarrow \max, N = 2. \quad (2)$$

В данном случае $N = 2$ означает, что для создания любой или изменяемой поляризации необходимо по крайней мере 2 антенных элемента.

Очевидно при других значениях w_i существуют условия, когда функция (1) принимает также и нулевое значение:

$$\sum_{i=1}^N w_i \psi_i(n) \rightarrow 0, N = 2. \quad (3)$$

Данное условие (3) характеризует наличие «нулевых» поляризаций, ортогональных по отношению к сигналам. Такая ортогонализация используется при подавлении помех, при их поляризационной режекции, при рассмотрении сигналов с ортогональными поляризациями.

Кроме задач поляризационного согласования с полезным сигналом и поляризационной режекцией помех, поляризация используется и при решении других важных задач, к числу которых следует отнести [2]:

- повторное использование частот, когда на двух ортогональных поляризациях передаются независимые информационные потоки, что позволяет вдвое увеличить производительность элемента доступа;

- поляризационную модуляцию и демодуляцию сигналов, когда, например, "1" передается вертикальной поляризацией, а "0" – горизонтальной. Такое решение весьма конструктивно, поскольку процесс модуляции осуществляется не в радиотракте передачи, а непосредственно в антенне;

- прием при разносе по поляризации. Такая задача особенно эффективна в многолучевых радиоканалах типа каналов сотовой, транкинговой связи. При этом реализовать данный разнесенный прием можно и в абонентской станции, потому что за счет компактности двух ортогонально поляризуемых антенн, размещенных в одном электрическом центре, можно сберечь существующие габариты самой мобильной абонентской станции;

- адаптивный по поляризации прием, когда имеющиеся поляризационные изменения параметров сигналов или помех соответственно отслеживаются поляризацией приемной станции.

Адаптация в задачах доступа

Адаптацию можно определить, как процесс оптимизации соответствующего алгоритма к переменным и случайным во времени внешним влияниям. Относительно задач доступа такими внешними влияниями являются:

- помеховые действия со стороны других радиоэлектронных систем, источников искусственного или естественного происхождения;
- влияния со стороны среды распространения радиосигналов, что приводят к случайным изменениям параметров принятых сигналов, к их замираниям;
- случайность и нестационарность трафика, что требует соответствующего реагирования со стороны технологии управления на уровне доступа с целью обеспечения необходимого уровня обслуживания LMS.

Подавление помех. Адаптивные антенные решетки

Процесс подавления помех на приемной стороне с помощью адаптивных антенных решеток (ААР) заключается в том, чтобы в направлениях прихода этих помех $S^{(П)}$ образовать «нули» ДН, чтобы выполнялось условие [1]:

$$\sum_{i=1}^N w_i(t) \dot{S}_i^{(П)}(t) \xrightarrow{w_i} 0, \quad N = 1, 2, \dots, N, \quad (4)$$

где $\dot{S}_i^{(П)}(t)$ – помеховые сигналы, принятые антенными элементами. Предусматривается, что входит в принятую антеннами реализацию аддитивно:

$$\bar{y}(t) = \bar{S}^{(К)}(t) + \bar{S}^{(З)}(t) + \bar{S}^{(ш)}(t),$$

где индексы "С", "П" и "Ш" относятся в соответствии к полезным информационным сигналам, сигналам помехи и шуму.

Решение этой задачи достигается при соответствующем управлении векторами весовых

коэффициентов (ВВК): $\vec{w}(t) = (w_1(t), \dots, w_N(t))^T$.

Устройство управления ВВК, где эта адаптивная процедура реализуется, является оптимальным алгоритмом оценки этого ВВК. Исторически первым, достаточно простым, является алгоритм Уидроу:

$$\frac{d \vec{w}(t)}{dt} = \mu \left[\dot{y}_s(t) \vec{w}(t) - \dot{y}_c(t) \right] \bar{y}(t), \quad (5)$$

где $\dot{y}_s(t)$ – некоторый эталонный сигнал, желаемый для приема, идентичный по структуре с полезным сигналом; $\mu \leq 1$ – коэффициент сходимости данной градиентной процедуры;

$\vec{w}(t)$ – оценка ВВК, оптимальная по критерию минимума среднего квадрата разницы принятого сигнала $\bar{S}^{(С)}(t)$ от эталона $\dot{y}_s(t)$.

Алгоритм на практике реализуется в дискретном виде:

$$\vec{w}(k+1) = \vec{w}(k) + \mu(k+1) \left[\dot{y}_s(k) \vec{w}(k) - \dot{y}_c(k) \right] \dot{y}_s(k),$$

где μ и y_s – те же, что и в (5).

Исследования показывают, что уровень подавления помех может достигать 20...30 дБ и больше. Этого часто вполне достаточно для обеспечения устойчивой связи у радиолинии, направленной к точке доступа, базовой станции или радиорелейной линии.

Другим адаптивным алгоритмом назначения для подавления помех, также предложенным Уидроу, есть адаптивный компенсатор помех (АКП). Для его реализации необходимо создать опорный канал приема, свободный от полезного информационного сигнала, когда $\bar{S}^{(С)}(t) \rightarrow 0$:

$$y_{он}(t) = \bar{S}^{(С)}(t) + \bar{S}^{(Ш)}(t).$$

Более общими являются адаптивные алгоритмы ААР и АКП, синтезированные с использованием методов переменных состояния на базе процедур Калмана-Бьюси, или с использованием марковской теории нелинейной фильтрации [2].

Борьба с многолучевостью в радиолиниях доступа

В радиолиниях доступа сотовой, транкинговой, пейджинговой связи, в технологиях Wi-Fi, Wi-Max за счет перемещения объектов связи, движений окружающих предметов, людей возникают быстрые замирания сигналов, вызванные многолучевостью, повторным отражением от подвижных предметов. Опыт показывает, что статистическая структура таких замирающих сигналов разная в разных точках пространства, а их поляризация – случайно изменяется. Этот факт может быть использован для повышения надежности связи. Он дает возможность рекомендовать методы разнесенного приема по пространству и (или) по поляризации.

Из теории связи известно, что разнесенный прием тем более эффективный, чем более независимыми будут сигналы в разнесенных каналах [4].

Таким образом, возникают три важные задачи.

Первая задача: получение нескольких (двух или более) независимых реализаций принятого сигнала. Для этого могут быть использованы два сигнала, которые приняты ортогонально поляризованными антеннами, два или более сигналов, принятых антеннами в разных точках пространства, разнесенных на расстояние $d \geq (10 \dots 100)\lambda$, сигналы, разнесенные по частоте на интервал $\Delta f \geq 1 \dots 1,5$ МГц. Метод разноса по углу прихода сигнала лишь упоминается в литературе, он нигде реализован не был. Разнос по времени реализуется в виде использования широкополосных сигналов (ШПС) за счет прямого расширения спектра DSSS либо псевдослучайной перестройки рабочей частоты (ППРЧ), либо FHSS.

Вторая задача: сложение разнесенных сигналов. Она может быть решена либо с учетом (при синфазном сложении), либо без учета фазы несущей частоты (т.н. додетекторное и последетекторное сложение). Синфазное (додетекторное) сложение более эффективно. Так, при сложении двух сигналов с напряжением U_1 и U_2 , что различаются по фазе на угол φ получаем суммарную мощность:

$$P_{\Sigma} \approx (U_1 + U_2)^2 = U_1^2 + U_2^2 + 2U_1 U_2 \cos \varphi.$$

Очевидно, при синфазном сложении, когда $\cos \varphi = 0$, получаем $P_{\Sigma} \approx P_1 + P_2 + 2P_1 = 4P_0$. Если же фазу не учитывать, то третье слагаемое необходимо отбросить и $P_{\Sigma} \approx 2P$.

Несмотря на потерю мощности в 2 раза последетекторное сложение (без учета фазы) используют там, где необходимо максимально упростить схемные решения. Синфазное же сложение требует дополнительных схемотехнических решений и синхронизации высокочастотных слагаемых сигналов.

Третья задача: определение весовых коэффициентов слагаемых сигналов, потому что от этого в значительной степени зависит отношение сигнал/шум результирующего сигнала S_{Σ} . Так, можно сложить все сигналы с одним и тем же весом, например $w_i = 1$ для всех ветвей разноса (т.н. линейное сложение). В этом случае те ветви, где сигнал мал, дадут вклад лишь в рост уровня шума. Другое решение: можно каждый момент времени выбирать лишь одну ветвь, где полезный сигнал максимален (т.н. автовыбор), но при этом будут отброшены ветви, где сигналы несколько меньше, и они могли бы дать положительный вклад в общий итог.

Можно показать, что наилучшим, оптимальным, будет сложение с весом, пропорциональным уровню полезного сигнала в каждом i -канале (т.н. квадратичное сложение). В этом случае исходный сигнал S_{Σ} представляется в виде

$$S_{\Sigma} = \sum_{i=1}^N w_i \psi_i(n) = \sum_{i=1}^N w_i \dot{S}_i(t) = \sum_{i=1}^N S_i^{(C)}(t) \dot{S}_i(t), \quad (6)$$

где $w_i = \dot{S}_i^{(C)}(t)$.

Эффективность приема разнесенных сигналов зависит от числа ветвей разнесения (с увеличением их количества – качество приема растет). Эффективность растет также оттого, насколько независимые сигналы в этих ветвях разнесения.

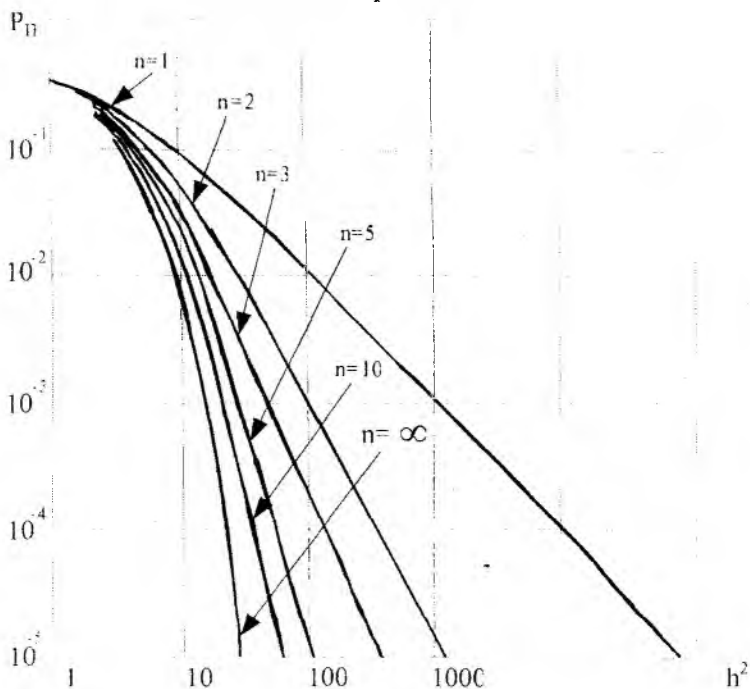


Рис. 2

Наибольший вклад приносит переход от одиночного ($n = 1$) к ($n = 2$) двукратному приему, все последующие добавки количества ветвей разнесения также добавляют качества приему, но все меньший (рис. 2).

Прием некоррелированных ($r = 0$) разнесенных сигналов, дает заметный выигрыш, по отношению к коррелированным ($r = 1$). Даже в каналах с достаточно высокой корреляцией – этот выигрыш все же есть. Таким образом, разнесенный прием имеет смысл использовать даже в тех случаях, когда между разнесенными каналами имеется значительная корреляция.

За последние годы все больше фирм, которые заняты изготовлением телекоммуникационного оборудования, ученых, специалистов обращают внимание на необходимость использования пространственно-поляризационных ресурсов для обеспечения высокого качества решения задач доступа в разных технологиях, которые согласованы с концепцией создания фиксированно-мобильных систем (FMS).

Список литературы: 1. *Проблемы антенной техники.* / Под ред. Л.Д.Бахраха и Д.И.Воскресенского. М.: Радио и связь, 1990. 680 с. 2. *Родимов А.П., Поповский В.В.* Статическая теория поляризационно-временной обработки сигналов. М.: Радио и связь, 1984. 278 с. 3. *Минкович Б.Н., Яковлев В.П.* Теория синтеза антенн. М.: Сов.радио, 1969. 296 с. 4. *Багатоканальний електрозв'язок та телекомунікаційні технології* / За ред. В.В. Поповського. Х.: СМІТ, 2003. 512 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 07.11.2007

АЛГОРИТМИ РЕСТАВРАЦІЇ ДЕФОКУСОВАНИХ ЗОБРАЖЕНЬ

Вступ

Проблема реставрації спотворених (в тому числі розфокусованих) зображень виникає в задачах пошуку и знаходження реперних об'єктів [1-2], оскільки запропоновані в роботах [1-2] методи суттєвим чином спираються на властивості спектра оригіналу.

В роботі [3] запропоновано спосіб усунення спотворень, що зумовлені наявністю аерозольних часток у приземному шарі атмосфери (димки, півпрозорі тумани, дим) і вказано, що для повного вирішення поставленої задачі необхідно провести реставрацію розмиття, що зумовлено процесами турбулентності.

Як відомо [4], процес реставрації зображень полягає в реконструкції оригіналу із спотвореного зображення. У класичних лінійних системах функція розмиття вважається заданою, і процес спотворення інвертується за допомогою відомих алгоритмів (наприклад, інверсна, псевдоінверсна, вінерівська фільтрація [5]). Ціллю сліпої реставрації є оцінка як істинного зображення, так і характеристик функції розмиття, використовуючи часткову інформацію про систему формування зображення [6] (різні модифікації ітеративних алгоритмів [7-9], а також нові техніки, що базуються на генетичних чи нейромережових алгоритмах – наприклад, “симуляція відпалювання металу” [12]).

Найчастіше приймається, що розмите зображення $f(x, y)$ на виході оптичної системи, нехтуючи адитивним шумом $n(x, y)$, може бути представлено у вигляді двовимірної згортки оригіналу $g(x, y)$ і функції лінійного просторово-інваріантного розмиття $h(x, y)$ (інакше – функції розмиття точки, ФРТ). Тобто

$$g = h * f + n, \quad (1)$$

де $*$ означає операцію двовимірної згортки.

Для практично значимого випадку розмиття внаслідок розфокусування, ФРТ може бути записана як [4-5]

$$h(x, y) = \begin{cases} \frac{1}{\pi r^2}, & x^2 + y^2 \leq r^2, \\ 0, & otherwise \end{cases}, \quad (2)$$

де r – радіус нерізкості.

Таким чином, вирішення задачі реставрації істинного зображення $g(x, y)$ вимагає розв'язання проблеми обертання згортки (інакше – деконволюції). Як вказано у [13], ця задача належить до класу некоректних.

Ціллю даної роботи є побудова ефективної методики реставрації розфокусованих зображень, використовуючи ітеративний алгоритм сліпої деконволюції.

Ітеративний алгоритм сліпої деконволюції

Використовуючи ідеї регуляризації [13] для отримання фізично прийнятних розв'язків рівняння (1), введемо функціонал

$$J(f, h) = \|h * f - g\|^2 + \alpha \cdot \|f\|^2 + \beta \cdot \|h\|^2, \quad (3)$$

де α, β – параметри регуляризації; $\|\dots\|$ – евклідова норма.

Далі зручно перейти до Фур'є-представлення, тоді функціонал (3) можна записати як

$$J(F, H) = |H^* F - G|^2 + \alpha \cdot |F|^2 + \beta \cdot |H|^2, \quad (4)$$

де відповідними великими літерами позначено образи у частотній області.

Мінімум функціоналу (4) знаходимо з умов

$$\frac{\partial J}{\partial F} = 0, \frac{\partial J}{\partial H} = 0, \quad (5)$$

звідки отримуємо для n -ї ітерації:

$$H_{(n+1)} = \frac{F_{(n)}G}{|F_{(n)}|^2 + \alpha} \quad (6)$$

Остання рівність справедлива для моделі ідеального спотворення з нульовою фазою. Оскільки в цьому випадку фази ідеального і спотвореного зображень співпадають, то, аналогічно до (6)

$$F_{(n+1)} = \frac{|H_{(n)}G|}{|H_{(n)}|^2 + \beta} \cdot \frac{G}{|G|} = \frac{|H_{(n)}|}{|H_{(n)}|^2 + \beta} \cdot G. \quad (7)$$

Рівняння (6)-(7) з початковими умовами $F_{(n=0)} = G$, $H_{(n=0)} = 1$ дозволяють вирішити задачу обертання згортки. Вхідними параметрами алгоритму є константи регуляризації α , β і параметр N , що задає максимальну кількість внутрішніх ітерацій.

З практичної точки зору доцільно робити перехід із частотної в просторову область (з можливим використанням умов на невід'ємність зображення і ФРТ), при цьому з'являється додатковий параметр – кількість зовнішніх ітерацій. На рис. 1 представлена блок-схема алгоритму деконволюції.

Розтягування гістограми

Для збільшення інформативності зображення, на наступному етапі проводиться розтягування його гістограми [8], при цьому відкидаються "хвости" в області граничних кольорів. За мінімум a і максимум b приймаються кольори, що відповідають наступним умовам

$$\sum_{c=0}^a hist_c = \gamma \sum_c hist_c, \quad \sum_{c=b}^{255} hist_c = \gamma \sum_c hist_c, \quad (8)$$

де $hist$ – масив гістограми, γ – вхідний параметр (частка від площі зображення).

На рис. 2 представлена блок-схема алгоритму розтягування гістограм.

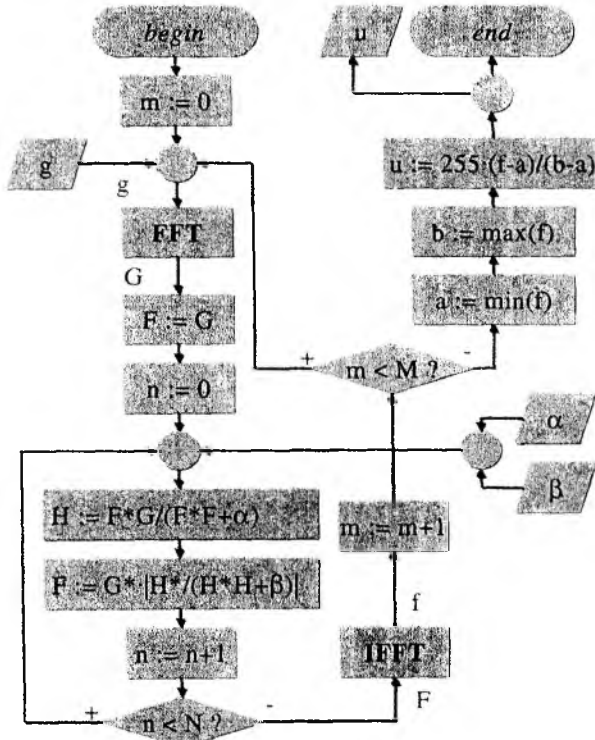


Рис. 1

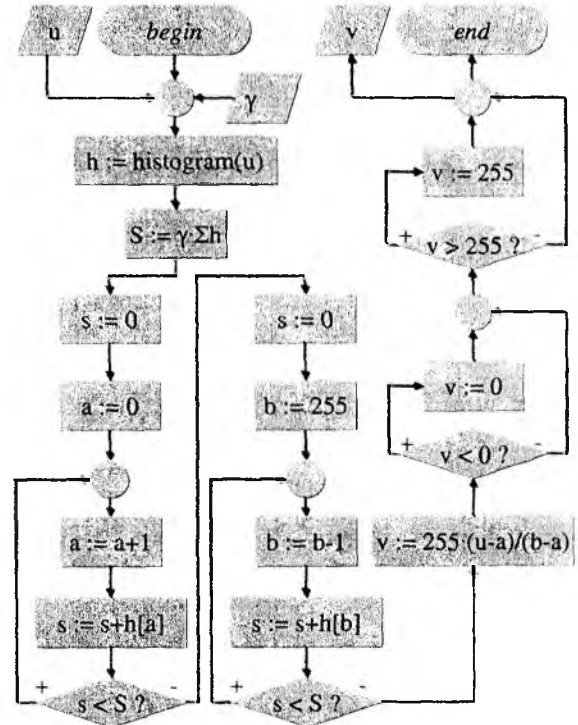


Рис. 2

Отримання синтетичного підсумкового зображення

Оскільки вихідне розмите зображення має ще й адитивну шумову складову, то у відновленому зображенні буде значно підсилено шум на частотах, що відповідають малим значенням Фур'є-образу ФРТ. Методи регуляризації дають прийнятний результат за рахунок втрати якості реставрації.

Оскільки людське око менш чутливе до шуму в області з великими значеннями градієнту зображення (наприклад, контурів), то на останньому етапі обробки знаходиться зважена сума розмитого і опрацьованого зображень. При цьому для кожної точки в якості вагового коефіцієнта вибирається локальна дисперсія (сумарний градієнт у точці можна апроксимувати локальною дисперсією по вікню).

Вхідним параметром є розмір вікна a .

На рис. 3 представлена блок-схема алгоритму отримання синтетичного підсумкового зображення.

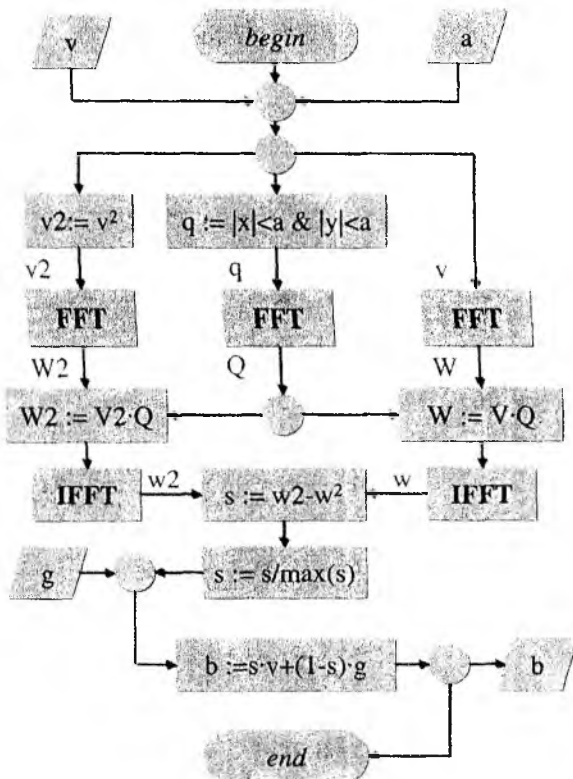


Рис. 3

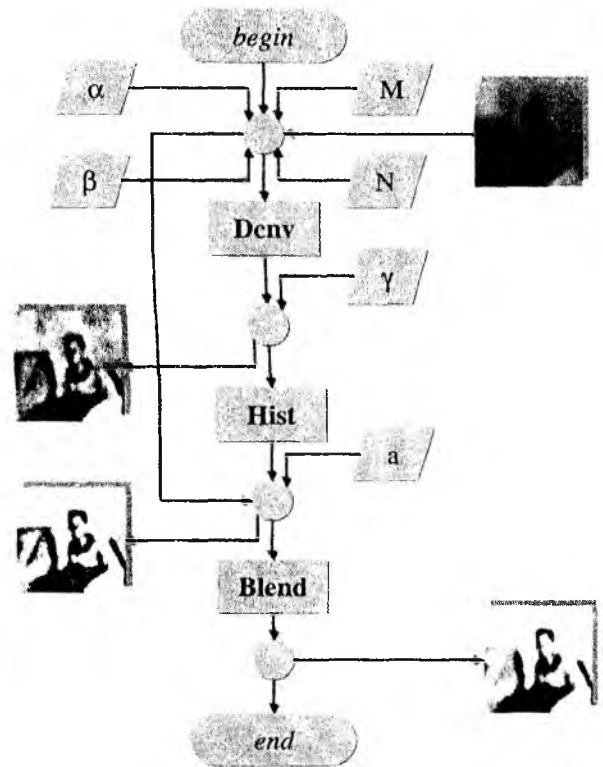


Рис. 4

Повний алгоритм реставрації. Повний алгоритм реставрації, як вказано на рис. 4, складається з наступних етапів:

“Dcnv” – ітеративна сліпа деконволюція;

“Hist” – розтягування гістограм;

“Blend” – одержання зваженої суми вихідного і обробленого зображень.

Результати. Вихідне розфокусоване зображення отримано за допомогою камери DV4400BEX. Параметри застосування алгоритму наведено у табл. 1.

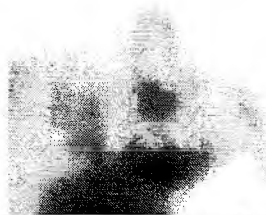
Висновки

Описана схема сліпої реставрації зображень дозволяє суттєво зменшувати розмиття, тим самим реально покращуючи їх. Цікавим є запропонований метод зменшення шумів шляхом зваженого сумування вихідного і деконвольованого зображень.

До певних недоліків слід віднести порівняно високу обчислювальну вартість застосованих алгоритмів (у цьому зв'язку викликає інтерес створення окремої плати спецобчислювача

на базі DSP), а також складність вибору оптимальних параметрів реставрації, що зумовлює напрямки подальших досліджень.

Таблиця 1

Параметр	Значення				
Вихідне зображення					
Кількість ітерацій, $M \times N$	1×5	1×50	1×500	2×25	5×10
Регуляризаційні параметри, $\alpha = \beta$	0.02				
Параметр "обрізання" гистограми, γ	0.01				
Розмір вікна, a	8				

Результати застосування описаного алгоритму реставрації наведено на рис. 5.

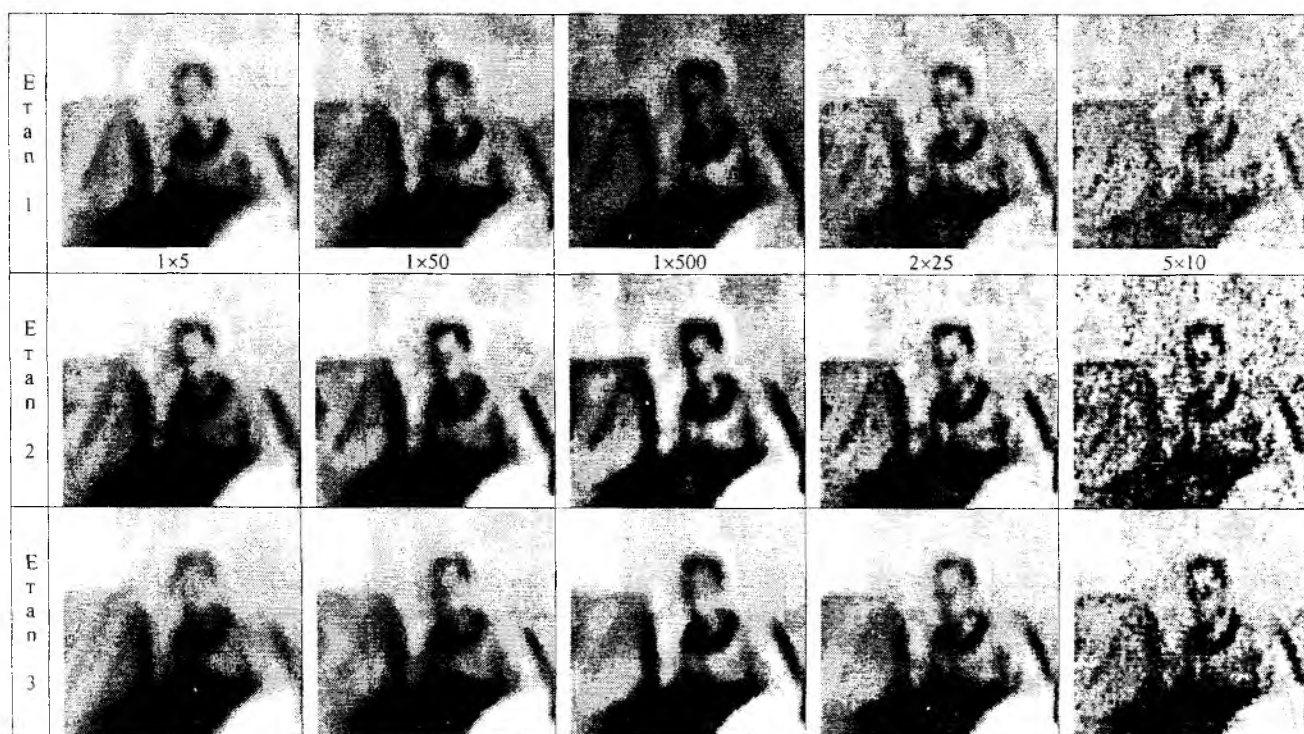


Рис. 5

Список літератури: 1. Худов Г.В., Бутко И.Н., Маковейчук А.Н. Теоретическое обоснование методики выбора реперных объектов на видовых изображениях // *Авиационно-космическая техника и технология*. Х.: ХАИ. 2005. Вып. 2. С. 92-94. 2. Бутко И.Н., Маковейчук А.Н. Спектральный и корреляционный анализ широкополосных участков видовых изображений для решения задач совместного поиска и обнаружения реперных объектов // *Моделювання та інформаційні технології*. К.: НАНУ, ІПМЕ. 2003. Вип. 22. С. 44-48. 3. Маковейчук А.Н. Методы улучшения качества изображений по результатам натуральных экспериментов // *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. 2004. №2(8). С. 38-41. 4. Бейтс Р., Мак-Донелл М. Восстановление и реконструкция изображений: Пер. с англ. М.: Мир, 1989. 336 с. 5. Ярославский Л.П. Цифровая обработка сигналов в оптике и голографии: Введение в цифровую оптику. М.: Радио и связь, 1987. 296 с.: ил. 6. Terebizh V.Yu. Image restoration under minimum of a priori information, *Usp. Fiz. Nauk*, 165, 143 (1995) 7. G. R. Ayers and J. C. Dainty, "Iterative blind deconvolution method and its applications," *Optics Letters*, vol. 13(7), pp. 547-549, July 1988.

8. *D. Kundur and D. Hatzinakos*, "Blind image deconvolution," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 13, pp. 43-64, May 1996. 9. *R. H. T. Bates and H. Jiang*, "Blind deconvolution – recovering the seemingly irrecoverable!," in *International Trends in Optics* (J. W. Goodman ed.), pp. 423-437, 1991. 10. *C. Vural and W. A. Sethares*, Blind Deconvolution of Noisy Blurred Images Via Dispersion Minimization, Proc. 14th IEEE International Conference on Digital Signal Processing, Santorini, Greece, July 2002 11. *C. Vural and W. A. Sethares*, Recursive Blind Image Deconvolution Via Dispersion Minimization, Proc. 14th IEEE International Conference on Digital Signal Processing, Santorini, Greece, July 2002 12. *B. C. McCallum*, "Blind deconvolution by simulated annealing," *Optics Communication*, vol. 75(2), pp. 101-105, Feb. 1990. 13. *Тихонов А.Н., Арсенин В.Я.* Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1979. 288 с.

*Одесская национальная
академия связи им. А.С. Попова*

Поступила в редколлегию 07.11.2007

ПОКАЗАТЕЛИ ДЛЯ ОЦЕНКИ НАДЕЖНОСТИ СИСТЕМ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

Общепринятым стратегическим фактором роста конкурентоспособности любой компании или организации является эффективное применение информационных технологий. Корпоративные системы становятся сегодня одним из главных инструментов управления бизнесом и, фактически, важнейшим средством производства современной компании.

Однако применение информационных технологий немислимо без повышенного внимания к вопросам информационной безопасности. Информация должна быть доступна только тем, кому она предназначена, и скрыта от сторонних наблюдателей. Разрушение информационного ресурса, его временная недоступность или несанкционированное использование могут нанести компании значительный материальный ущерб. Без должной степени защиты информации внедрение информационных технологий может оказаться экономически невыгодным в результате значительного ущерба из-за потерь конфиденциальных данных, хранящихся и обрабатываемых в компьютерных сетях.

Сейчас для защиты компьютерных корпоративных сетей используются многозвенные и многорубежные системы для контроля работоспособности, надежности и управления каждого звена и рубежа, применяются микропроцессорные модули, которые объединяются в многопроцессорную систему. Причем эта система контролирует работу всей системы защиты и в случае отказа одного из модулей обеспечивает за счет перераспределения вычислительной нагрузки, работоспособность и живучесть, как системы обслуживания, так и самой системы защиты информации [1].

Основной особенностью многопроцессорных вычислительных систем обеспечения (МВСО) является модульное построение и доступность любого процессорного модуля к любому модулю памяти, следствием чего является повышенная живучесть. Второй важной особенностью МВСО является зависимость производительности системы от числа процессорных модулей, модулей памяти и каналов связи между собой, звеньями и рубежами системы защиты информации (СЗИ) [1]. Необходимо учитывать при оценке надежности СЗИ то, что СЗИ и МВСО единое целое, т.е. оценивая надежность МВСО, оценивается и надежность СЗИ и наоборот.

Поэтому показатель для оценки надежности СЗИ и одновременно МВСО должен учитывать их перечисленные особенности и в частном случае (когда не допускается снижение производительности) совпадать с показателем для оценки надежности обычной ЭВМ с тем, чтобы он позволял производить сравнительную оценку надежности различных МВС и обычных вычислительных систем. В тоже время СЗИ можно так же считать МВС.

Для анализа системы разработаем математическую модель качества функционирования МВС. Пусть система состоит из n элементов. Состояния каждого i -го элемента ($i = 1, 2, \dots, n$) описывается функцией:

$$X_i(t) = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases},$$

1 – если i -й элемент в момент t работоспособен; 0 – если i -й элемент в момент t неработоспособен.

Состояния МВС в общем случае можно описать вектором:

$$\bar{Z}(t) = \begin{pmatrix} X_1(t) \\ \dots \\ X_n(t) \end{pmatrix}.$$

Обозначим производительность МВС в момент времени t $P_z(t)$, тогда $P_z(t) = P[\bar{Z}(t)]$.

Так как состояние системы $\bar{Z}(t)$ изменяется во времени случайным образом, то процесс $\Pi[\bar{Z}(t)]$ изменения производительности является случайным. Его можно рассматривать как совокупности случайных функций $\{\Pi_z(t)\}$, показывающих применение производительности МВС при всевозможных изменениях ее состояния $Z(t)$ в течение всего периода эксплуатации, или как совокупность случайных величин, зависящих от параметра t .

Случайный процесс $\Pi[\bar{Z}(t)]$ является общей математической моделью качества функционирования МВС.

На основании математической модели выберем показатели качества функционирования МВС. За показатель качества функционирования МВС в момент времени t целесообразно принять наиболее простую функцию, характеризующую случайный процесс изменения производительности МВС. Этой функцией является математическое ожидание случайной функции $\Pi_z(t)$ как среднее по множеству наблюдений случайного процесса $\Pi[\bar{Z}(t)]$ в момент времени t $\Pi(t) = M\{\Pi[\bar{Z}(t)]\}$.

Представляет интерес среднее значение качества функционирования МВС, которое можно выразить в виде $\Pi_{cp} = \sum_{j=1}^N \Pi_j P_j$, где Π_j – производительность МВС в j -м состоянии, P_j – вероятность j -го состояния МВС, N – число состояний МВС, отличающихся производительностью.

Состояние идеальной (в смысле безотказности) МВС описывается вектором $\bar{Z}^0(t) = \begin{pmatrix} 1 \\ \dots \\ 1 \end{pmatrix}$.

Следовательно, для идеальной МВС $\Pi_z^0(t) = M\{\Pi[\bar{Z}^0(t)]\} = \Pi_{max}$, $\Pi_{cp}^0 = \Pi_{max}$, где Π_{max} – максимальная производительность МВС. Сравнительную оценку состояний одной МВС удобно производить с помощью относительного показателя производительности МВС в виде $\alpha(t) = \Pi(t)[\Pi_{max}]^{-1}$, $\alpha_{cp} = \Pi_{cp}(\Pi_{max})^{-1}$.

Наилучшим образом требованиям к показателям для оценки надежности МВС, сформулированным ранее, отвечают следующие показатели:

- переработка на спад производительности ниже уровня α_{mr} (аналог – переработки на отказ) $T_{\alpha_{mr}}$;
- коэффициент готовности к работе с уровнем производительности не ниже α_{mr} (аналог – коэффициент готовности) $K_{\alpha_{mr}}$;
- вероятность сохранения производительности за время t не ниже уровня α_{mr} (аналог – вероятность безотказной работы) $P_{\alpha_{mr}}$;
- среднее время восстановления до уровня не ниже α_{mr} (аналог – среднее время восстановления) $T_{R\alpha_{mr}}$;
- средний уровень производительности (аналогов не имеет) α_{qr} .

На основании проверенного анализа, приступаем к разработке математической модели процесса изменения состояний МВС. Типовая МВС состоит из четырех типов элементов: ядра, процессорных модулей, модулей оперативной памяти, каналов связи.

Пусть состояния МВС отличаются друг от друга уровнем производительности α . Тогда число состояний МВС определяется числом сочетаний безопасных элементов МВС, обеспечивающих различные уровни производительности.

Примем следующие допущения: отказы элементов МВС независимы; потоки отказов и восстановлений элементов МВС простейшие; контроль состояния элементов МВС непрерывный и достоверный; восстановление МВС ограниченное, первым восстанавливается элемент, обеспечивающий восстановление небольшой производительности МВС; неходным состоянием МВС является состояние, обеспечивающее производительность $\alpha = 100\%$ без резервирования.

При принятых допущениях процесс изменения состояний МВС будет дискретным Марковским процессом с непрерывным временем, описываемым системой линейных дифференциальных уравнений.

Для дальнейших рассуждений примем следующие обозначения: $H_{\alpha_{mp}}(a, b)$ – математическое ожидание числа спадов производительности МВС ниже уровня α_{mp} в интервале времени $a \leq t \leq b$; $\omega_{\alpha_{mp}}(t)$ – параметр потока спадов производительности ниже уровня α_{mp} .

Очевидно, что $H_{\alpha_{mp}}(a, b) = H_{\alpha_{mp}}(t_0, b) - H_{\alpha_{mp}}(t_0, a)$, где t_0 – произвольное начало отсчета.

Наработка на спад производительности ниже уровня α_{mp} по аналогии с переработкой на отказ определяется следующим отрезком [2]:

$$T_{\alpha_{mp}}(a, b) = \frac{b - a}{H_{\alpha_{mp}}(t_0, b) - H_{\alpha_{mp}}(t_0, a)}.$$

Используя свойство $H_{\alpha_{mp}}(t_0, b) = \int_{t_0}^b \omega_{\alpha_{mp}}(t) dt$, получим:

$$T_{\alpha_{mp}}(a, b) = (b - a) \left[\int_{t_0}^b \omega_{\alpha_{mp}}(t) dt - \int_{t_0}^a \omega_{\alpha_{mp}}(t) dt \right]^{-1}.$$

При допущениях, которые использовались при описании математической модели процесса изменения состояний МВС, $\omega_{\alpha_{mp}}(t) = \omega_{\alpha_{mp}} = const$, тогда $T_{\alpha_{mp}}(a, b) = T_{\alpha_{mp}} = \omega_{\alpha_{mp}}^{-1}$.

Из множества состояний МВС β выделим подмножество состояний, соответствующих уровню производительности не ниже α_{mp} и обозначим его $\beta_{\alpha_{mp}}$. В подмножестве $\beta_{\alpha_{mp}}$ выделим подмножество состояний МВС, из которых возможен непосредственный переход в состояния МВС с более низким уровнем производительности, и обозначим его $\beta_{\alpha_{mp}}^*$.

С учетом принятых обозначений $\omega_{\alpha_{mp}} = \sum_{i \in \beta_{\alpha_{mp}}^*} \omega_{\alpha_{mp}^i} q_{\alpha_{mp}^i}$, где $\omega_{\alpha_{mp}^i}$ – интенсивность выхода из i -го состояния подмножества $\beta_{\alpha_{mp}}^*$ в состояния МВС с производительностью $\alpha < \alpha_{mp}$; $q_{\alpha_{mp}^i}$ – условная вероятность нахождения МВС в i -м состоянии подмножества $\beta_{\alpha_{mp}}^*$ при условии нахождения МВС в состоянии подмножества $\beta_{\alpha_{mp}}$.

Из определения $q_{\alpha_{mp}^i}$ следует, что

$$q_{\alpha_{mp}^i} = h_{\alpha_{mp}^i} \left(\sum_{j \in \beta_{\alpha_{mp}}} h_{\alpha_{mp}^j} \right)^{-1}, \quad h_{\alpha_{mp}^i} = P_{\alpha_{mp}^i} (P_{\alpha=100\%})^{-1},$$

где $P_{\alpha_{mp}^i}$ – стационарное значение вероятности нахождения МВС в i -м состоянии подмножества $\beta_{\alpha_{mp}}$, $i \in \beta_{\alpha_{mp}}$.

Проведя ряд подстановок, окончательно получаем

$$T_{\alpha_{mp}} = \left[\sum_{i \in \beta_{\alpha_{mp}}} \omega_{\alpha_{mp}^i} h_{\alpha_{mp}^i} \left(\sum_{j \in \beta_{\alpha_{mp}}} h_{\alpha_{mp}^j} \right)^{-1} \right]^{-1} \quad (1)$$

Коэффициент готовности МВС к работе с уровнем производительности не ниже α_{mp} можно определить как вероятность нахождения МВС в произвольный момент времени (без учета плановых простоев) в состоянии с производительностью не ниже α_{mp} . В соответствии с определением и допущениями, принятыми при формировании математической процесса изменения состояний МВС, $K_{\alpha_{mp}} = P_{\alpha=100\%} \times \sum_{i \in \beta_{\alpha_{mp}}} h_{\alpha_{mp}^i}$.

Из условия нормирования $\sum_{i \in \beta_{\alpha_{mp}}} h_{\alpha_{mp}^i} = 1$ следует: $P_{\alpha=100\%} = \left(\sum_{i \in \beta_{\alpha_{mp}}} h_{\alpha_{mp}^i} \right)^{-1}$.

С учетом последнего получаем:

$$K_{\alpha_{mp}} = \sum_{i \in \beta_{\alpha_{mp}}} h_{\alpha_{mp}^i} \times \left(\sum_{j \in \beta_{\alpha_{mp}}} h_{\alpha_{mp}^j} \right)^{-1} \quad (2)$$

При допущениях, принятых ранее, $K_{\alpha_{mp}} = T_{\alpha_{mp}} (T_{\alpha_{mp}} + T_{\beta_{\alpha_{mp}}})^{-1}$, откуда $T_{\beta_{\alpha_{mp}}} = T_{\alpha_{mp}} (1 - K_{\alpha_{mp}}) T_{\alpha_{mp}}^{-1}$.

Если $P_{\alpha_{mp}^i}^*(t)$ – вероятность нахождения МВС в момент времени t в i -м состоянии подмножества $\beta_{\alpha_{mp}}$ после выхода из него, то очевидно следующее: $P_{\alpha_{mp}}(t) = \sum_{i \in \beta_{\alpha_{mp}}} P_{\alpha_{mp}^i}^*(t)$.

Более удобной в инженерной практике является формула [3]

$$P_{\alpha_{mp}}(t) = \exp \left[-t (T_{\alpha_{mp}}^{-1})^{-1} \right],$$

где $T_{\alpha_{mp}}^{-1}$ – средняя переработка до первого спада производительности МВС ниже уровня α_{mp} .

Из известного в теории надежности выражения следует: $T_{\alpha_{mp}}^{-1} = \sum_{i \in \beta_{\alpha_{mp}}} \int_0^{\infty} P_{\alpha_{mp}^i}^*(t) dt$.

Обозначим $C_{\alpha_{mp}^i} = \int_0^{\infty} P_{\alpha_{mp}^i}^*(t) dt = \lim_{s \rightarrow 0} \int_0^{\infty} \exp(-st) \times P_{\alpha_{mp}^i}^*(t) dt$, тогда

$$P_{\alpha_{mp}}(t) = \exp \left[-t \left(\sum_{i \in \beta_{\alpha_{mp}}} C_{\alpha_{mp}^i} \right)^{-1} \right] \quad (3)$$

Средний уровень производительности

$$\alpha_{cp} = \sum_{i \in \beta} \alpha_i P_i = \sum_{i \in \beta} \alpha_i h_i \left(\sum_{j \in \beta} h_j \right)^{-1} \quad (4)$$

Алгоритм решения показателей для оценки надежности МВС:

Шаг 1. Одним из возможных методов (аналитическим, путем моделирования и др.) определяются состояния МВС по сочетаниям отказов элементов, обеспечивающие производительность $\alpha \geq \alpha_{mp}(\beta_{\alpha_{mp}})$, и те состояния, в которые возможен непосредственный переход из подмножества $\beta_{\alpha_{mp}}$, т.е. множество состояний β . Из подмножества $\beta_{\alpha_{mp}}$ выделяются состояния подмножества $\beta_{\alpha_{mp}}^*$.

Шаг 2. Составляется размеченный граф состояний МВС, в узлах которого проставляется номер состояния и производительность системы в этом состоянии (α_i), а по дугам отмечаются интенсивности переходов из одного состояния в другое.

Шаг 3. По графу на основании общепринятого способа [3] составляется система дифференциальных уравнений.

Шаг 4. Для определения $h_{\alpha_i} (i \in \beta_{\alpha})$ в исходной системе уравнений принимается $P_{\alpha_i}(t) = P_{\alpha_i} \frac{\partial P_{\alpha_i}(t)}{\partial t} = 0$, затем все уравнения делятся почленно на $P_{\alpha=100\%}$. Получается система из N алгебраических уравнений относительно h_{α_i} , корни которой используются в формулах (1), (2), (4) для определения показателей $T_{\alpha_{mp}}$, $K_{\alpha_{mp}}$, α_{cp} .

Шаг 5. По формуле (1) вычисляется показатель $T_{\alpha_{mp}}$, по формуле (2) – $K_{\alpha_{mp}}$, по формуле (3) – α_{cp} .

Шаг 6. Для определения $C_{\alpha_{mp}^i}$ в исходной системе дифференциальных уравнений интенсивности возврата в состояния подмножества $\beta_{\alpha_{mp}}^*$ принимаем равным нулю, исключаются уравнения для состояний с $\alpha < \alpha_{cp}$.

В полученной системе переходим от оригиналов к изображениям преобразования Лапласа при исходном состоянии $P_{\alpha=100\%}(0) = 1$, $P_{\alpha_i}(0) = 0$ ($d_i \neq 100\%$, $i \in \beta$).

Устремляем S к нулю. Получаем систему алгебраических уравнений относительно $C_{\alpha_{mp}^i}$. Из полученной системы уравнений определяются $C_{\alpha_{mp}^i} (i \in \beta_{\alpha_{mp}})$, которые используются в формуле (3) для определения показателя $P_{\alpha_{mp}}(t)$.

Предложенный алгоритм позволяет оценить надежность МВС, а также МВСО и СЗИ, тем более что система представляет функционально распределенную систему микропроцессоров. Повышенное внимание к подобным системам объясняется стремительным развитием технологии и возрастанием сложности программного обеспечения. Причем часть микропроцессорных модулей распределенной системы функционально ориентируется на управление процессами, ранее выполняемое программным обеспечением, что позволяет резко повысить общую производительность систем.

Список литературы: 1. *Хорошко В.А.* Вопросы теории и принципов построения вычислительных модулей и перерабатываемых вычислительных структур на их основе // Сб. реф. дисс. К.: АН Украины ИПМЭ, 1992. 50 с. 2. *Соколов А.В., Шаньгин В.Ф.* Защита информации в распределенных нормативных сетях и системах. М.: ДМК пресс, 2002. 656 с. 3. *Андреев В.И., Козлов В.С., Хорошко В.А.* Количественная оценка защищенности технических объектов с учетом их функционирования // Захист інформації. 2004. №2. С. 47–51.

Государственный университет
инфокоммуникационных технологий, г. Киев

Поступила в редколлегию 07.11.2007

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ РЕАЛИЗАЦИИ ФУНКЦИЙ ЗАЩИТЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ, ПОСТРОЕННЫХ НА ОСНОВЕ КОНЦЕПЦИИ AUTONOMIC COMPUTING

Современные телекоммуникационные системы (ТКС) являются нестационарными системами с динамически меняющейся структурой, управляющими информационными потоками за счет перераспределения ресурсов сети. Такие системы достаточно трудно разделить на независимые составляющие, так как процесс адаптации/реструктуризации структуры ТКС в целях оптимального перераспределения ресурсов сети приводит к стиранию четких границ между подсистемами [2, 4].

Новым подходом к построению систем, способных производить реструктуризацию телекоммуникационной сети для обеспечения возможности реализации оптимальных управляющих решений, является идея автономных систем (Autonomic Computing, AC). Они представляют собой совокупность сетевых элементов и программных модулей (ПМ), решающих локально в совокупности единую телекоммуникационную задачу, формируемую координационным центром. AC строятся на основе принципов самоконфигурируемости, самовосстанавливаемости, самозащищенности и самооптимизации; идея использования AC в управлении телекоммуникационными сетями есть решение проблемы продолжения предоставления услуг при частичном или полном разрушении связей внутри системы управления, вызванных отказами сетевых элементов или нарушениями политик безопасности в ТКС [1, 3].

AC представлена множеством пар агент-менеджер, выполняющих сходные или взаимосвязанные задачи без интенсивного информационного обмена с другими AC (рис. 1). AC формируются динамически непосредственно в той части ТКС, где решение сетевых задач (передача, обработка, хранение информации и др.) будет наиболее эффективным по критерию минимума необходимого сетевого ресурса. При правильной организации AC не требуется передачи больших объемов данных по каналам связи, уменьшается загрузка каналов и сетевого оборудования и отпадает потребность в шифровании данных и формировании безопасных каналов с заданными показателями качества обслуживания. AC способны по своей инициативе создавать или присоединять объекты для расширения функциональности, в результате чего возникают угрозы, связанные с загрузкой вредоносного кода, присоединения объектов, обладающих низким показателем надежности функционирования и утечки ресурсов вследствие потери связи AC с остальной частью системы управления.

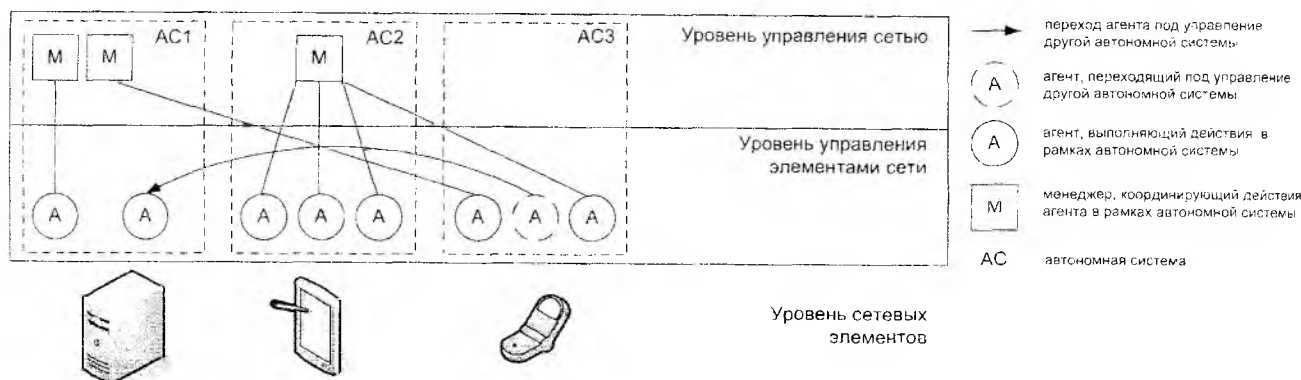


Рис. 1

В таком случае дальнейшее поведение зависит от архитектуры: система либо перестает функционировать, либо распадается на множество AC, которые начинают независимо работать и противодействовать атаке [5, 7]. Нивелирование проблемы продолжения реализации сервисов в системе с некорректно работающими сетевыми элементами или разрушенными межэлементными связями требует решения следующих задач:

- преодоления проблем сложности безопасного сбора информации о состоянии агентов, менеджеров и сетевых элементов, управляемых ими;
- формирования точных оценок показателей надежности объектов, автономных систем и системы управления в целом без применения ресурсоемких процедур сбора информации;
- формирования интегральных оценок характеристик элемента, включающих безопасность, структурную целостность, надежность и отказоустойчивость;
- контроля изменения оценок во времени, когда АС ограничена в возможности обмена информацией с внешней по отношению к ней среде.

Решению этих и сопутствующих им задач посвящена данная работа.

Использование архитектуры автономных систем для создания высоконадежных телекоммуникационных сервисов

Одной из наиболее важных проблем, влияющих на возможность предоставления телекоммуникационных услуг с запрашиваемыми характеристиками качества обслуживания, является проблема обеспечения быстрой реакции ТКС на изменения трафика [4]. Очевидным адекватным решением, обеспечивающим своевременную обработку изменений, является задача динамического, в режиме реального времени, управления информационными потоками за счет перераспределения ресурсов сети. Данное решение находится на основе выборочной статистики и в общем случае обеспечивается при выполнении последовательности операций: наблюдение (измерение) – оценка – управление [4, 8].

Все обозначенные операции эффективно решаются локально с использованием рекурсивных процедур [8], с исключением активного информационного обмена между агентами и менеджерами и нивелированием роли координационного центра, ответственного за выработку глобальных управляющих воздействий. Естественной концепцией разработки таких систем является концепция АС, предложенная Intel и внедряемая многими производителями телекоммуникационного оборудования.

В ТКС важную роль играют характеристики доступности, надежности и структурной целостности систем. Их обеспечение может быть просто реализовано на основе ядра системы управления, построенного по одноранговому принципу [9] и использования ПМ, функционирующих на выбираемых в зависимости от условий задачи и состояния сети серверах приложений или виртуальных машинах [10].

Формирование АС должно быть произведено безопасным образом. Проще всего это реализуется на основе самозащищающихся платформ [5] с использованием криптографических методов защиты – обеспечения конфиденциальности (путем шифрования данных) и целостности (применения электронных цифровых подписей, ЭЦП). При взаимодействии множества объектов общий используемый секрет эффективно вырабатывается из ЭЦП, которые формируются для объектов, входящих в АС, например, с помощью схемы Шамира [6].

При использовании схемы разделения секрета, общий секрет s может формироваться на основе ЭЦП ПМ. Например, для схемы Шамира, где в качестве секрета s выбирается некоторое целое число из диапазона $[0..p-1]$, p – простое число, процедура формирования общего секрета сводится к следующему. Аппаратная платформа (АП) собирает t ЭЦП ПМ $a_1, \dots, a_t \pmod p$, формирует и распределяет i теней $s_i = f(i) \pmod p$, вычисленных для многочлена $f(X) = s + a_1X + \dots + a_tX^t$. Таким образом, $(t+1)$ ПМ могут восстановить секрет s , тогда как t ПМ не могут этого сделать.

Общий секрет должен обновляться либо периодически (например, раз в 5 минут [12]) или по мере появления нового объекта в АС. Процедура обновления предполагает выполнение следующих действий. Каждый ПМ i случайно разыгрывает коэффициенты многочлена $f_i(X)$ степени t , такого что $f_i(0) = 0$. Затем ПМ i посылает АП j значение $s_{ij} = f_i(j) \pmod p$. АП j вычисляет новую тень \hat{s}_j :

$$\hat{s}_j = s_j + s_{1j} + \dots + s_{tj} \pmod p$$

и затем стирает старую. Легко видеть, что новые тени удовлетворяют многочлену степени $\hat{f}(X) = f(X) + f_1(X) + \dots + f_n(X)$ степени t , с секретом s в качестве свободного члена. Процедура гарантирует эффективное противодействие атакам со стороны ПМ, имеющего доступ к памяти сервера приложений, но не способного влиять на его работу.

Отталкиваясь от задач реструктуризации и определения АС [4,5], можно прийти к возможности множественных реализаций АС и различным пространствам состояний моделей реализаций. Любая заданная временная система S может иметь много различных реализаций, а две различные пары семейств реакций системы (\bar{p}) и функций перехода $(\bar{\varphi})$ $(\bar{p}, \bar{\varphi})$ и $(\bar{p}', \bar{\varphi}')$, могут быть динамическими реализациями одной и той же АС. Поскольку динамика поведения системы описывается в терминах изменения ее состояний, т.е. выбор реализации системы должен подразумевать минимальность реализации, т.е. минимальность пространства состояний [11]. Рассмотрим этот момент с позиций алгоритмов реализации АС.

Алгоритм реализации АС S и выбора реализации должен учитывать критерий вероятности работы ТКС в нескомпрометированном состоянии (одно из условий структурной целостности). Критерий вводится одновременно с решением задачи оптимизации, которая формулируется следующим образом [17]: в системе имеется n АС; каждая j -я АС $j \in J = \{1, 2, \dots, n\}$ может находиться в одном из двух состояний: доступности s_j и недоступности \bar{s}_j . В произвольный фиксированный момент времени $t \in T$ система может находиться в одном из 2^n состояний $(s_1, \dots, s_{j-1}, \bar{s}_j, s_{j+1}, \dots, \bar{s}_{j-1}, s_j, s_{j+1}, \dots, s_n)$. Каждое состояние системы характеризуется показателем условной вероятности $P_{i, \dots, j}$ функционирования системы в данном состоянии. Показатель условной вероятности функционирования системы, когда все подсистемы не скомпрометированы и доступны, обозначим P_0 . Задача может формулироваться следующим образом: найти такую реализацию АС, которая удовлетворив ограничениям, могла бы обладать наивысшей доступностью.

Объекты u_{jk} АС характеризуют доступностью функций АС, которая может быть задана множеством вероятностей $p_j(u_{jk})$, $k \in K_j$ ($K_j = \{1, 2, \dots, K_j^*\}$ – множество индексов типов элементов) и технико-экономическими характеристиками $g_{ij}(u_{jk})$ и могут резервироваться с кратностью резервирования $v_{jk} \in [\alpha_{jk}, \beta_{jk}]$, где α_{jk} и β_{jk} – минимальная и максимальная кратности резервирования. Значения вероятностей $p_j(v_j)$ и ресурсов $g_{ij}(v_j)$ на варианте реализации $v_j \in V_j$ j -й АС определяются элементарным составом варианта реализации, кратностями резервирования и числом различных типов входящих в него элементов.

Исследовав конструктивные возможности формирования вариантов АС, сформируем возможные решения

$$\mathfrak{R}_{K_j}^{r_j} = \{k_{l_j}(r_j) = \{k_1^{l_j}, \dots, k_p^{l_j}, \dots, k_{K_j^*}^{l_j}\}, k_p^{l_j} \in K_j, l_j = 1, 2, \dots, C_{[K_j^*]}^{r_j}, r_j \in R_j\}, \quad (1)$$

где $R_j = \{1, 2, \dots, r_j, \dots, k_j^*\}$ – множество длин вариантов реализации j -й подсистемы ($r_j \in R_j$ – длина, т.е. число различных типов элементов, используемых при резервировании). $\mathfrak{R}_{K_j}^{r_j}$ – множество сочетаний по r_j индексов из множества K_j . Для каждого сочетания $k(r_j) \in \mathfrak{R}_{K_j}^{r_j}$ длины r_j определим множество $V_{jk(r_j)}^v = \{v_{jk(r_j)}^v\}$ возможных вариантов $v_{jk(r_j)}^v = (v_{jk_1}^v u_{jk_1}, \dots, v_{jk_p}^v u_{jk_p}, \dots, v_{jk_{K_j^*}}^v u_{jk_{K_j^*}})$ длины r_j . Обозначим $V_j^{r_j} = \bigcup_{k(r_j) \in \mathfrak{R}_{K_j}^{r_j}} V_{jk(r_j)}^v$ – множество вариантов

$v_{jk(r_j)}^v$ длины r_j . Тогда $V_j = \bigcup_{r_j \in R_j} V_j^{r_j}$.

Вероятность нахождения в некомпрометированном состоянии и значения показателей (определяющих структурную целостность) ресурсов j -й подсистемы на варианте $v_{jk(r_j)}^v$ определяются по формулам:

$$p_j(v_{jk(r_j)}^v) = 1 - \prod_{k_p \in k(r_j)} (1 - p_j(u_{jk_p}))^{v_{jk_p}}, \quad (2)$$

$$g_{ij}(v_{jk(r_j)}^v) = \sum_{k_p \in k(r_j)} v_{jk_p, g_{ij}}(u_{jk_p}), \quad i \in I, j \in J. \quad (3)$$

Выбор из возможных вариантов \mathcal{R} производится из условия (3) методами нелинейной оптимизации.

Задача формирования АС может решаться как вне объектов, которые в будущем сформируют АС (внешнее управляющее воздействие, инициируемое координационным центром), так и самими объектами (процесс самоорганизации). Это есть задача формирования минимальной реализации системы, которую решают как несколько элементарных задач с условиями (2) и (3):

- формирование классов интересующих нас АС \mathfrak{S}_D ;
- введение в каждом классе отношение эквивалентности;
- введение в каждом классе эквивалентности отношения порядка, с помощью которого определяется минимальность реализации.

Формирование классов АС выполняется путем задания функции, которая описывает решение той или иной телекоммуникационной задачи, определения множества ограничений и определения цели – множества возможных состояний. Эквивалентность реализаций АС может формулироваться как совокупность условий следующим образом [11]:

- эквивалентность относительно пар «вход-выход»: $S_0^p = S_0^{\hat{p}}$, т.е.

$$(\forall c)(\forall x)(\exists \hat{c})[\rho_0(c, x) = \hat{\rho}_0(\hat{c}, x)] \& (\forall \hat{c})(\forall x)(\exists c)[\rho_0(c, x) = \hat{\rho}_0(\hat{c}, x)].$$

- эквивалентность относительно реакций

$$(\forall c)(\exists \hat{c})(\forall x)[\rho_0(c, x) = \hat{\rho}_0(\hat{c}, x)] \& (\forall \hat{c})(\exists c)(\forall x)[\rho_0(c, x) = \hat{\rho}_0(\hat{c}, x)].$$

- эквивалентность относительно своих реакций на входные воздействия:

$$(\forall x)[\rho_0(c_0, x) = \hat{\rho}_0(\hat{c}_0, x)].$$

Отношение порядка \leq на классе эквивалентности может определяться как $(\bar{\rho}, \bar{\phi}) \leq (\hat{\rho}, \hat{\phi}) \Leftrightarrow K(C) \leq K(\hat{C})$ исходя из мощностей множеств класса эквивалентности.

Учет взаимных влияний отказов и событий безопасности

Для современных ТКС не существует общепринятого понятия отказ, как как внутренние изменения в структуре системы из-за отказа отдельных элементов приводят, как правило, лишь к некоторому ухудшению ее надежности (через ухудшение показателей надежности объектов p_i), а не к полному отказу системы. Это объясняется тем, что в сложных системах с избыточной структурой имеется полное или частичное резервирование отдельных функций, а также различные обратные связи, средства коррекции ошибок и т.д.

Основной проблемой на сегодняшний день при оценке защищенности систем в целом является необходимость учета изменяющихся связей между сетевыми элементами и ПМ, реализующими управление. При реструктуризации сети изменение связей является необходимым и поэтому реальный уровень защиты системы в целом будет постоянно изменяться.

Основным нормативным документом, который используется для оценки степени защищенности программных систем, является стандарт «Общие критерии безопасности» [13-15]. Его применение справедливо, поскольку стандарт использует концепцию объекта оценки, структура которого произвольна и акцентирует внимание на процессах, происходящих в самом объекте и при информационном обмене объекта с внешней средой.

Оценка защищенности системы E может формироваться путем задания множества функциональных классов FC , которым соответствует объект оценки. Затем определяется индикатор оценки, который есть значение интервала EAL (уровень защищенности), соответствующий

мощности множества FC (рис. 3). Это справедливо, так как стандарт требует постоянного увеличения уровня защищенности путем ужесточнения требований защищенности [15].

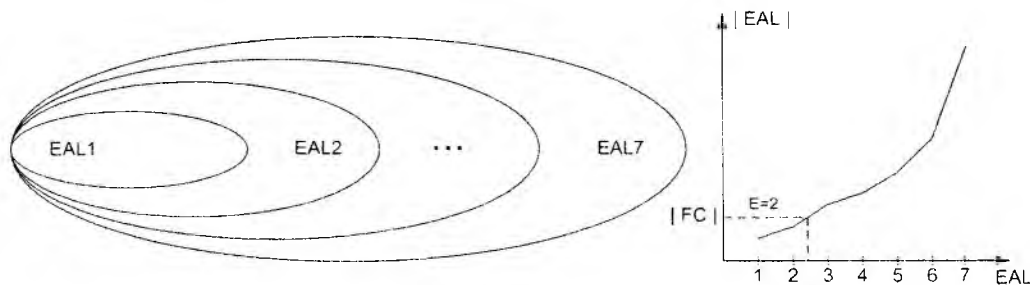


Рис. 3

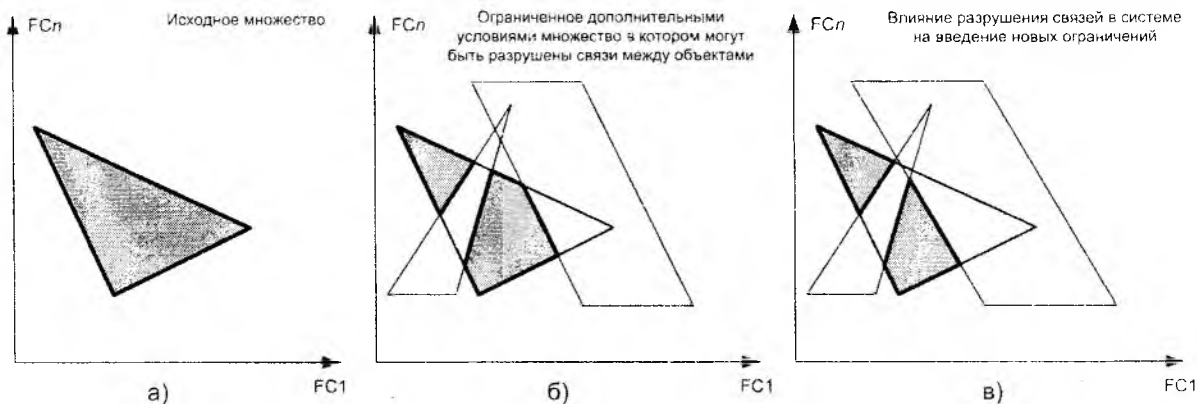


Рис. 4

Интегральная оценка характеристик системы в целом может формироваться как мощность множества точек в гиперпространстве соответствия требованиям функциональных классов ($FC1 - FCn$) (рис. 4). Оценку динамически изменяющейся структуры телекоммуникационной сети необходимо получать с учетом совокупного влияния двух явлений:

- влияния надежности элементов и отказоустойчивости системы на корректность работы системы безопасности (переход рис. 3, а, б, с уменьшением мощности множества);
- влияния деструктивных явлений, нивелируемых системой безопасности на надежность элементов и отказоустойчивость системы управления (переход рис. 3, б, в, дальнейшее уменьшение мощности множества, сформированного из допустимых вариантов реализации).

Для АС с произвольной структурой определим ее надежность через надежность работы ее объектов. АС состоит из n объектов j , $j \in J = \{1, 2, \dots, n\}$. Объекты s_j , входящие в структуру АС, могут находиться только в одном из двух состояний: работоспособности и отказа ($s_j = \begin{cases} 1, & \text{если объект } j \text{ работоспособен;} \\ 0, & \text{если объект } j \text{ неработоспособен;} \end{cases}$), и при этом отказы происходят независимо друг от друга. АС может быть в данном случае представлена в виде вектора $s = (s_1, \dots, s_j, \dots, s_n)$, который характеризует состояние системы через состояния объектов.

Надежность (индексы указывают работоспособные объекты) определяется по формуле

$$P = \sum_{(j_1, \dots, j_l) \in G} \Phi_{j_1, \dots, j_l} H_{j_1, \dots, j_l}, \quad (4)$$

где H – вероятность нахождения системы в определенном состоянии; Φ – показатель условной вероятности работоспособности системы; и суммирование производится по всему множеству G , которое представляет собой все возможные комбинации индексов объектов, требуемых для каждого из вариантов в V .

Предполагая взаимные независимости отказов объектов, вероятности H вычисляются через вероятности работоспособности p_j , $j \in J$, объектов:

$$H = \prod_{\substack{j \in J \\ j = j_1 \dots j_i}} p_j \prod_{\substack{r \in J \\ r \neq j_1 \dots j_i}} (1 - p_r). \quad (5)$$

Когда АС приобретает жесткую структуру и объем информационного обмена с другими объектами уменьшается практически до нуля, оценка вероятности отказа внешнего объекта может быть получена на основе двух предположений:

- постепенного уменьшения надежности объекта со временем t

$$\hat{H}(t) = H(0) \cdot (\lambda(t) \cdot e^{-\lambda(t)t}), \quad (6)$$

где $\lambda(t)$ – интенсивность отказа ($\lambda(t) = f(E, t)$, $f(E)$ – функционал от оценки защищенности, обычно ступенчатая функция [16]), зависящая от времени и начального значения оценки защищенности;

- мгновенного перехода в состояние отказа объекта после истечении определенного интервала времени $\hat{H}(t) = \begin{cases} H(0), & t_0 \leq t < t_{омк}; \\ 0, & t \geq t_{омк}. \end{cases}$ Здесь $H(0) = H(t_0)$ – вероятность отказа объекта, оцененная на момент окончания информационного обмена с ним.

Выводы

Исследованы подходы к обеспечению безопасности систем, построенных на основе концепции Autonomic Computing (автономных систем), активно развиваемой производителями телекоммуникационных технологий и фирмой Intel. Был предложен метод формирования общего секретного ключа (секрета) на основе схемы Шамира с использованием ЭЦП объектов АС. Это позволяет, используя единственный доверительный объект, функционирующий на самозащищающейся платформе начать безопасный сеанс обмена данными между объектами. Рассмотрен подход к формированию оценок защищенности АС, определению доступности функций АС, а также условия формирования оптимальной структуры АС для решения конкретной телекоммуникационной задачи.

Список литературы: 1. Персиков А.В., Еременко А.С. Вопросы обеспечения безопасности пользователей в динамических операционных средах на основе беспроводных технологий // Специализированное издание журнала «Труды УНИИРТ». 2007. С.81-84. 2. Persikov A. Private security in smart environments in wireless local area networks // Тези доповідей наук.-техн. конференції «Проблеми телекомунікацій». 2007. С. 185-186. 3. Поповський В.В., Персіков А.В. Методика оцінки захищеності корпоративних мереж при наявності в них сегментів, побудованих на основі технологій безпроводних мереж // Тези доповіді 3-го наук.-практ. семінару «Безпека систем безпроводового зв'язку». Київ, 2004. 4. Поповський В.В. Модель управління реструктуризацією телекомунікаційної мережі. // Радіотехніка 2004. №138. С. 25-31. 5. Agosta J.M. et al. Towards autonomic enterprise security: self-defending platforms, distributed detection, and adaptive feedback // Intel Developer Journal, 2006. vol. 10, issue 4, p. 285-297. 6. Поповський В.В., Персіков А.В. Захист інформації в телекомунікаційних системах. Т. 1. Харків: ООО «Компанія СМІТ», 2006. 238с. 7. An architectural blueprint for autonomic computing. IBM Corporation 2006. pp. 37., 8. Сейдс Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. М.: Связь, 1976. 496 с. 9. Kumar R., Yao D.D., Bagchi A., Ross K.W., Rubenstein D. Fluid modeling of pollution proliferation in P2P networks. ACM Sigmetrics 2006, St. Malo, France, 2006. 10. Персиков А.В., Еременко А.С. Исследование методов балансировки вычислительной нагрузки инфраструктуры точек доступа к мультисервисным системам // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2004. №5. С.82-87. 11. Месарович М., Такахара Я. Общая теория систем. Математические основы. М.: Мир, 1978. 314с. 12. RFC 4120. Neuman S., Yu T., Hartman S., Raeburn K. The Kerberos Network Authentication Service (V5). July 2005. 13. Common Criteria for Information Technology Security Evaluation v. 3.0 Part 1: Introduction and general model. 14. Common Criteria for Information Technology Security Evaluation v. 3.0 Part 2: Security functional components. 15. Common Criteria for Information Technology Security Evaluation v. 3.0 Part 3: Security assurance components. 16. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 623 с. 17. Волкович В. Л., Волошин А. Ф., Заславский В. А., Ушаков И. А. Модели и методы оптимизации надежности сложных систем. К.: Наук. думка, 1992. 312 с. 18. Мину М. Математическое программирование. Теория и алгоритмы. М.: Наука, 1990. 488 с.

Харьковский национальный
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 07.11.2007

АНАЛИЗ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ФИЛЬТРА КАЛМАНА-БЬЮСИ К ОТКЛОНЕНИЮ ПАРАМЕТРОВ ВЫБРАННОЙ МОДЕЛИ

Введение

Рекурсивные процедуры оптимальной оценки играют важную роль в различных задачах телекоммуникации, в частности в задачах мониторинга, управления элементами, структурой сети и сетью в целом. Так, поступающие по сети сигнализации данные не всегда удается интерпретировать как детерминированную последовательность и непосредственно использовать для указанных задач. Эти данные, как правило, несут в себе значительную долю стохастичности и требуют дополнительной статистической обработки. Обработка в виде получения выборочных статистик и соответствующих оценок является мало эффективной, как для задач мониторинга, так и для задач управления, поскольку наличие задержки времени на получение выборки и получаемая при этом оценка может служить лишь для анализа истории развития процесса, а не для оперативного управления. Нестационарность же статистик приводит к потере эффективности выборочных оценок.

Более конструктивной, по сравнению с выборочной, является рекурсивная оценка, которая уточняется с каждым новым поступлением выборочных данных и которая может быть использована для задач управления в реальном масштабе времени.

Формализация задачи рекурсивной оценки и управления

Известно, что оптимальной, в смысле минимума среднего квадрата ошибки оценки, является процедура фильтра Калмана-Бьюси (ФКБ). Эта оценка часто имеет самостоятельное значение, однако наибольший интерес она вызывает при решении задач управления состоянием телекоммуникационной системы, где она является составной процедурой.

Алгоритм оптимального управления в телекоммуникациях чаще всего реализуется с использованием среднеквадратического критерия [1]:

$$\min_u \mathfrak{J}(x, u) = \frac{1}{2} x^T(t_F) D(t_F) x(t_F) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_F} x^T(t) Q(t) x(t) + u^T(t) R(t) u(t) dt, \quad (1)$$

где D , Q – действительные, симметричные и не отрицательно определенные матрицы, матрица R – действительная, симметричная и положительно определенная; t_F – финальное значение времени, когда цель (минимум $\mathfrak{J}(x, u)$) будет достигнута. Первое слагаемое в правой части (1) обеспечивает необходимое значение состояния $x(t)$ в конечный момент времени t . Второе слагаемое обеспечивает оптимальность управления вдоль траектории системы на интервале $(t_F - t_0)$ и удерживает соответствующее значение состояния $x(t)$ в определенных рамках, без чрезмерных выбросов. Третье – определяет ограничение на величину самих управляющих значений $u(t)$. Часто это третье слагаемое опускают, поскольку в телекоммуникациях расход ресурса на само управление не учитывается. Значение матриц D , Q и R зависят от важности соответствующих составляющих для конкретной задачи.

Как следует из теории, само управление находится из соотношения:

$$u(t) = L(t) \hat{x}(t), \quad (2)$$

где $L(t)$ – линейный функционал, $\hat{x}(t)$ – оптимальная оценка, случайного процесса $x(t)$ получаемая на выходе ФКБ.

Формализация алгоритма ФКБ включает три основные рекурсивные уравнения: уравнение состояния, уравнение наблюдения и уравнение оценки [2].

Уравнение состояния, являющееся математической моделью оцениваемого процесса отображает динамику случайного поведения системы:

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

где $F(t)$ и $G(t)$ – коэффициенты, соответственно состояния и генерации, $\xi(k)$ – случайный процесс генерации типа белого гауссового шума со спектральной плотностью мощности $N_\xi(t)$.

Уравнение наблюдения отображает процедуру измерения состояния:

$$y(t) = H(t)x(t) + v(t), \quad 0 \leq t \leq t_F. \quad (4)$$

Здесь процессы $y(t)$, $x(t)$ и $v(t)$ в общем случае являются векторными с M компонентами; $H(t)$ – масштабирующая матрица $M \times N$; $x(t)$ – векторный случайный процесс, определяющий состояние (3), значения которого необходимо оценить, $v(t)$ – случайный гауссов белый шум наблюдения. Шум $v(t)$ образуется как совокупность шумов в канале сигнализации, погрешностей измерения датчиками состояния $x(t)$, погрешностей модели и др., он обычно имеет среднее значение равное нулю и ковариационную матрицу:

$$\text{cov}\{v(t), v(\tau)\} = N_v(t)\delta_D(t - \tau). \quad (5)$$

Уравнение оценки отображает динамику изменения состояния в каждый момент времени наблюдения:

$$\frac{d\hat{x}(t)}{dt} = F(t)\hat{x}(t) + K(t)[y(t) - H(t)\hat{x}(t)], \quad (6)$$

где $K(t) = V(t)H(t)N_v^{-1}(t)$ – коэффициент, обеспечивающий оптимальность оценки и скорости сходимости процедуры.

Дифференциальное уравнение отображает изменение апостериорной дисперсии:

$$\frac{dV(t)}{dt} = F(t)V(t) + V(t)F^T(t) - V(t)H^T(t)N_v^{-1}(t)H(t)V(t) + G(t)N_\xi G^T(t). \quad (7)$$

Апостериорная дисперсия ошибки оценки в установившемся состоянии ФКБ может быть также определена как выборочная характеристика:

$$V(t) = \frac{1}{T} \int_T \Delta\tilde{x}^2(t) dt, \quad (8)$$

где $\Delta\tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ – является текущей ошибкой оценки.

Анализ аналогового алгоритма ФКБ

Как следует из анализа процедуры оценки (6), апостериорную дисперсию (7) можно рассчитать, не проводя анализа самого фильтра, поскольку в выражение (7) не входят значения оцениваемого процесса $x(t)$. Приравнявая производную к нулю, можем получить значения апостериорной дисперсии в установившемся состоянии $V(\infty)$ в зависимости от соотношения сигнал/шум $h^2 = N_\xi / N_v$. Проводя соответствующие арифметические операции, получим [3]:

$$V(\infty) = 2N_\xi / (1 + \sqrt{1 + h^2}). \quad (9)$$

На рис. 1 представлен график относительного значения апостериорной дисперсии в установившемся состоянии. Штриховой линией представлены предельные значения, отображающие идеальные условия функционирования. Сплошными линиями показаны графики, характеризующие апостериорную дисперсию при отклонении параметров процесса $x(t)$ от модели ФКБ в одну и другую сторону (интервала корреляции $\tau_{\text{кор}}$) в десять раз. При этих отклонениях происходит ошибка в выборе полосы частот фильтра $\Delta F \approx \tau_{\text{кор}}^{-1} = \alpha_{ij}$ (α_{ij} – элементы матрицы F).

Приведенный анализ показывает чувствительность ФКБ к отклонениям выбранной модели. Из анализа следует, что наибольшие потери эффективности имеют место при малых значениях $h^2 \leq 10 \dots 10^2$, где ФКБ может терять устойчивость (апостериорная дисперсия $V(\infty)$ больше априорной). Эти потери несимметричны при отклонении в одну и другую сторону, то есть: “зарезание” спектра оцениваемого сигнала приводят к большим потерям, чем выбор большей полосы частот.

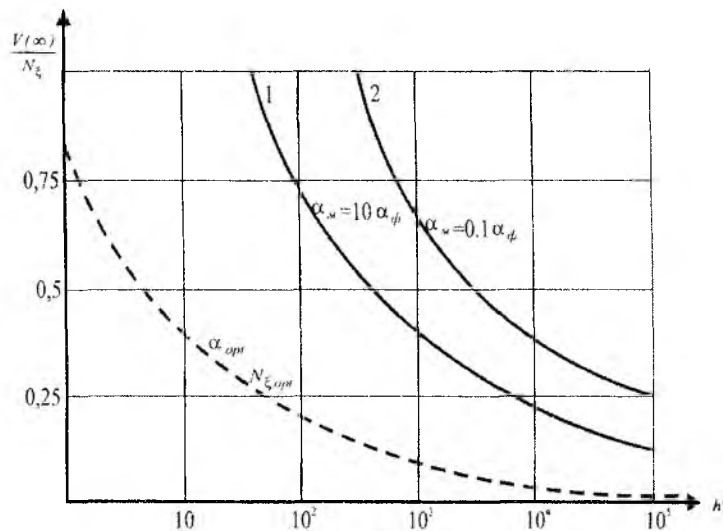


Рис. 1

Данные исследования аналогового ФКБ носят теоретический, идеализированный характер и могут рассматриваться как предельные значения эффективности. Практическое использование ФКБ показывает, что на указанные зависимости накладываются еще существенные реализационные ограничения.

Анализ дискретного алгоритма ФКБ

Реальные устройства оценки и управления в телекоммуникационных системах являются дискретными:

$$u(k) = L(k)\hat{x}(k). \quad (10)$$

Дискретность обусловлена тем, что данные по линиям связи поступают в цифровом виде и через определенный интервал $\Delta t = k_n - k_{n-1}$, определяемый той или иной технологией. Поэтому на качество оценок дополнительно влияют такие факторы, как темп поступления данных, алгоритмические особенности реализации процедуры ФКБ, нестационарность оцениваемого процесса $x(k)$ и др.

Исследования влияния отклонений параметров дискретного ФКБ от выбранной модели (чувствительность ФКБ) проведем на макете, включающем модель наблюдения, модель оценки и модель обработки. Структурная схема машинного эксперимента представлена на рис. 2.

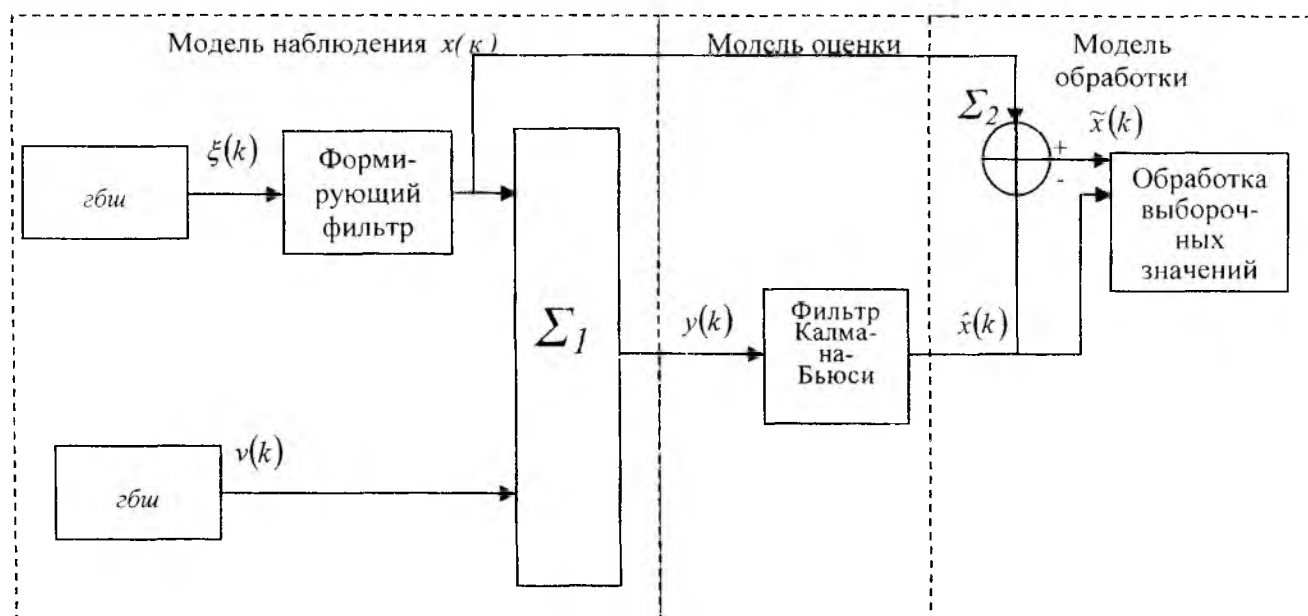


Рис. 2

Данная схема машинного эксперимента позволяет выбирать те или иные параметры модели оцениваемого процесса $x(k)$ и модели шума наблюдения $N_v(k)$. Модель наблюдаемого сигнала $x(k)$ соответствует уравнению (4), где сам сигнал формируется по алгоритму (3). Отдельные генераторы шумов $\hat{x}(k)$ и $v(k)$ представляют собой стандартные процедуры формирования “белых” последовательностей, с выбором соответствующих значений спектральных плотностей мощностей $N_v(k)$ и $N_x(k)$. Практика показывает, что полученные последовательности $\hat{x}(k)$, $v(k)$, $y(k)$ и $x(k)$ как правило имеют определенные отклонения параметров от заданных. Поэтому корректность выбираемых параметров моделей контролировалась путем получения выборочных оценок этих параметров. При этом, для удобства интерпритации результатов, значение $N_v(k)$ выбиралось с единичным уровнем. Матрицу наблюдения для стационарного случая выбрано из условия $H(k) = \text{const} = 1$, что не сужает общности результатов. Модель оценки соответствует алгоритму (6 и 7), которые реализованы в дискретном виде [2]:

$$\hat{x}(k) = F(k, k-1)\hat{x}(k-1) + K(k)[y(k) - H(k)F(k, k-1)\hat{x}(k-1)]. \quad (11)$$

Уравнение апостериорной дисперсии представляется в виде

$$V_{\hat{x}}(k) = [I - K(k)H(k)]V_{\hat{x}}(k|k-1). \quad (12)$$

Получаемые на выходе фильтра оценки сигнала $\hat{x}(k)$, сопоставляются с теми значениями $x(k)$, которые сформированы в модели сигнала. Имеющая место на выходе Σ_2 ошибка оценки $\tilde{x}(k) = x(k) - \hat{x}(k)$ используется далее для получения выборочной оценки апостериорной дисперсии (8) и гистограммы распределения вероятностей.

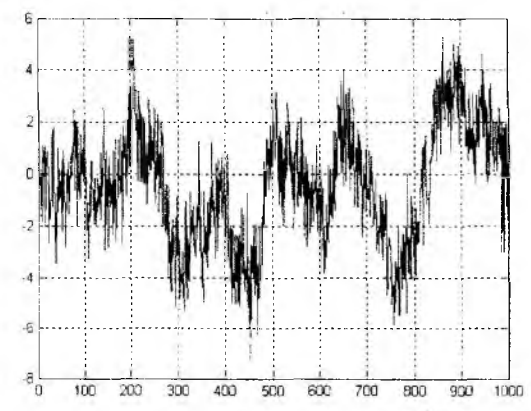
В результате машинного моделирования получены различные результаты анализа ФКБ при стационарных наблюдениях $y(k)$. На рис. 3, представлены типовые зависимости: а) наблюдаемого процесса $y(k)$ при шаге дискретизации $T/\tau_{\text{кор}} = 0,1$ и при $h^2 = 10$; б) оценки $\hat{x}(k)$; в) ошибки оценки $\tilde{x}(k)$; г) гистограммы распределения ошибки оценки $\tilde{x}(k)$; д) расчетное по формуле (9) значение апостериорной дисперсии ошибки оценки $V_x(k)$ при $T/\tau_{\text{кор}} = 0,01$; $D = 10$, ж) расчетное значение апостериорной дисперсии ошибки оценки $V_x(k)$ при $T/\tau_{\text{кор}} = 0,01$; $D = 70$, д) расчетное значение апостериорной дисперсии ошибки оценки $V_x(k)$ при $T/\tau_{\text{кор}} = 0,01$; $D = 100$.

Из приведенных графиков можно заключить, что характер сходимости при одних и тех же параметрах модели зависит от выбранных параметров рекурсивной процедуры и от величины шага дискретизации $T/\tau_{\text{кор}}$.

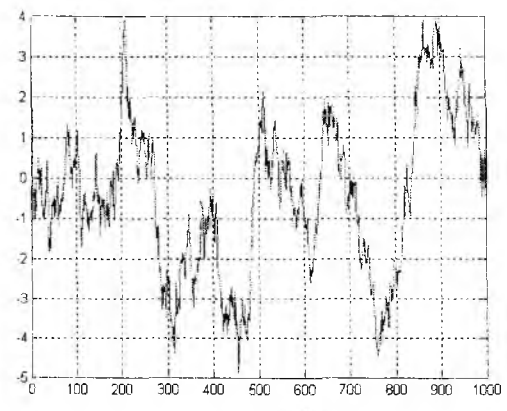
Отмечается различная скорость сходимости процедуры оценки к установившемуся состоянию: высокая (рис. 3, д), слабая (рис. 3, ж), и плохая, когда ФКБ расходится, неустойчивый режим (рис. 3, з). В лучшем случае сходимость фильтра наступает уже на 4-10 шагах дискретизации.

На рис. 4 представлены обобщенные графики, позволяющие проанализировать особенности сходимости в зависимости от выбора двух основных параметров ФКБ $T/\tau_{\text{кор}}$ и h^2 – параметра фильтра, соответствующего значению N_x .

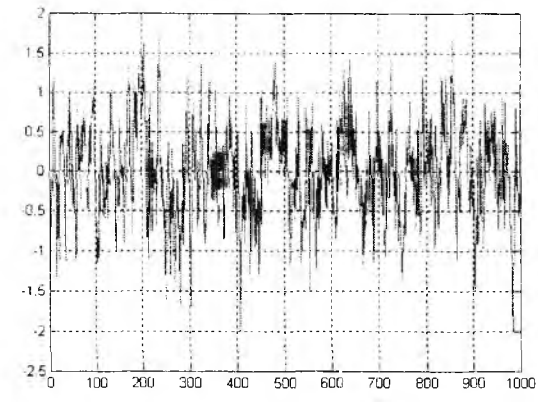
Из графиков следует, что время сходимости к установившемуся состоянию возрастает с увеличением уровня оцениваемого сигнала (h^2). Это время может возрастать до бесконечности, что является признаком расходимости процедуры. Особенно критичным является режим при больших шагах дискретизации (при $T/\tau_{\text{кор}} = 0,1$). Здесь фильтр устойчиво сходится лишь при малых соотношениях сигнал/шум ≤ 20 .



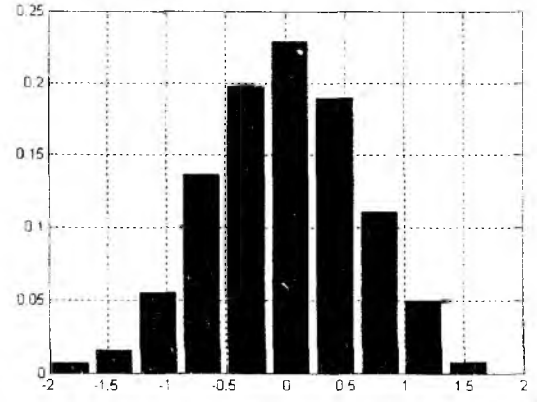
a – реализация $y(k)$



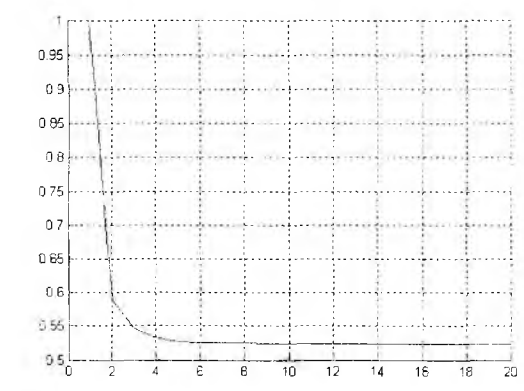
б – оценка $\hat{x}(k)$



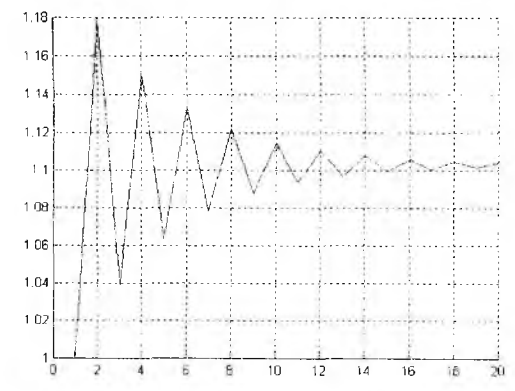
в – ошибка оценки $\tilde{x}(k)$



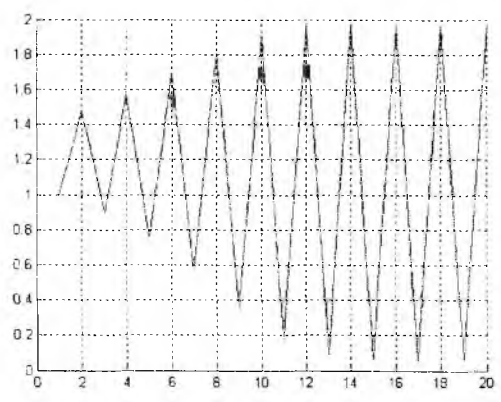
г – гистограмма распределения ошибки оценки $\tilde{x}(k)$



д – значение апостериорной дисперсии ошибки оценки $V_x(k)$



ж – значение апостериорной дисперсии ошибки оценки $V_x(k)$



з – дисперсии ошибки оценки $V_x(k)$

Рис. 3

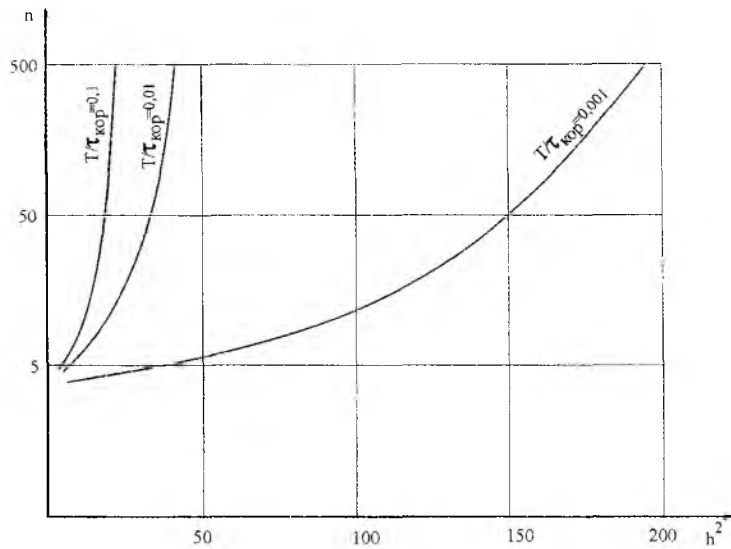


Рис. 4

На рис. 5 представлена зависимость времени сходимости фильтра при отклонении модели по соотношению сигнал/шум (отклонения дисперсии оцениваемого сигнала к спектральной плотности мощности шума наблюдения).

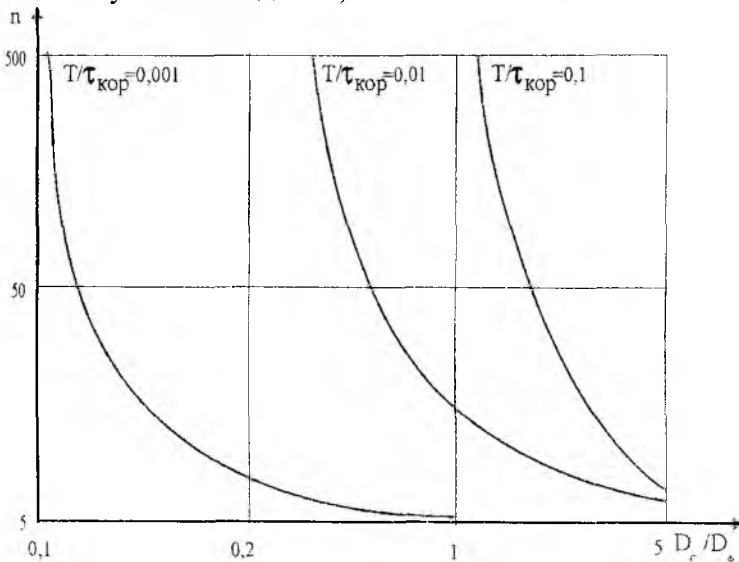


Рис. 5

Из графиков следует, что чувствительность процедуры оценки к отклонению параметров выбранной модели в одну и другую сторону не обладает симметрией. Более того, выбор заниженного соотношения сигнал/шум не только не ухудшает сходимость, а даже ее улучшает, что позволяет сделать важный практический вывод: соотношение сигнал/шум в процедуре оценки следует занижать, что будет способствовать улучшению сходимости, при этом качество оценки (апостериорная дисперсия ошибки оценки практически не изменяется). Большие соотношения сигнал/шум, очевидно, приводят к тому, что с уменьшением спектральной плотности мощности шума наблюдения, которая входит в отрицательной степени в коэффициент усиления фильтра $K(k)$, приводит к плохой обусловленности этого матричного коэффициента. Другой метод улучшения сходимости: повышения точности оценок, которая наступает при сокращении шага дискретизации. На рис. 6 представлена зависимость времени сходимости фильтра к установившемуся состоянию при больших шагах дискретизации. Такая ситуация, когда $T \approx (0.1 \dots 1)\tau_{kop}$, типична для сетей сигнализации.

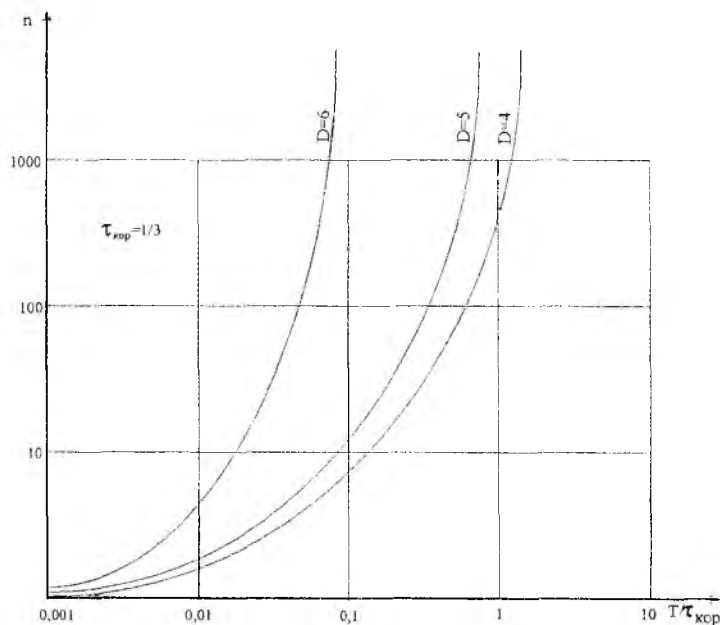


Рис. 6

На рисунке изображены графики сходимости в области достаточно больших шагов дискретизации $T/\tau_{кор} > 0,1$. Такие условия характерны для выборки, организованной по сети сигнализации. Так, данные, которые поступают в пакетах RTSP, имеют темп поступления около 5 сек. Учитывая, что интервал корреляции изменений трафика имеет величину 10...50 сек., то на этом интервале размещается 2...10 отсчетов. Устойчивое функционирование в этом случае, как следует из графиков, можно обеспечить за счет выбора малых отношений сигнал/шум, на уровне 4-6 раз.

При проведении эксперимента вычислялось также выборочное значение апостериорной дисперсии по формуле

$$D_{ps} = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N [\hat{x}(k) - x(k)]^2. \quad (13)$$

На рис. 7 представлен график выборочной апостериорной дисперсии ошибки оценки.

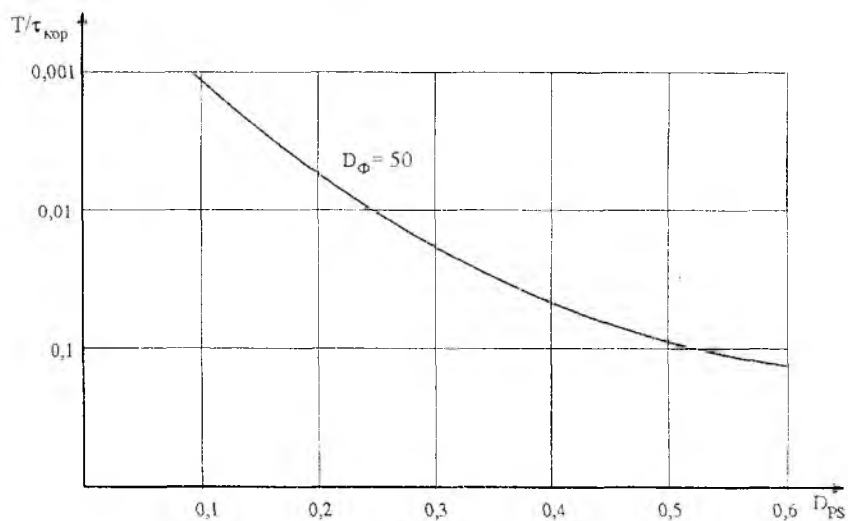


Рис. 7

Из графика следует, что апостериорная дисперсия D_{ps} , а соответственно и точность оценки, может быть существенно улучшена за счет увеличения быстродействия рекурсивной процедуры, или же соответственно за счет сокращения шага дискретизации.

Заключение

Анализ качества оценки стационарного состояния показал, что ФКБ оказывается весьма чувствительным к выбору реализационных параметров, которые накладывают дополнительные качественные и количественные ограничения, которые необходимо учитывать в реальных задачах организации мониторинга и оптимального управления.

Анализ чувствительности стационарного состояния фильтра показал, что в целом расчетные и экспериментальные данные совпадают. Однако имеются и важные отличия связанные с реализационными особенностями. Оказалось, что время сходимости фильтра к установившемуся состоянию при удачном выборе параметров составляет 4-10 шагов дискретизации, и это время существенно зависит от выбора частоты дискретизации, и от выбора коэффициента усиления фильтра, в частности от выбора отношения сигнал/шум.

Хорошо сходятся те процедуры, которые организованы таким образом, что на интервале корреляции $\tau_{кор}$ оказывается несколько десятков или даже несколько сотен шагов дискретизации. Кроме того, время сходимости в значительной степени зависит от соотношения сигнал/шум (дисперсии процесса). В типичных условиях, когда данные по сети сигнализации поступают через достаточно большой интервал, добиться устойчивого режима ФКБ можно за счет занижения параметра сигнал/шум, хотя реальное отношение сигнал/шум может быть достаточно большим. Качество оценки при этом не претерпевает заметных ухудшений.

Список литературы: 1. *Справочник по теории автоматического управления* / Под ред. А. А. Красовского. М.: Наука, 1987. 712 с. 2. *Сейдж Э., Мелс Дж.* Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. М.: Связь, 1976. 496с. 3. *Родимов А. П., Поповский В. В.* Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь, 1984. 272с. 4. *Математичні основи теорії телекомунікаційних систем* / За заг. ред. В.В. Поповського. Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. 564 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 07.11.2007

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ СРЕДНЕЙ ДЛИНЫ ОЧЕРЕДИ ПАКЕТОВ

Введение

Доступная полоса пропускания, вероятность потери пакета, время доставки пакета и разброс времени доставки от отправителя к получателю – параметры качества обслуживания, которые зависят от алгоритмов формирования и обслуживания очередей пакетов в сетевых устройствах. Возникновение перегрузок при переполнении очередей сетевых устройств – одна из наиболее распространенных проблем, влияющая на обеспечение QoS. В рамках существующих сетевых технологий решение данного класса задач возложено на соответствующие механизмы управления очередями и распределения пропускной способности трактов передачи, протоколы маршрутизации, сигнализации и резервирования ресурсов.

До последнего времени единственным механизмом управления перегрузками и очередями в маршрутизаторах был алгоритм best-effort, который основывается на отбрасывании пакетов при переполнении буфера FIFO. Недостатком алгоритма FIFO является несправедливая обработка индивидуальных потоков, а также нарушение синхронизации потока. Для того чтобы устранить проблему глобальной синхронизации протокола TCP, вызванную применением алгоритма FIFO, были предложены алгоритмы активного управления очередью, принцип которых заключается в превентивном отбрасывании или маркировке пакетов в маршрутизаторе при достижении некой границы наполнения буфера.

В современных устройствах реализуются механизмы ограничения трафика Committed Access Rate (CAR), выравнивание трафика Traffic Shaping (TS) и Policing, алгоритмы обслуживания очередей Priority Queuing (PQ), Class-Based Queuing (CBQ), Weighted Fair Queuing (WFQ), механизм раннего обнаружения перегрузки RED, механизм явного уведомления о перегрузке (ECN), механизм избирательного отбрасывания пакетов (SPD) и другие [1,2].

Анализ эффективности функционирования RED

Рассмотрим достаточно эффективный алгоритм управления очередью маршрутизатора «случайное раннее обнаружение» перегрузки – Random Early Detection (RED), который еще до полного переполнения буфера отбрасывает пакеты. Также этот алгоритм работает на мультимедийном трафике с взрывной характеристикой, т.к. использует сглаживающую функцию с дополнительным применением вероятностной схемы. RED позволяет избегать эффекта глобальной синхронизации, свойственного протоколу TCP. Особенностью этого алгоритма является то, что решение о постановке пакета в очередь принимается в зависимости от уровня заполнения буфера (длины очереди).

Алгоритм RED базируется на двух основных параметрах: на среднем размере длины очереди и на вероятности отбрасывания пакета. Средний размер длины очереди \bar{x} вычисляется с помощью взвешенного сглаживающего фильтра согласно следующей формуле [1]:

$$\bar{x}(k) = \bar{x}(k-1) \cdot (1 - 2^{-n}) + (x \cdot 2^{-n}), \quad (1)$$

где n – экспоненциальный весовой фактор, конфигурируемый администратором, $\bar{x}(k-1)$ – предшествующее значение средней длины очереди, x – текущее значение длины очереди. Алгоритм RED работает следующим образом. Пока средний размер длины очереди меньше некоторого минимального порога $\bar{x}(k) < x_{\min}$, пакеты не отбрасываются. При превышении минимального порога средним размером длины очереди $\bar{x}(k) > x_{\min}$, формируется команда о перегрузке и начинает работать механизм отбрасывания поступающих пакетов с некоторой вероятностью отбрасывания. Вероятностный механизм работает следующим образом. При малых значениях n скважность отбрасывания пакетов велика. С увеличением n эта скважность уменьшается, а вероятность отбрасывания пакета растет.



Рис. 1

Как показывает практика алгоритм RED оказывается эффективным при управлении адаптивными TCP-потоками. В то же время при совместном использовании потоков TCP и UDP приложений, алгоритм будет реагировать лишь на TCP-потоки и при большой нагрузке TCP-потоки будут отброшены.

Стандартный вид алгоритма RED ориентирован на то, что экспоненциальный весовой коэффициент выбирается администратором из субъективных соображений. Выбор параметра n осуществляется из субъективных соображений. При выборе большого значения n уменьшается вероятность сбоя сети, но при этом увеличивается число отбрасываемых пакетов. При малом значении n число отбрасываемых пакетов минимально, однако возрастает вероятность отказа сети.

Очевидно, невозможно выбрать такое значение n , которое одновременно удовлетворяло бы двум противоположным требованиям. Однако можно попытаться, связав n с одним из параметров механизма отбрасывания пакетов, получить оптимальное значение, изменяющееся во времени в зависимости от нагрузки и наличия свободного ресурса.

Расчет средней длины очереди с помощью фильтра Робинса-Монро

Выражение (1) представляет собой рекурсивную процедуру оценки, которая после преобразования будет иметь вид:

$$\hat{x}(k) = \hat{x}(k-1) + 2^{-n} \cdot (x(k) - \hat{x}(k-1)). \quad (2)$$

Очевидно, $x(k)$ представляет собой случайный процесс изменения длины очереди. Этот процесс коррелированный с поступающим трафиком и, как и трафик, является в общем случае нестационарным. Рекомендательный в различных технологиях параметр n при большом значении не может быть использован для быстроизменяющегося нестационарного процесса. Поэтому процедура оценки (2) не является оптимальной.

В данном случае необходимо использовать более общую процедуру, обладающую большей реактивностью. К числу таких может быть отнесена процедура Робинса-Монро или Калмана-Бьюси.

Значение $x(k)$ подлежит контролю и измеряется соответствующими датчиками. При изменении этих величин происходят ошибки связанные с дискретизацией самого значения $x(k)$, так называемые шумы квантования, а также присутствует аддитивный гауссовский шум измерения переменных состояния (загруженности буфера очереди). Таким образом, имеется возможность контролировать длину очереди. При этом наблюдению подлежит следующий процесс:

$$z(k) = x(k) + \omega(k), \quad (3)$$

где $\omega(k)$ – гауссовский шум измерения переменных состояния (загруженности буфера очереди).

Процесс $x(k)$ необходимо статически обработать и получить оценку. В качестве такой оценки может быть среднее значение, определяемое как

$$\hat{x} = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^I x_i. \quad (4)$$

Вместе с тем, такую оценку на практике использовать достаточно сложно, поскольку для набора статистики размером I требуется время. Поэтому на момент оценки данные могут уже устареть. Более целесообразной является оценка условного среднего, получаемая как рекурсивная процедура:

$$x(k) = f \{x(k-1)\}. \quad (5)$$

В том случае, когда $x(k)$ является случайной величиной $\hat{x}(k)$ представляет собой процедуру стохастической аппроксимации. В качестве такой может быть использована процедура Робинса-Монро [4]:

$$\hat{x}(k) = \hat{x}(k-1) + K(k) [z(k) - \hat{x}(k-1)], \quad (6)$$

где $K(k)$ удовлетворяет условиям Дворецкого, когда $K(k) = \sum_{i=1}^k K_i^2 < \infty$.

Практика показывает, что процедура достаточно устойчиво работает и при значении $K(k) = const$. Получаемая при этом оценка удовлетворяет критерию минимума среднего квадрата ошибки оценки, а $K(k)$ обеспечивает скорость сходимости этой процедуры к установившемуся состоянию. При $K(k) = 1$ скорость сходимости постоянна, однако апостериорная ошибка оценки достаточно велика. На практике выбирают значение $K(k) = 0,6 \dots 0,8$, при этом установившееся состояние наступает на интервале нескольких десятков шагов. Структурная схема дискретного фильтра Робинса-Монро, изображена на рис. 2.

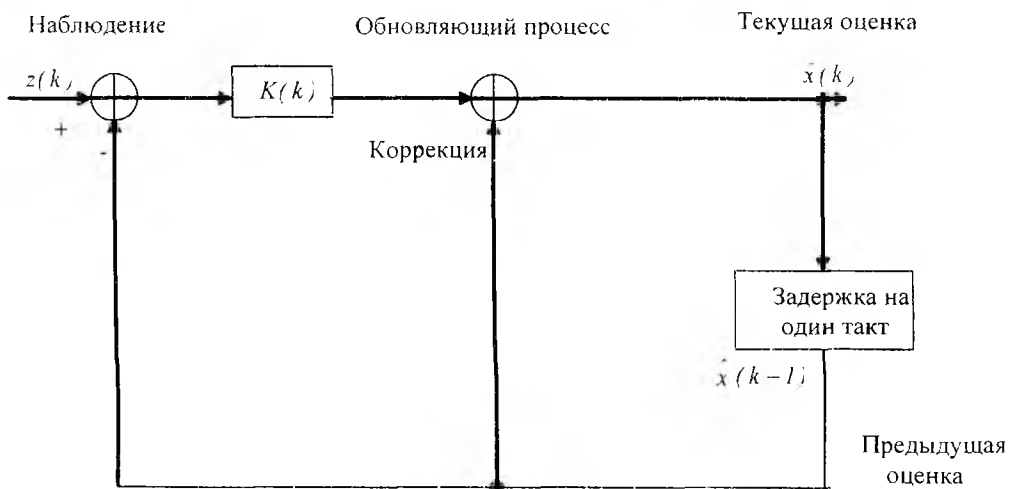


Рис. 2

Анализ структурной схемы рис. 2 показывает, что в фильтре Робинса-Монро реализуется идея предсказания – коррекции. Предыдущая оценка $\hat{x}(k-1)$ экстраполируется на один шаг вперед и затем используется для получения наилучшей оценки нового наблюдения $z(k)$, основанной на предыдущих наблюдениях. Ошибка между «наилучшей оценкой» текущего наблюдения и фактическим наблюдением, а именно $\Delta x(k) = x(k) - \hat{x}(k)$ представляют собой новую информацию, а процесс вычисления $\Delta x(k)$ – носит название обновляющего. Далее полученная разница взвешивается с весом $K(k)$, учитывающим значение дисперсий входного процесса, измерения и ошибки оценивания для формирования сигнала коррекции. Сигнал коррекции складывается с предсказанной оценкой, и в результате получается новая оценка.

Таким образом, решение задачи оптимального управления сетевыми ресурсами (длинной очереди буфера) состоит в оценивании стохастического аналога функционала (1). Получаемая при этом оценка используется далее для вычисления n . И результаты моделирования показывают, что адаптивный выбор значения n позволяет минимизировать вероятность сбоя сети при допустимой величине потери пакетов.

Экспериментальная оценка предложенной методики управления длиной очереди

Постоянная корректировка RED-параметров сетевым администратором требует от него достоверного определения значения экспоненциального весового коэффициента в соответствии с текущим значением средней длины очереди. Фильтр Робинса-Монро может использоваться для оценки длины очереди в буфере, а соответственно и экспоненциального весового коэффициента (1).

Несмотря на широкую популярность рекурсивных процедур Робинса-Монро, реализация ее на практике оказывается не столь тривиальной, поскольку внедрение в оборудование требует создания новых платформ, принятия протоколов, поддерживающих эту методику, и создания операционных систем.

С целью оценки эффективности алгоритма RED и эффективности использования предложенной методики управления длиной буфера был проведен эксперимент, схема исследований которого представлена на рис. 3.

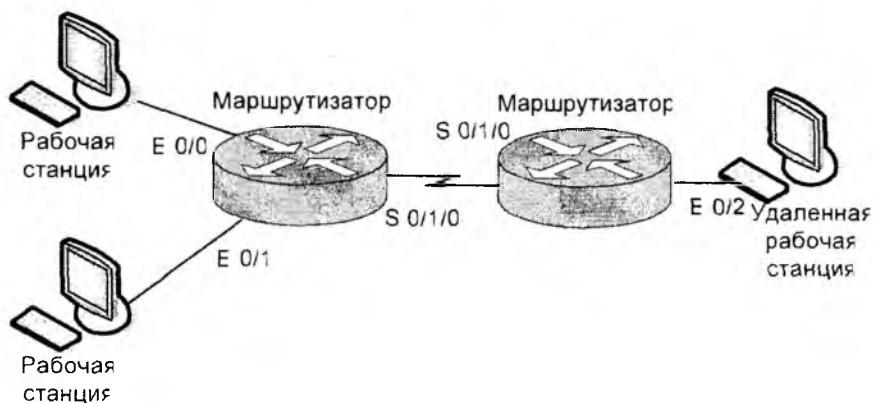


Рис. 3

Исследуемая схема состоит из двух маршрутизаторов Cisco Systems серии 2801 и рабочих станций. На маршрутизаторах реализована возможность включения алгоритма RED, изменение значений размера буфера маршрутизатора, скорости входящего, исходящего потоков трафика, максимальной и минимальной длины очереди пакетов, значение экспоненциального весового коэффициента n .

Для реализации предложенной методики оптимального управления на маршрутизаторе был создан следующий конфигурационный файл:

```
Router1(config)# class-map test
Router1(config-cmap)# match any
Router1(config)# policy-map test
Router1(config-pmap)# class test
Router1(config-pmap-c)# bandwidth 64000
Router1(config-pmap-c)# queue-limit 256
Router1(config-pmap-c)# random-detect exponential-weighting-constant 5
```

С помощью приведенных команд на одном маршрутизаторе была реализована политика отбрасывания пакетов при перегрузке сети при помощи механизма RED, задан весовой коэффициент. На втором маршрутизаторе реализован алгоритм FIFO, который является прозрачным для трафика и не влияет на работу механизма RED. Статистика потерянных пак-

тов, задержки, джиттера, изменения скорости передачи проводилась на удаленной рабочей станции.

Скрипт, созданный в среде bash, опрашивает маршрутизатор в реальном времени. Полученные значения текущей длины очереди используются фильтром Робинса-Монро (реализован в Matlab 6.5) для определения среднеквадратического значения длины очереди и вычисления согласно полученному результату экспоненциального весового коэффициента.

Выводы

Таким образом, неадаптивное изменение параметров механизма RED может привести к увеличению вероятности отбрасывания пакетов. В работе предложена методика оптимального управления длиной очереди, согласно которой средняя длина очереди на сетевом устройстве оценивается с помощью фильтра Робинса-Монро. На основании полученных значений проводится расчет экспоненциального весового коэффициента n , который соответствует текущему значению средней длины очереди. К достоинствам предложенной методики можно отнести адаптивность механизма RED к различным условиям перегрузки сети, преодоление зависимости среднего размера длины очереди от загруженности канала.

Список литературы: 1. *Вегенша 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.* Контроль качества в телекоммуникационных сетях. М.: Syrus Systems. 2001. 3. *Athuraliya S., Lapsley D., Low S.* Random early marking for Internet congestion control. In Proceedings of IEEE GLOBECOM, 1999. 4. *Левин М.* Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. М.: Связь, 1976. 498 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 07.11.2007

**ФОРМИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ СИГНАЛОВ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ
ИНФОРМАЦИИ ПРИ СВЧ ДИАГНОСТИКЕ МАТЕРИАЛОВ****Введение**

Из практики СВЧ диагностики материалов [1, 2] к настоящему времени определилось преимущество построения соответствующих методик и технических средств, ориентированных на применение резонаторных первичных измерительных преобразователей (РИП). Широкое разнообразие используемых РИП, существенно отличающихся электродинамической структурой, реально затрудняет создание их общей теории. Поэтому решение задач оптимального проектирования методов и средств в этой области находятся только в зачаточном состоянии и характеризуются скорее эвристичностью.

Вместе с тем уяснение физической природы взаимодействия отдельно нормальной и тангенциальной компонент поля СВЧ колебаний РИП с диагностируемым объектом на примере микроволновой микроскопии [3] показало реализуемость на этой основе некоторого общего подхода в теории а, следовательно, и в проектировании.

Для СВЧ макродиагностики полупроводников и диэлектриков такое раздельное исследование доступно и удобно проводить на моделях, использующих строгую теорию одноименных РИП Н- и Е-типа при диагностике плоскостойких образцов [4].

В данной работе предложены и обоснованы новые подходы формирования сигналов измерительной информации таких РИП, отличающиеся исключением или подавлением влияния традиционных в СВЧ диагностике мешающих факторов. Физические выводы из возникших возможностей допустимо впоследствии распространить на оптимизацию более сложных РИП при диагностике геометрически более сложных объектов.

Фундаментальные сигналы измерительной информации

В теории и практике РИП при СВЧ диагностике полупроводников и диэлектриков в основном исходят из оценки влияния образца на резонансную частоту и добротность РИП. Поэтому, сигналы измерительной информации, формируемые как изменение резонансной частоты $\frac{\Delta f}{f_0}$ и добротности $\frac{\Delta Q}{Q_1}$, принято называть фундаментальными (ФСИИ). Величина их и характер зависимости от параметров объекта определяются степенью его включения в электромагнитное поле РИП. Общая теория одноименных РИП Н- и Е-типа представлена в [5], исходным в ней является характеристическое уравнение вида (1). Для однослойного образца это уравнение целесообразно представлять следующим образом:

$$\chi_{21}(1 - \chi_{21} \operatorname{th} l_2 \operatorname{th} l_3) \operatorname{th} l_1 = -(\operatorname{th} l_2 + \chi_{21} \operatorname{th} l_3), \quad (1)$$

где $\chi_{21} = \left(\frac{\tilde{\epsilon}_2 - \Theta}{1 - \Theta} \right)^{1/2}$ для РИП Н-типа; $\chi_{21} = \frac{\tilde{\epsilon}_2 (1 - \Theta)^{1/2}}{(\tilde{\epsilon}_2 - \Theta)^{1/2}}$ для РИП Е-типа;

$$\tilde{\epsilon}_2 = \epsilon_2' - j\epsilon_2'' = \epsilon_2(1 - j \operatorname{tg} \delta_2); \quad \Theta = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{кр}}} \right)^{1/2} (1 + \Omega' + j\Omega'')^{-2}; \quad l_{10} = 2\pi \frac{z_1}{\lambda_0} (1 - \Theta)^{1/2} (1 + \Omega' + j\Omega'');$$

$$l_{20} = 2\pi \frac{h_2}{\lambda_0} (\tilde{\epsilon}_2 - \Theta)^{1/2} (1 + \Omega' + j\Omega''); \quad l_{30} = 2\pi \frac{H}{\lambda_0} (1 - \Theta)^{1/2} (1 + \Omega' + j\Omega'');$$

h_2 – толщина образца; H, z_1 – расстояние до торцов;

$\lambda_{\text{кр}}$ – критическая длина волны для данного сечения цилиндрического резонатора и рабочего вида колебаний; λ_0 – исходная рабочая длина волны на частоте f_0 ; $\Omega' = \frac{\Delta f}{f_0}$ – изменение резонансной частоты РИП, вызванное введением в его поле исследуемого образца;

$\Omega'' = \left(\frac{f_0'}{2f''} \right)^{-1} = \frac{1}{Q_2}$; $Q_1^{-1} = Q_0^{-1} + Q_2^{-1}$; Q_2 – добротность, вносимая в РИП образцом; Q_0 – исходная добротность РИП; Q_1 – добротность РИП с образцом.

В работе проводится численное моделирование ФСИИ, базирующееся на положениях и подходах работы [5]. При плоскостойком образце степень включения определяется положением образца по оси резонатора l_{30} (врезка рис. 1, а). Например, для керамических пластин одинаковой толщины с различным значением диэлектрической проницаемости ϵ_2 зависимость $\Delta f/f_0$ от степени их включения в поле РИП Н- и Е-типа представлена на рис. 1. Как показано в [5], увеличение толщины пластин смещает эти зависимости влево. При измерении ϵ_2 изменение толщины пластины (отклонение от номинала) и степень включения ее в поле РИП являются мешающими факторами, изменяющими градуировку РИП. Следует заметить, что выбор степени включения l_{30} определяется требуемой чувствительностью. Поэтому в общем случае для определения ϵ_2 по измеренному значению $\Delta f/f_0$ необходимо предварительно с требуемой точностью измерить l_{30} и h_2 .

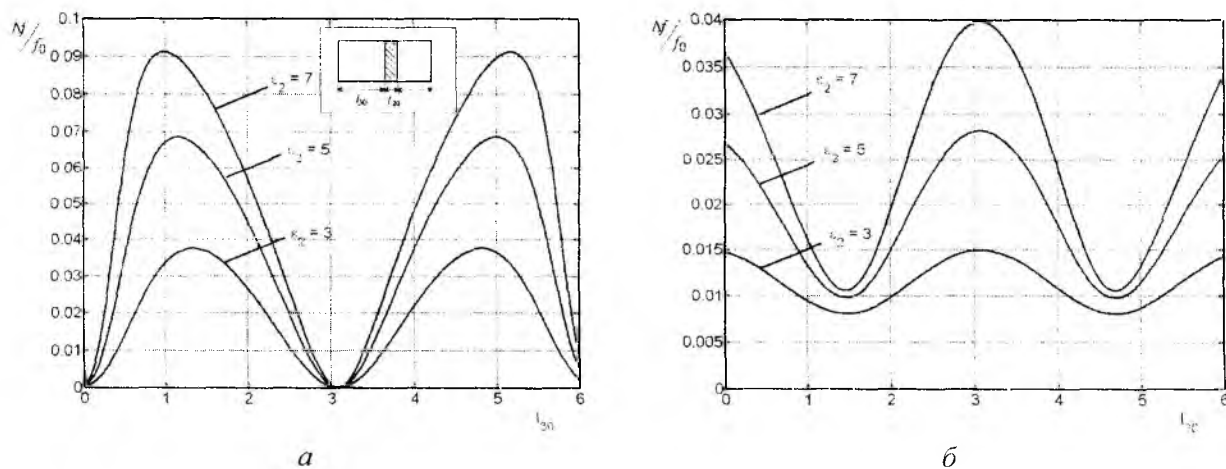


Рис. 1

Анализ данных рис. 1 и результаты работы [5] показывают, что для исключения такого мешающего фактора, как точность установки l_{30} , можно предложить использовать легко перестраиваемый по l_{30} РИП Н-типа. Изменяя степень включения образца l_{30} , устанавливают максимальное значение $\left(\frac{\Delta f}{f_0} \right)^{\max}$. На рис. 2 показана зависимость изменения максимального значения резонансной частоты от диэлектрической проницаемости образца РИП Н-типа; $\lambda_0 = 8 \text{ мм}$; $1-4 \Theta = 0,6$; $1'-4' \Theta = 0,9, 1$; $1' - l_{20} = 0,8$; $2, 2' - l_{20} = 0,64$; $3, 3' - l_{20} = 0,4$; $4, 4' - l_{20} = 0,16$. Сведения о значении l_{30} при этом не требуются. Это становится важным, например при исследовании влияния обработки образца вне РИП (отжига, механической деформации и т.д.). В то же время, при выполнении исследований кинетики изменения ϵ_2 в процессе воздействия в РИП (облучения, температурная зависимость и др.), когда l_{30} неизменно, выбор этого параметра может осуществляться с учетом его влияния на чувствительность. Напомним, что в соответствии с данными работ [5,6] влияние $\text{tg } \delta_2$ образца на $\Delta f/f_0$ несущественно, при условии $\text{tg } \delta_2 \ll 1$.

Особенностью РИП Е-типа по сигналу $\Delta f/f_0$ является то, что при $l_{30} = 0$ его чувствительность близка к максимальной (рис. 1, б). Поэтому апертурные РИП на основе объемных (не коаксиальных или полосковых резонаторов) целесообразно выполнять с Е-видом колебаний [7].

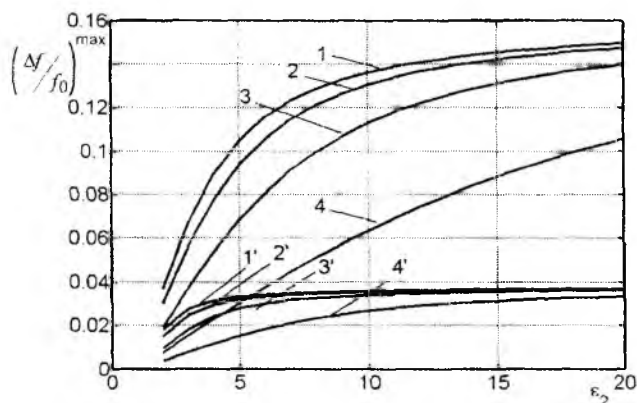
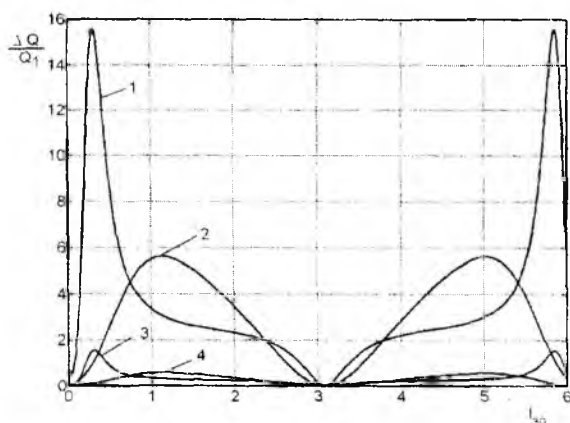


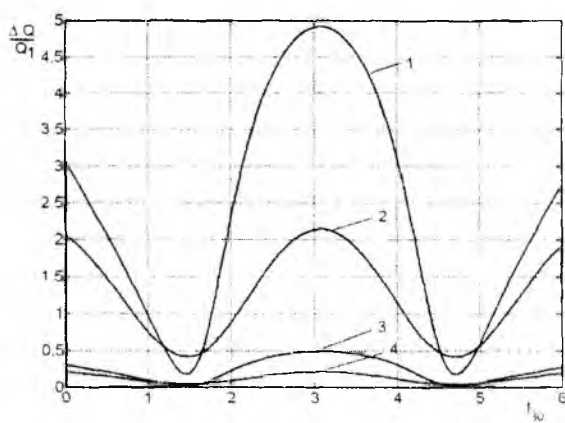
Рис. 2

Положение максимумов по l_{30} практически не зависит от $\text{tg } \delta_2$ (при $\text{tg } \delta_2 < 1$). Однако добротность РИП в максимуме сигнала $\Delta Q/Q_1$ приобретает низкое значение.

Детальный анализ показывает, что положение экстремума зависимостей $(\Delta f/f_0) = f(l_{30})$, $(\Delta Q/Q_1) = f(l_{30})$ и $Q_1 = f(l_{30})$ существенно не совпадают.



а



б

Рис. 3

Указанные особенности и различия зависимостей сигналов $\Delta f/f_0$, $\Delta Q/Q_1$ от степени включения образца l_{30} объясняется тем, что величина $\Delta f/f_0$ физически определяется изменением запасаемой в резонаторе энергии, а $\Delta Q/Q_1$ – изменением величины потерь СВЧ мощности в образце. Поэтому изменение l_{30} влияет на величину $\Delta f/f_0$ через перераспределение поля между образцом и свободной частью резонатора, а на величину $\Delta Q/Q_1$ только через степень концентрации поля в образце.

Сигнал $\frac{\Delta Q}{Q_1}$ в отличие от $\frac{\Delta f}{f_0}$ несет существенную информацию о значении $\text{tg } \delta_2$ образца. Однако чувствительность его по этому параметру зависит от ε_2 и толщины образца h_2 .

В общем случае осуществления многопараметрового контроля с помощью РИП Н- или Е-типа проблема формирования необходимого количества сигналов измерительной информации отсутствует даже при многослойном образце. При этом можно воспользоваться существенно нелинейной зависимостью ФСИИ от степени включения образца в поле РИП. Однако часто возникает потребность осуществления однопараметрового контроля. Если таким параметром является $\text{tg } \delta_2$, то ε_2 и h_2 становятся мешающими факторами при градуировке РИП, так же как и невоспроизводимость степени включения l_{30} .

Подобно однопараметровому измерению ε_2 по сигналу $\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^{\max}$ можно предложить однопараметровое измерение $\text{tg } \delta_2$ по значению $\left(\frac{\Delta Q}{Q_1}\right)^{\max}$ при известных для градуировки величинах ε_2 и h_2 . На рис. 4 показана зависимость максимального значения изменения добротности от тангенса угла диэлектрических потерь образца для РИП Н-типа; $\lambda_0 = 8 \text{ мм}$; $\Theta = 0,6$; 1- $l_{20} = 0,16$, $\varepsilon_2 = 3$; 2- $l_{20} = 0,16$, $\varepsilon_2 = 7$; 3- $l_{20} = 0,16$, $\varepsilon_2 = 12$; 4- $l_{20} = 0,4$, $\varepsilon_2 = 3$; 5- $l_{20} = 0,4$, $\varepsilon_2 = 7$; 6- $l_{20} = 0,4$, $\varepsilon_2 = 12$; 7- $l_{20} = 0,8$, $\varepsilon_2 = 3$; 8- $l_{20} = 0,8$, $\varepsilon_2 = 7$.

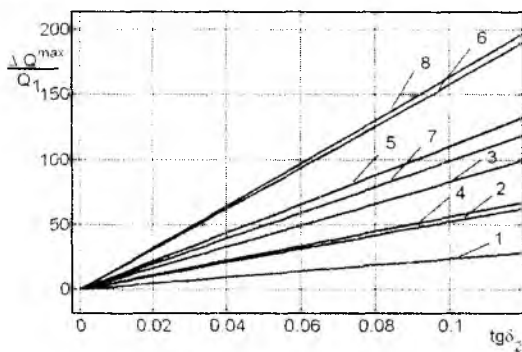


Рис. 4

Пользование этим подходом в формировании сигнала $\left(\frac{\Delta Q}{Q_1}\right)^{\max}$ возможно в пределах выполнения условия $Q_1 > Q_{\text{пред}}$, где $Q_{\text{пред}}$ определяется условиями требуемой ширины резонансной характеристики РИП. Такие условия накладываются влиянием соседних паразитных видов колебаний и метрологическими характеристиками способа измерения сигнала $\frac{\Delta Q}{Q_1}$.

Неудобство требования известности ε_2 и h_2 является несущественным при диагностике, например, полупроводниковых пластин по удельному сопротивлению и физическим свойствам с ним связанным. Обычно ε_2 для данного материала является константой, значение которой известно с высокой точностью, а толщина пластин нормируется условиями порезки кристалла.

Если ε_2 и h_2 неизвестны, то целесообразно воспользоваться градуировочными характеристиками в координатах $\left(\frac{\Delta Q}{Q_1}\right)^{\max} = \left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^{\max}$, которые нетрудно построить по данным зависимостей, подобных рис. 1 и 3. Приведенные представления и анализ ФСИИ РИП Н- и Е-типа позволяет сделать следующие выводы. Метрологические характеристики РИП Н- и Е-типа, судя по ФСИИ, существенно отличаются по причине разного характера взаимодействия плоскостойких образцов с нормальной и тангенциальными составляющими электромагнитного поля СВЧ колебаний.

ФСИИ, формируемые РИП Н-типа, можно для заданного диапазона параметров объекта ε_2 ; $\text{tg } \delta_2$; h_2 — изменять по величине и чувствительности выбором степени его включения

в поле РИП (l_{30}) и весьма важной электродинамической характеристики, оцениваемой величиной $\Theta = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} \right)^{1/2}$.

РИП Е-типа перспективен для исследования анизотропии электрических свойств материалов, т.к. выбор l_{30} и Θ позволяет регулировать вклад нормальной и тангенциальной составляющих поля в величину ФСИИ.

Благодаря возможности подбором Θ в РИП Н-типа «обострить» экстремумы зависимости ФСИИ от l_{30} создаются подходящие условия для аппаратной организации двухпараметровых измерений, исключающих сложность решения обратных задач при обработке сигналов.

Существенная нелинейность зависимости ФСИИ РИП Н-типа при $\Theta \rightarrow 1$ обеспечивает хорошие перспективы постановки модуляционных методов измерения и диагностики [8].

Формирование комбинированных сигналов измерительной информации

В ранних разработках [1, 9, 10] для исключения или ослабления влияния указанных мешающих факторов реализовывался подход, вытекающий из представления малых возмущений поля РИП образцом. Суть его базируется на следующих соотношениях.

В приближении малых возмущений $Q_0 \gg Q_1$ можно записать: $Q_1 = \frac{Q_0}{1 + Q_0 \eta \epsilon_2 \operatorname{tg} \delta_2}$,

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{2} \eta (\epsilon_2 - 1), \quad (2)$$

$$\frac{\Delta Q}{Q_1} = \eta Q_0 \epsilon_2 \operatorname{tg} \delta_2, \quad (3)$$

где $\eta = \frac{\int E^2 dV}{\int E^2 dV}$ – коэффициент заполнения поля резонатора образцом; Q_0 – добротность

РИП без образца; Q_1 – добротность РИП с образцом; $\Delta Q = Q_0 - Q_1$.

Откуда следует

$$\frac{\Delta Q / Q_1}{\Delta f / f_0} = 2 \frac{\epsilon_2}{\epsilon_2 - 1} Q_0 \operatorname{tg} \delta_2. \quad (4)$$

Такой комбинированный сигнал оказывается инвариантным к коэффициенту включения образца в поле резонатора в пределах выполняемости условия малости возмущения и требования $Q_0 \gg Q_1$. В пределах выполняемости указанных требований инвариантность к η характерна и для комбинации сигнала вида

$$Q_1 \times \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\epsilon_2 - 1}{2 \epsilon_2 \operatorname{tg} \delta_2}. \quad (5)$$

Коэффициент заполнения η в общем случае определяется объемом образца, положением его в поле РИП и перераспределением поля между образцом и свободным объемом резонатора. Поэтому в общем случае этот параметр имеет разное значение для сигналов $\frac{\Delta f}{f_0}$ и $\frac{\Delta Q}{Q}$. Более точно

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\Delta W_{\text{зап}}}{W_{\text{зап}}} = \frac{1}{2} \eta (\epsilon_2 - 1) + \frac{\Delta W_{\text{зап}}^{\text{св}}}{W_{\text{зап}}}. \quad (6)$$

Поэтому соотношения (4), (5) справедливы в пределах выполнения условия

$$\frac{\Delta W_{\text{зап}}^{\text{св}}}{W_{\text{зап}}} \ll \frac{1}{2} \eta (\epsilon_2 - 1), \quad (7)$$

где $W_{\text{зап}}$ – энергия, запасаемая в РИП образцом; $W_{\text{зап}}^{\text{св}}$ – изменение запасаемой в свободной части РИП энергии при включении образца.

Детальные численные исследования показывают, что соотношения (4), (5) справедливы только для $\frac{\Delta f}{f_0} < 10^{-4}$. Однако условие $Q_0 \gg Q_1$ выполняется исключительно для $\text{tg } \delta_2 > 0,1$, что в целом ограничивает реализуемость (4), (5) по диапазону значений параметров ϵ_2 , $\text{tg } \delta_2$, и h_2 .

Конкретные количественные представления по этому поводу можно получить из численного анализа этих сигналов, который в строгом виде осуществляется с помощью решения для Q_1 , $\frac{\Delta f}{f_0}$ и $\frac{\Delta Q}{Q_1}$ уравнения (1).

В СВЧ влагометрии материалов, а также при исследовании влияния различных модифицирующих действий на диэлектрические и полупроводниковые материалы возникает необходимость количественно определять величину изменения ϵ_2 , и $\text{tg } \delta_2$ объекта или его части [11-13]. При этом сигналы измерительной информации $\frac{\Delta f}{f_0}$, и $\frac{\Delta Q}{Q_1}$ отсчитываются относительно определенных их исходных значений.

На рис. 5, а, б (где Q_{20} , ω_{20} – добротность и резонансная частота РИП при $\epsilon_2 = 2,5$, и $\text{tg } \delta_2 = 10^{-3}$, Q_{21} , ω_{21} – при $\epsilon_2 + \Delta \epsilon_2$, и $\text{tg } \delta_2 + \Delta \text{tg } \delta_2$) представлены в координатах $\Delta \epsilon_2$ и $\Delta \text{tg } \delta_2$ зависимости этих сигналов, которые позволяют судить о вкладе каждой составляющей. Пользуясь сведениями о $\Delta \epsilon_2$ и $\Delta \text{tg } \delta_2$ от влажности и плотности сыпучих сред [14] можно проверить справедливость градуировок, декларированных в [14].

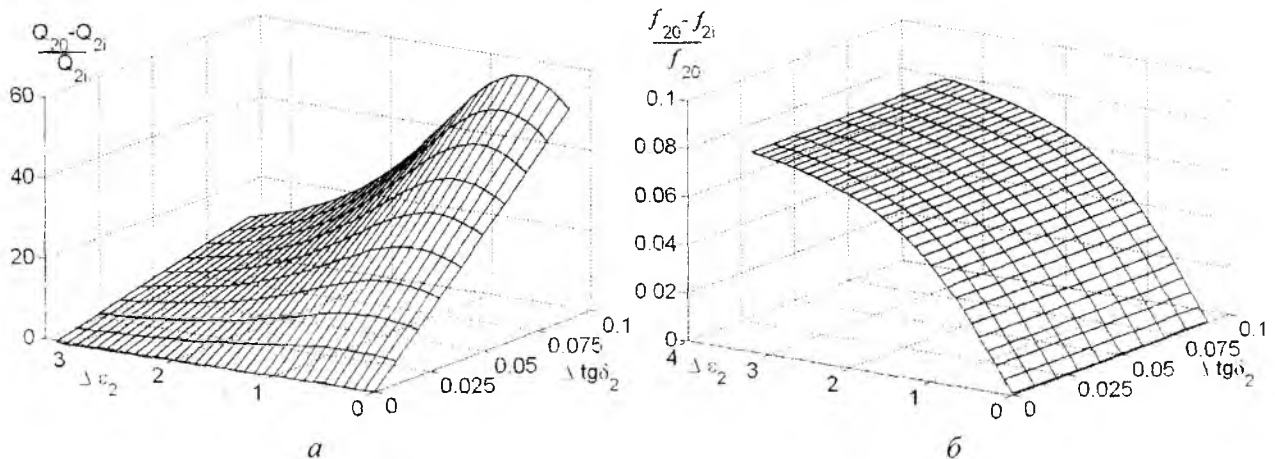


Рис. 5

Заключение

В результате проведенного анализа можно сделать следующие выводы:

- однопараметровый контроль диэлектрической проницаемости материалов стандартным образом целесообразно осуществлять, используя РИП Н-типа по значению информации $\frac{\Delta f}{f_0}$ в максимуме зависимости этого сигнала при изменении включения образца перестраиваемым поршнем;
- однопараметровый контроль удельной электропроводности полупроводников или $\text{tg } \delta_2$ диэлектриков целесообразно производить по значению и $\frac{\Delta Q}{Q_1}$ в максимуме аналогичной вышеприведенной зависимости;

– при нестандартной геометрии образцов целесообразно выделять комбинированные

сигналы вида $\frac{\Delta Q}{Q_1} \cdot \frac{\Delta f}{f_0}$ или $Q_1 \cdot \frac{\Delta f}{f_0}$ в области значений степени включения образца в поле

РИП, при которых эти сигналы инвариантны к величине степени включения;

– в СВЧ влагометрии сыпучих материалов при помощи рассмотренных подходов можно установить область значений степени включения пробы, для которых выполняется независимость градуировки от плотности сыпучего материала.

Список литературы: 1. Брандт А.А. Исследование диэлектриков на СВЧ. М.: Физматгиз, 1963. 403 с. 2. Ахманов В.Б., Детинко М.В., Медведев Ю.В. и др. Неразрушающие бесконтактные СВЧ резонаторные методы локального контроля электрофизических параметров полупроводниковых материалов. // Дефектоскопия. 1986. № 1. С. 23-35. 3. A. Imtiaz, S. Anlage. Effect of tip geometry on contrast and spatial resolution of the near-field microwave microscope // Journal of applied of physics. 100. 2006. 4. Гордиенко Ю.Е. Резонаторные измерительные преобразователи в диагностике микрослоистых структур // Радиотехника. 1996. Вып. 100. С. 253-260. 5. Гордиенко Ю.Е., Гуд Ю.И., Корягина Е.Ю., Слипченко Н.И. Одномодовые резонаторные измерительные преобразователи в общей теории СВЧ диагностики материалов // Радиоэлектроника и информатика. 2007. № 2. С. 4-8. 6. Гордиенко Ю.Е., Фади Мохамад Хаммуд. Оценка направлений оптимизации СВЧ резонаторных датчиков контроля влагосодержания порошковых материалов электронной технологии // Радиоэлектроника и информатика. 2004. № 2. С. 34–38. 7. Гордиенко Ю.Е., Петров В.В., Фади Мохамад Хаммуд. Оценка численно-аналитических моделей СВЧ резонаторных сенсоров (датчиков) с коаксиальной измерительной апертурой // Радиотехника. № 140. С. 156-162. 8. Гордиенко Кочержин А.И., Пашков А.В., Рябухин А.А. Модуляционные варианты СВЧ диагностики материалов в сред // Радиотехника. 2003. № 134. С. 229-237. 9. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Электродинамика сплошных сред. М.: Наука, 1982. 621 с. 10. Никольский В.В. Вариационные методы для внутренних задач электродинамики. М.: Наука, 1967. 460 с. 11. Бензарь В.К. Техника СВЧ влагометрии. Минск: Высшейш. шк., 1974. 349 с. 12. Nelson O.S. Frequency and moisture dependence of the dielectric properties of high-moisture corn // J. Microwave Power, 1978. 13 (2). P. 213-218. 13. Bhar I. N. Microwave Techniques in the study of semiconductors // Proceedings of the IEEE, 1963, v. 51, № 11, p. 1623-163. 14. U.S. Pat. No. 5397993 March 3, 1995 M. Tews, J. Sikora, R. Herrmann. Method for measuring the material moisture content of a material under test using microwaves.

Харьковский национальный
университет радиозлектроники

Поступила в редколлегию 25.10.2007

НОВЫЙ МЕТОД РАСЧЕТА АСТРОНОМИЧЕСКОГО ФАКТОРА ЗАМЕЧАЕМОСТИ В ЗАДАЧЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИСТИННЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ОРБИТ РАДИОМЕТЕОРОВ

Введение

В настоящее время большую научную ценность приобретает задача исследования эволюции метеорной составляющей в Солнечной системе, происхождения метеорных роев и их связей с возможными родительскими телами – кометными ядрами и астероидами. В решении данных вопросов неизменно присутствует задача определения истинных распределений элементов орбит метеорных тел.

При исследовании метеорных тел, не доступных для прямого изучения, используют косвенные методы наблюдений, в частности радиолокационный. При этом важное значение имеет учет различных видов селекций, искажающих наблюдательный материал и затрудняющих его правильную интерпретацию. Учет физического [1] и геометрического [2] факторов замечаемости позволяет перейти от полученной на РЛС совокупности параметров орбит зарегистрированных радиометеоров к геоцентрическому пространственному распределению метеорных тел. Чтобы получить оценки распределения метеорных тел в межпланетном пространстве, необходимо учесть вероятность встречи Землей метеорных тел, движущихся по различным орбитам вокруг Солнца – астрономический фактор замечаемости.

Стоит отметить, что замечаемость метеоров обуславливает наличие в видимых распределениях параметров орбит метеорных тел систематической ошибки, которую учесть путем увеличения объема выборки невозможно. Учет фактора замечаемости метеоров состоит в весовой обработке видимых распределений параметров орбит метеорных тел. В ходе данной операции каждому метеору необходимо приписать вес, равный обратному значению рассчитанного фактора замечаемости.

Данная статья посвящена разработке алгоритма расчета астрономического фактора для современных РЛС с любыми параметрами.

Расчет астрономического фактора замечаемости

Астрономический фактор замечаемости P_a обычно рассчитывается по формуле вероятности встречи метеорного тела с Землей, полученной Эпиком [3] с учетом изменения долготы восходящего узла и аргумента перигелия орбиты метеороида под действием возмущений со стороны планет:

$$P_a = \frac{R_{sc}^2 v_{\infty}^2}{\pi v_g \sin(i)} \sqrt{\frac{a}{2a-1-a^2(1-e^2)}} = \frac{R_{sc}^2 v_{\infty}^2}{\sqrt{2} \pi v_g \sin(i)} \sqrt{\frac{q+Q}{q+Q-1-q \cdot Q}}, \quad (1)$$

где v_g – геоцентрическая скорость метеора; i , a , e , q , Q – наклонение, большая полуось, эксцентриситет, перигелийное и афелийное расстояние соответственно, $q = a(1-e)$, $Q = a(1+e)$, $2a = q+Q$; R_{sc} – радиус сферы захвата Земли, v_{∞} – внеатмосферная скорость метеора. Астрономический фактор (1) рассчитан на одно обращение метеорного тела вокруг Солнца.

Выражение (1), как уже указывалось выше, определяет вероятность встречи метеорного тела с Землей, следовательно, оценки астрономического фактора P_a должны лежать в диапазоне $0 \leq P_a \leq 1$. В действительности же при наклонении $i = 0^\circ$ значение выражения (1) стремится к бесконечности и при достаточно малых i ее применять нельзя. Вторая особенность формулы Эпика возникает при равенстве перигелийного q (либо афелийного Q) расстояния единице, при этом в ноль обращается выражение $q+Q-1-q \cdot Q$. Следовательно, при значениях перигелийного или афелийного расстояний, близких к единице, формулу (1) также

нельзя использовать. Кроме того, при обработке данных, полученных при наблюдениях метеоров возможна третья особенность формулы (1) – выражение $q + Q - 1 - q \cdot Q$ меньше нуля, что можно объяснить погрешностью наблюдений.

В настоящее время опубликовано много работ, в которых авторы развивают теорию астрономического фактора применительно к решению задач метеорной астрономии. В работе [4] формула Эпика для вероятности встречи представлена в виде

$$P_a = \left(\frac{\sigma_\infty}{\sigma_g} \cdot \frac{v_h}{v_g} \cdot \cos(\alpha) \sin(i) \right)^{-1}, \quad (2)$$

где α – угол между вектором скорости метеорного тела в точке, где оно пересекает сферу радиуса 1 а.е. с центром в Солнце, и радиусом-вектором; σ_∞ и σ_g – реальное и эффективное сечения Земли:

$$\cos(\alpha) = \sqrt{\frac{2a - 1 - a^2(1 - e^2)}{2a - 1}} = \sqrt{\frac{q + Q - 1 - q \cdot Q}{q + Q - 1}}. \quad (3)$$

После преобразования потока метеорных тел в гравитационном поле Земли для вероятности встречи получаем выражение

$$P_a = \left(\frac{d\sigma_\infty}{d\sigma_g} \cdot \frac{v_h}{v_g} \cdot a^{3/2} \cdot \cos(\alpha) \sin(i) \right)^{-1}. \quad (4)$$

В формуле (4) вместо отношения площадок вводится отношение их дифференциалов, что соответствует реальному случаю, когда регистрация метеоров производится в очень малой, по сравнению с размерами Земли, площадке. Отношение $\frac{d\sigma_\infty}{d\sigma_g}$ получено в работе [5]:

$$\frac{d\sigma_\infty}{d\sigma_g} = \frac{4 \left(\frac{v_\infty}{v_g} \cos(z) + 1 \right) \left(\frac{v_\infty}{v_g} + \cos(z) \right)}{\left(\frac{v_\infty^2}{v_g^2} + 2 \frac{v_\infty}{v_g} \cos(z) + 1 \right)^2}, \quad (5)$$

где z – видимое зенитное расстояние радианта.

В итоге получаем выражение для астрономического фактора замечаемости метеоров:

$$P_a = \frac{\left(\frac{v_\infty^2}{v_g^2} + 2 \frac{v_\infty}{v_g} \cos(z) + 1 \right)^2}{4 \left(\frac{v_\infty}{v_g} \cos(z) + 1 \right) \left(\frac{v_\infty}{v_g} + \cos(z) \right) \cdot \frac{v_h}{v_g} \cdot a^{3/2} \cdot \cos(\alpha) \sin(i)}. \quad (6)$$

Данное выражение, как и формула Эпика, имеет особенности: при наклонении равно нулю или перигелийном (афелийном) расстоянии равно единице (3) значение астрономического фактора стремится к бесконечности, следовательно выражение (6) применять нежелательно.

В работе [6] дана физическая трактовка особенностей формулы (1) и получены выражения расчета вероятности пересечения метеорного тела с орбитой Земли в этих точках. Для случая малых значений наклона

$$P_a = \frac{R_{\text{ЗЗ}}^2}{8\pi a^{3/2}} \frac{2 - a^{-1} + [a(1 - e^2)]^{1/2} \cos(i)}{[2 - a^{-1} - a(1 - e^2) \cos^2(i)][2 - a^{-1}]^{1/2}}. \quad (7)$$

Для случая касания орбиты метеорного тела с орбитой Земли в перигелии или афелии приводятся выражения:

$$\left\{ \begin{array}{l} q \rightarrow 1 = 1 - \Delta r \\ Q \rightarrow 1 = 1 + \Delta r \Rightarrow P_a = \frac{\sqrt{2} R_{sc}^2 \left(1 + 0.14 \frac{R_{sc}^2}{\Delta r^2} \right)}{16 \pi a^2 [\Delta r \cdot e(1 \mp e)]^{1/2}} \frac{2 - a^{-1} + [a(1 - e^2)]^{1/2}}{[2 - a^{-1} - a(1 - e^2)]^{1/2} [2 - a^{-1}]^{1/2}} \\ \Delta r > R_{sc} \\ q \rightarrow 1 = 1 - \Delta r \\ Q \rightarrow 1 = 1 + \Delta r \Rightarrow P_a = \frac{\sqrt{2} R_{sc}^{3/2} \left[1 + \frac{\Delta r}{R_{sc}} \right]^{-1/2}}{16 \pi a^2 [e(1 \mp e)]^{1/2}} \frac{2 - a^{-1} + [a(1 - e^2)]^{1/2}}{[2 - a^{-1} - a(1 - e^2)]^{1/2} [2 - a^{-1}]^{1/2}} \\ \Delta r < R_{sc} \end{array} \right. \quad (8)$$

В формулах (8) верхние знаки соответствуют случаю касания орбит в перигелии, нижние – в афелии.

Выражения (7) – (8) имеют три существенных недостатка: во-первых, астрономический фактор рассчитывается как вероятность столкновения метеорного тела с Землей без учета малых размеров и места положения площадки регистрации метеорных тел; во-вторых, данные выражения не учитывают эллиптичности орбиты Земли, следовательно при наблюдениях метеоров возможны случаи, когда значения перигелийного расстояния будут стремиться к единице, но превышать на малую величину ($q \rightarrow 1 = 1 + \Delta r$), либо, наоборот, афелийные расстояния будут стремиться к единице, но меньше малую величину ($Q \rightarrow 1 = 1 - \Delta r$). В-третьих, погрешность расчета значения перигелия (либо афелия) по данным радиолокационных наблюдений в случае $q \rightarrow 1$ ($Q \rightarrow 1$) сопоставима с величиной Δr и выражение (8) использовать не рекомендуется.

Новый метод расчета астрономического фактора замечаемости метеоров для радионаблюдений

Использование для расчета астрономического фактора формул вероятности встречи метеорного тела с Землей, как было отмечено выше, вносит существенные погрешности в рассчитанные оценки астрономического фактора замечаемости радиометеоров. Следовательно, перед нами стоит задача разработки методики расчета P_a с учетом двух требований: во-первых, нужно ввести зависимость оценок астрономического фактора от координат РЛС (условия видимости метеора с данной орбитой неодинаковы в различных пунктах Земли); во-вторых, полученные соотношения не должны содержать особых точек.

Известно [Лебединец, Кошечев, Лагутин], что астрономический фактор замечаемости оказывает сравнительно слабое влияние на распределение больших полуосей орбит метеорных тел, следовательно, и на распределение их гелиоцентрических скоростей. Последнее утверждение верно, если пренебречь эллиптичностью орбиты Земли, тогда большая полуось и гелиоцентрическая скорость метеорного тела связаны соотношением

$$v_h = 29.785 \sqrt{2 - \frac{1}{a}}. \quad (9)$$

Положение метеороида в Солнечной системе можно задать тремя параметрами: гелиоцентрическими координатами (долгота истинного радианта относительно апекса $\lambda' - \lambda_a$, широта истинного радианта β'), а также величиной его гелиоцентрической скорости. В таком случае астрономическая селекция для данного метеороида, т.е. с заданными координатами

$(\lambda' - \lambda_a, \beta')$, определяется диапазоном возможных значений $v_h \in [v_{h\min}, v_{h\max}]$, при которых происходит выпадение метеорного тела на поверхность Земли. Следовательно, астрономический фактор замечаемости радиометеора можно рассчитать как вероятность принятия значений $[v_{h\min}, v_{h\max}]$ в распределении гелиоцентрических скоростей, исправленному с учетом физического и геометрического факторов замечаемости (см. рис. 1).

На рисунке приведено исправленное распределение гелиоцентрических скоростей для радиометеоров, наблюдавшихся в 1972 – 1978 годах на комплексе МАРС.

Предлагаемая методика позволяет получить оценки астрономического фактора в диапазоне $[0,1]$ без особых точек. Учет физического и геометрического факторов в распределении гелиоцентрических скоростей позволяет привести данные оценки P_a к геоцентрическим координатам РЛС и условиям наблюдений метеорных тел – заданным энергетическим параметрам и форме диаграммы направленности антенной системы РЛС.

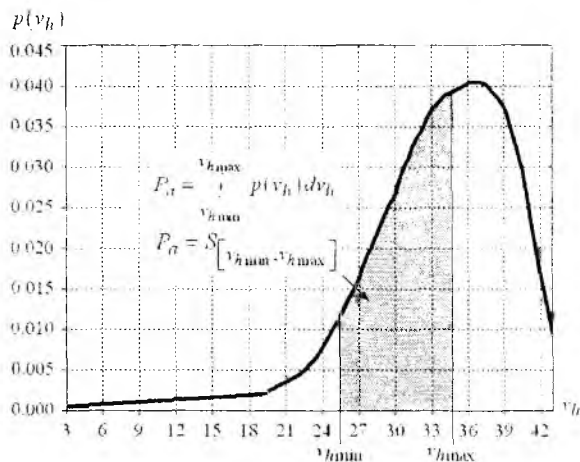


Рис. 1

Методика расчета астрономического фактора замечаемости

1. Рассчитать звездное время наблюдения метеора s :

$$s = \text{Angl}(c2(Y) + 0.017202124D + 0.262516171H + 0.0043752696M), \quad (10)$$

где Y , D , H , M – год, порядковый номер дня в году, час и минута момента наблюдения метеора соответственно.

2. Рассчитать долготу солнца в момент наблюдения метеора λ_h :

$$\lambda_h = \text{Angl} \left(\begin{array}{l} 0.017202124D + 0.000716488H + 0.000011946M + \\ + 0.033423055 \sin[0.0171775(D-3)] - c3(Y) \end{array} \right). \quad (11)$$

В выражениях (10) и (11) параметры $c2$ и $c3$ являются табличными и определяются годом наблюдения.

Функция Angl определяется следующим образом:

$$\text{Angl}(x) = \begin{cases} x, & \text{если } 0 \leq x \leq 2\pi \\ 2\pi \left\{ \frac{x}{2\pi} \right\}, & \text{если } x > 2\pi \\ 2\pi + 2\pi \left\{ \frac{x}{2\pi} \right\}, & \text{если } x < 0 \end{cases}, \quad \{x\} - \text{дробная часть числа } x. \quad (12)$$

3. Рассчитать долготу апекса в момент наблюдения метеора λ_a :

$$\lambda_a = \text{Angl} \left(\lambda_h - \frac{\pi}{2} + 0.01672 \sin(\lambda_h - 1.7864122 - 2.99614 \cdot 10^{-4} (Y - 1950)) \right). \quad (13)$$

4. Рассчитать радиус-вектор орбиты Земли в момент наблюдения метеора R_e :

$$R_e = \frac{0.9997195}{1 - 0.01675 \cos(\lambda_h - 1.7864122 - 2.99614 \cdot 10^{-4} (Y - 1950))}. \quad (14)$$

5. Рассчитать орбитальную скорость Земли в момент наблюдения метеора v_e :

$$v_t = 29.785 \sqrt{\frac{2}{R_e} - 1}. \quad (15)$$

6. Рассчитать для заданных гелиоцентрических координат радиометеора $(\lambda' - \lambda_a, \beta')$ массив значений геоцентрической скорости $v_g(v_h)$ (v_h изменяется в пределах от 5 до 43 км/с с шагом 0.01 км/с):

$$v_g(v_h) = \sqrt{v_t^2 + v_h^2 + 2v_t v_h \cos(\beta') \cos(\lambda' - \lambda_a)}. \quad (16)$$

7. Рассчитать массив значений широты радианта $\beta(v_h)$:

$$\beta(v_h) = \arcsin\left(\frac{v_h \sin(\beta')}{v_g}\right). \quad (17)$$

8. Рассчитать массив значений долготы радианта $\lambda(v_h)$:

$$\lambda(v_h) = \text{Angl} \left[\lambda_a + \arctg 2 \left(\frac{\cos(\beta') \sin(\lambda' - \lambda_a)}{\frac{v_t}{v_h} + \cos(\beta') \cos(\lambda' - \lambda_a)} \right) \right], \quad (18)$$

где функция $\arctg 2$ определяется следующим образом:

$$\arctg 2 \left(\frac{x}{y} \right) = \begin{cases} \arctg \left(\frac{x}{y} \right), & \text{если } y > 0 \\ \pi + \arctg \left(\frac{x}{y} \right), & \text{если } y < 0 \end{cases}. \quad (19)$$

9. Рассчитать массив значений склонения радианта $\delta(v_h)$:

$$\delta(v_h) = \arcsin(\cos(\varepsilon) \sin(\beta(v_h)) + \sin(\varepsilon) \cos(\beta(v_h)) \cos(\lambda(v_h))), \quad (20)$$

где ε – угол наклона плоскости эклиптики к плоскости экватора, для комплекса МАРС получаем: $\cos(\varepsilon) = 0.917454$, $\sin(\varepsilon) = 0.397842$.

10. Рассчитать массив значений прямого восхождения радианта $\alpha(v_h)$:

$$\alpha(v_h) = \arctg 2 \left(\frac{\cos(\varepsilon) \cos(\beta(v_h)) \sin(\lambda(v_h)) - \sin(\varepsilon) \sin(\beta(v_h))}{\cos(\beta(v_h)) \cos(\lambda(v_h))} \right). \quad (21)$$

11. Рассчитать массив значений косинуса зенитного расстояния радианта $\cos(z(v_h))$:

$$\cos(z(v_h)) = \sin(\phi) \sin(\delta(v_h)) + \cos(\phi) \cos(\text{Angl}(s - \alpha(v_h))), \quad (22)$$

где ϕ – геодезическая широта РЛС наблюдения радиометеоров, для комплекса МАРС имеем: $\cos(\phi) = 0.65059$, $\sin(\phi) = 0.759429$.

12. Определить диапазон гелиоцентрических скоростей метеорного тела $[v_{h \min}, v_{h \max}]$, в котором значение косинуса зенитного расстояния радианта лежит в диапазоне $[0; 1]$.

13. Определить значение астрономического фактора замечаемости, как вероятность, с которой гелиоцентрическая скорость попадает в диапазон $[v_{h \min}, v_{h \max}]$.

14. Выполнить пункты 1 – 13 для каждого метеора.

Учет астрономического фактора замечаемости при построении исправленных распределений параметров орбит радиометеоров

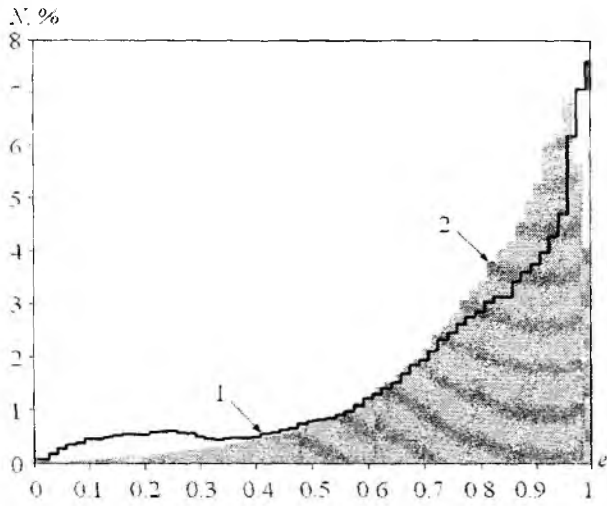


Рис. 2

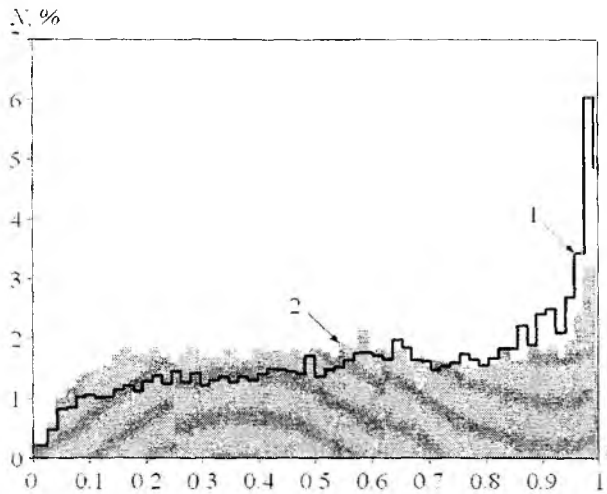


Рис. 3

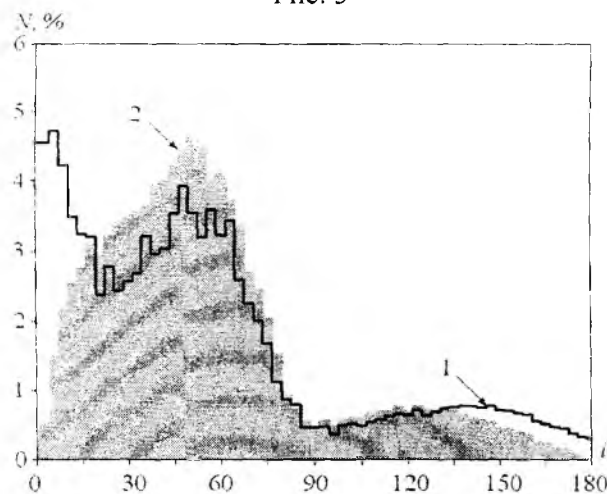


Рис. 4

Чтобы перейти от видимых распределений параметров орбит зарегистрированных радиометеоров к исправленным за астрономический фактор распределениям необходимо приписать каждому метеору вес, равный $P_a^{-1} a^{3/2}$. Множитель $a^{3/2}$ приводит все оценки P_a^{-1} к одному масштабу времени (одному году). Рассчитанные по предложенной в данной статье методике исправленные распределения параметров орбит метеоров (около 156000) каталога ХНУРЭ: e – эксцентриситет, q – перигелийное расстояние, i – наклонение; приведены на рис. 2, 3 и 4 графике 1 соответственно.

В настоящее время формула Эпика время является безальтернативной, и большинство разработанных ныне методик расчета астрономического фактора являются лишь модификациями выражения (1), следовательно, для сравнения на рис. 2, 3 и 4 графики 2 приведены распределения параметров орбит метеоров исследуемого каталога, но исправленные за астрономический фактор по (1). Отметим, что в расчетах участвовало 145000 орбит. Для остальных 11000 орбит получить оценки P_a невозможно, т.к. выражение $q + Q - 1 - q \cdot Q$ меньше нуля. На графиках рис. 2, 3 и 4 по оси ординат – количество орбит в процентах от общего объема выборки N , по оси абсцисс – параметр, по которому строится распределение.

Следует отметить, что полученные распределения параметров орбит метеорных тел довольно сильно сходны, как качественно, так и количественно. Наблюдаемые различия в распределениях определяются только особенностями формулы Эпика – при стремлении перигелийного (афелийного) расстояния к единице, либо наклонения к нулю (или 180°) значение P_a^{-1} стремится к нулю, следовательно, такие метеорные тела в исправленном распределении будут участвовать с весом близким к нулю.

Данный эффект мы наблюдаем на рис. 2 ($Q \rightarrow 1$) для малых значений эксцентриситета, рис. 3 ($q \rightarrow 1$) и рис. 4 ($i \rightarrow 0^\circ (180^\circ)$), графики 2, где наблюдается резкий спад значения N в распределениях параметров орбит в областях, соответствующих особым точкам выражения

(1). Для графиков 1, как и ожидалось, в данных областях характерен рост значения числа орбит N . Кроме того, в отличие от формулы Эпика (где выражение $q + Q - 1 - q \cdot Q < 0$), предложенная нами методика расчета астрономического фактора позволяет получить оценки P_a для орбит метеоров близких к гиперболическим (рис. 2 $e \rightarrow 1$).

Выводы

Применение предложенной в статье методики учета астрономического фактора замечаемости позволяет получить оценки P_a , свободные от особых точек во всем диапазоне изменения значений параметров орбит радиометеоров – большой полуоси, эксцентриситета и наклона. Полученные в статье результаты планируется в дальнейшем использовать для построения истинных распределений параметров орбит метеорных тел.

Список литературы: 1. Горелов Д.Ю., Волощук Ю.И. Уточнение методики учета физического фактора замечаемости при построении истинных распределений параметров радиометеоров // Радиотехника. 2007. Вып. 149. С. 62-68. 2. Горелов Д.Ю., Волощук Ю.И. Оценка геометрического фактора замечаемости в задаче определения истинных распределений параметров орбит радиометеоров // Прикладная радиоэлектроника. 2006. Т. 5, №4. С. 519-527. 3. Öpik E. Collision probabilities with the planet and the distribution of interplanetary matter // Proc. Roy. Irish. Acad. 1951. N 12. P. 165-169. 4. Белькович О.И. Астрономическая селекция при наблюдениях метеоров и методы ее учета // Астрон. вестн. 1983. 17, №2. С. 108-115. 5. Андреев Г.В., Бабаджанов П.Б. Влияние гравитационного поля Земли на структурные характеристики метеорных потоков // Докл. АН ТаджССР. 1981. 24, №9. С. 189-193. 6. Бронштэн В.А. К вопросу об учете астрономической селекции при обработке наблюдений метеоров // Астрон. вестн. 1983. 17, №3. С. 175-181.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 28.10.2007

СРАВНЕНИЕ СВОЙСТВ ОБЫЧНЫХ ПЕРЕХОДНИКОВ, ПЕРЕХОДНИКОВ НА ФОТОННЫХ КРИСТАЛЛАХ И ПЕРЕХОДНИКОВ НА ФОТОННОЙ ЗАПРЕЩЕННОЙ ЗОНЕ

Введение

Одна из главных проблем применения обычных оптических волокон и волноводов – их неэффективность при соединении с интегральными оптическими устройствами, волноводами, полупроводниковыми устройствами, такими как лазерные диоды и другими волноводными устройствами с отличными свойствами. Потери на соединении возникают вследствие несоответствия поля распределения мод и изменения в показателе преломления [1]. Стандартным методом уменьшения потерь на соединении является метод преобразования направляемой моды с помощью адиабатического перехода в волноводной структуре между соединяемыми устройствами [1]. Этот метод легко осуществим и воспроизводим с помощью сужающегося устройства [2]. Слабое ограничение поля, существующее в простых ступенчатых волноводных переходниках, обычно приводит к многомодовому режиму или неприемлемым потерям и искажению моды вплоть до существенного преобразования направляемой моды [1]. Поэтому необходим поиск и более детальное исследование новых более эффективных типов переходников. Переходники на фотонных кристаллах (ФК) позволяют развивать компактные фотонные интегрированные системы, которые обеспечивают низкие потери при распространении сигнала и высокую эффективность передачи сигнала в элементах различной конфигурации необходимых в таких фотонных интегрированных цепях [3]. ФК сужения – отправная точка для создания нового класса перестраиваемых волоконных устройств. Эти волоконные устройства обладают высокой перестраиваемостью с очень маленькими вносимыми потерями или непреднамеренными поляризационно-зависимыми потерями, и могут быть легко соединены в оптических системах [4].

Плавно суженный ФК волновод и суженный ФК планарный волновод на эффекте фотонной запрещенной зоны (ФЗЗ) также имеют потенциал для существенного уменьшения длины сужения и восстановления первоначальной формы распределения поля моды при низких потерях [1]. Соблюдение плавности в ФК волноводных сужениях является важным условием для уменьшения потерь в них и (или) длины сужения.

В то же время такие переходники на фотонных кристаллах являются недостаточно исследованными. Например, недостаточно исследованы распределения полей в них, потери в различных типах переходников и величины пропускания. Для выявления всего потенциала таких переходников необходимо их более детальное исследование. В предыдущей работе [5] были численно исследованы распределения полей в таких переходниках, профили мод и потери в них. Но необходимо произвести исследования такой важной характеристик, как спектр пропускания данных переходников.

Поэтому цель данной работы – численное исследование влияния размеров на величину пропускания оптической волны проходящей через ФК и ФЗЗ переходники. Результаты вычислений для обычного переходника, ФК переходника и ФЗЗ переходника сравнены и проанализированы.

Теоретическая модель

В данной работе рассмотрены три типа планарных переходников: первый – обычный переходник, второй – ФК переходник и третий – ФЗЗ переходник.

Первый обычный переходник представляет собой участок сужения оптического планарного волновода со ступенчатым профилем показателя преломления (рис. 1). Материалом сердцевины и оболочки является оксид кремния с показателями преломления, равными 1.46 и 1.45 соответственно. Этот переходник работает на эффекте полного внутреннего отражения.

Второй тип переходника на основе ФК представляет собой сужение ФК волновода (далее этот тип переходника будет называться ФК переходник, рис. 2). Область сердцевины имеет форму переходного участка (рис. 2). Основным материалом является оксид кремния с показателем преломления равным 1.46 с воздушными отверстиями перпендикулярно направлению распространения волны. Этот переходник также работает на эффекте полного внутреннего отражения. Периодичность ФК в оболочечной области переходника позволяет нам перейти в моделировании на гомогенную среду с эффективным показателем преломления [6], что упрощает моделирование переходника, сокращает время расчетов распределения электромагнитного поля и упрощает анализ его свойств, а именно, его волноводных характеристик. Мы можем лучше понять волноводные свойства дырочных волноводов с помощью применения теории обычных волноводов (эффект полного внутреннего отражения) для рассмотрения оболочечной ФК области дырочных волноводов, как гомогенной среды с эффективным показателем преломления [5]. При введении эффективного показателя преломления трехмерный переходник можно свести к двумерному случаю [6]. Такой метод гомогенизации периодических сред может быть применен при моделировании широкого круга структур интегральной и волоконной оптики – таких как волноводы, переходники, разветвители и т.д. [7]. Таким образом, в данной работе заменяем ФК переходник его эффективной моделью, которая имеет эффективный показатель преломления ФК оболочечной области и эффективный диаметр сердцевины. Последний был нами получен в работе [6].

Показатель преломления оболочки в эффективной модели ФК переходника экспоненциально уменьшается при сужении и имеет ориентировочно величины от 1.455 в широкой части до 1.425 в узкой части [5], т.е. разница показателей преломления оболочки и сердцевины увеличивается к выходу переходника и поэтому должно увеличиваться оптическое ограничение моды. Величины показателей преломления в широкой части так же зависят от собственной ширины входа переходника, выход переходника остается неизменным.

Третьим типом переходника на основе ФК является планарный волновод на основе ФК, в котором область дефекта имеет форму переходного участка (далее этот тип переходника будет называться Ф33 переходник, рис. 2). Как видно, конструкции ФК и Ф33 переходников схожи, различаются эффекты волноведения, на которых они работают. Основным материалом является оксид кремния с показателем преломления равным 1.46, со стержнями из арсенида галлия (показатель преломления равен 3.37), расположенными перпендикулярно направлению распространения волны. Этот переходник работает на эффекте Ф33, т.е. рабочая длина волны расположена в пределах Ф33 ФК в оболочечной области. Область оболочки Ф33 переходника, которая основана на ФК, имеет следующие параметры: отношение между радиусом стержня и пичем (расстояние между центрами стержней) равно 0.23, пич – 0.7056 мкм, радиус стержня – 0.2254 мкм.

Таким образом, все типы переходников имеют в качестве материала сердцевины оксид кремния (1.46), где и распространяется волна. Такой выбор материала обоснован тем, что в настоящее время наиболее широко используются волоконные линии связи именно с сердцевиной на основе оксида кремния.

Рабочая длина волны $\lambda = 1.55$ мкм. Для всех типов переходников выходной радиус сердцевины равен 3.3 мкм. Длина переходников равна 5 мкм. В данной работе показаны результаты для переходников с входными радиусами сердцевины 5.1, 5.7, и 6.3 мкм.

Численное исследование трехмерных структур переходников представляет собой сложную задачу ввиду относительно малых размеров ФК и сложности расчетов приводящих к большим затратам вычислительных ресурсов. Поэтому мы рассматривали двумерное продольное сечение вдоль оси симметрии структуры (z-x плоскость), например на рис. 2 показано сечение ФК (или же аналогичного Ф33) переходника.

Распространение волны в рассматриваемых структурах описывается с помощью двумерного уравнения Гельмгольца для аксиальных поперечных электрических волн, т.е. Н-волн. Для численного исследования фотонных устройств могут быть использованы

следующие методы: метод конечных разностей, метод конечных элементов, метод распространения луча, метод линий и метод конечных разностей во временной области. Для решения уравнения Гельмгольца был выбран метод конечных элементов, который использует краевые элементы второго порядка, которые дают хорошие результаты [7], а также позволяет рассматривать структуры с криволинейной геометрией. Кроме того, было получено аналитическое решение для тех же структур. В результате была выбрана такая точность численного решения, при которой аналитическое и численное решение были идентичны [5].

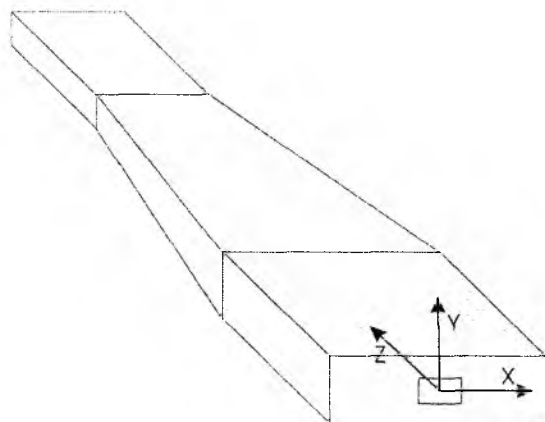


Рис. 1

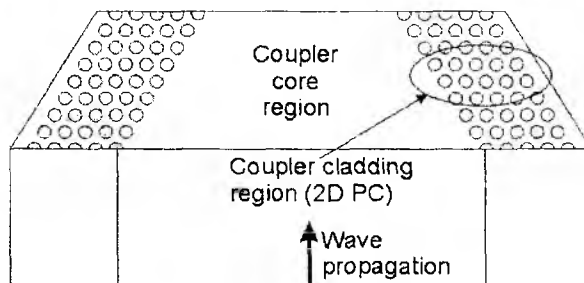


Рис. 2

Время расчетов было дополнительно сокращено благодаря сокращению радиальных размеров области оболочки, т.е. радиуса оболочки структуры [5]. Это сокращение было применено благодаря использованию идеально согласованных граничных условий используемых на краях структур [8] и оно не повлияло на распределение электромагнитного поля, т.к. данные граничные условия обладают 100 % поглощением и нулевым отражением, таким образом, моделируя бесконечные размеры структуры [5].

Результаты и обсуждения

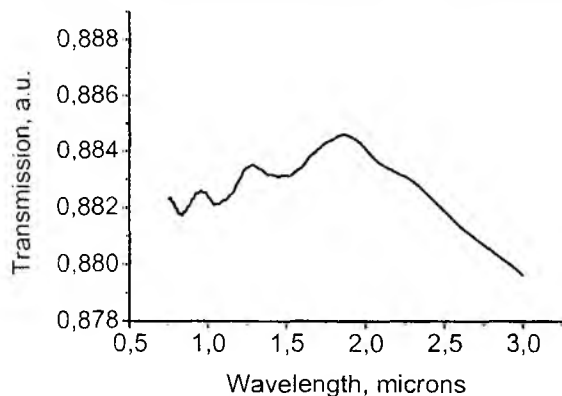
Были рассчитаны распределения электрического поля и радиальные распределения оптической мощности для трех разных входных радиусов переходников и величины потерь для них [5]. Как было показано в работе [5], с возрастанием входного радиуса сердцевины ФК переходника величина утечки в конечной части переходника возрастает. В ФЗЗ переходнике наибольшие потери имеют место в начале и конце переходника. Наибольшие потери в обычных переходниках имеют место в конечной области таких переходников.

Радиальные распределения мод на выходе переходников показало, что на выходе обычных переходников наблюдается незначительное искажение формы моды. На выходе ФК и ФЗЗ переходников происходит сильное искажение формы моды. Необходимо заметить, что больший угол перехода по отношению к оси переходника приводит к более значительному искажению моды на выходе этого переходника. В то же время ФЗЗ переходник имеет большее искажение моды, чем ФК переходник при одинаковых радиусах сердцевин.

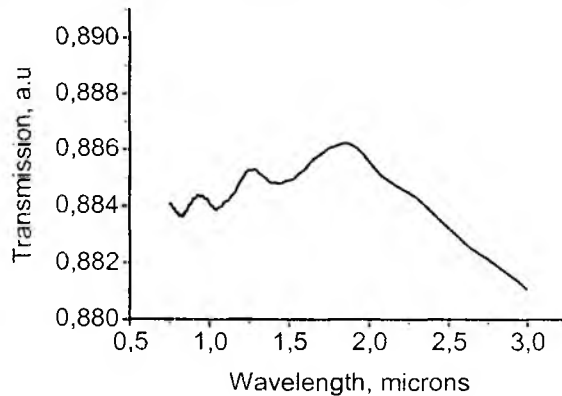
В развитие работы [5] проводились исследования спектров пропускания данных переходников. На рис. 3-5 представлены спектры пропускания трех вышеперечисленных видов переходников при трех входных радиусах сердцевин для всех переходников: 5.1, 5.7 и 6.3 мкм.

Первое, что видно из данных рисунков, это то, что формы спектров обычных переходников и ФК переходников имеют практически идентичную форму (рис. 3, а, b, c и 4, а, b, c). Это можно объяснить тем, что показатели преломления оболочек этих переходников имеют близкие значения и соответственно близкие значения разности показателей преломления сердцевин и оболочек и оптического ограничения. Но все же ФК переходник имеет оболочку с меньшим к концу переходника показателем преломления, чем обычный переходник, соответственно обладает большей разницей показателей преломления оболочки и сердцевин и большим оптическим ограничением. Данный эффект можно видеть на рис. 3, а, b, c и 4, а, b, c, где видно что при близкой форме спектров ФК переходник имеет незначительно

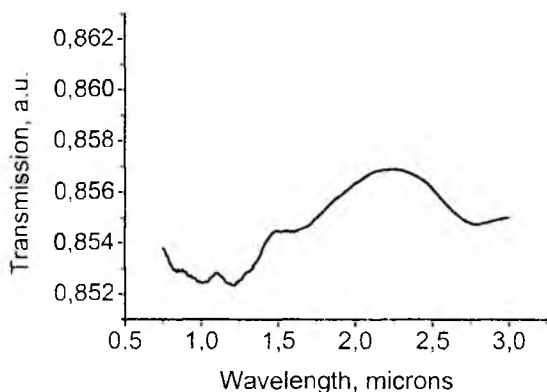
большие величины пропускания оптической моды (разница величин пропускания для идентичных длин волн порядка 0.002-0.004 отн. ед.). Далее, если провести сравнение ФЗЗ переходников и ФК переходников, можно видеть что ФЗЗ переходник имеет более высокие величины пропускания (разница величин пропускания для длины волны 1.55 порядка 0.015 отн. ед.), но и форму спектров отличную от формы спектров ФК переходника (рис. 5, *a, b, c*).



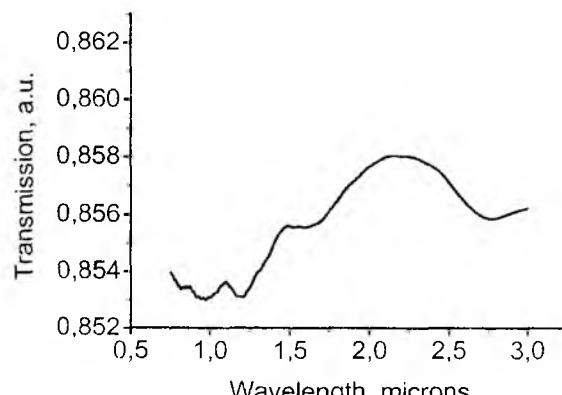
a



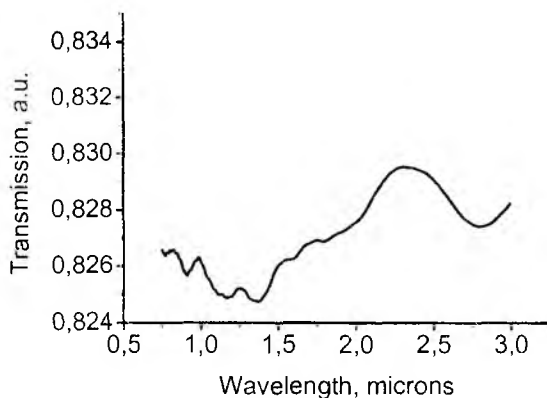
a



b

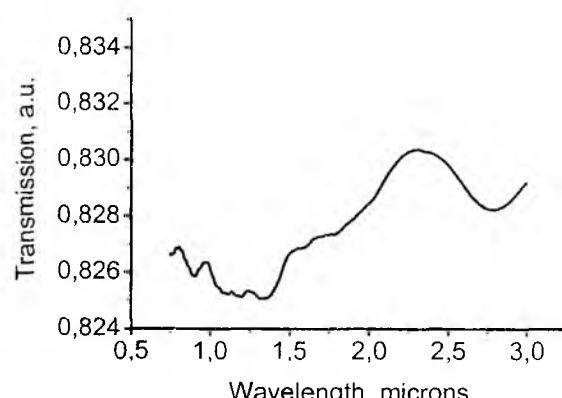


b



c

Рис. 3



c

Рис. 4

В спектре ФЗЗ переходников можно видеть искажения, появляющиеся в результате переотражения волны от стенок переходника благодаря большему оптическому ограничению внутри ФЗЗ переходников. В работе [5] было показано, что ФЗЗ переходники имеют наибольшее оптическое ограничение волны в переходнике за счет эффекта ФЗЗ и наименьшие потери, но и в то же время наибольшее искажение формы моды. Поэтому они, хотя и являются наилучшими среди данных типов переходников по величине потерь и пропускания, тем не менее, не являются идеальными с точки зрения формы моды. Поэтому все еще требуется их дальнейшее исследование и усовершенствование.

Также можно видеть, что в диапазоне длин волн 0.75-3.0 мкм наибольшие величины пропускания расположены в районе 2 мкм и положение это сдвигается в стороны больших длин волн при увеличении входного радиуса переходника любого типа (рис. 3, а, б, с, 4, а, б, с, 5, а, б, с). Это можно объяснить тем, что при большем входном диаметре переходника более длинные волны могут быть поданы на вход такого переходника и эффективно преобразованы к выходу с меньшим размером.

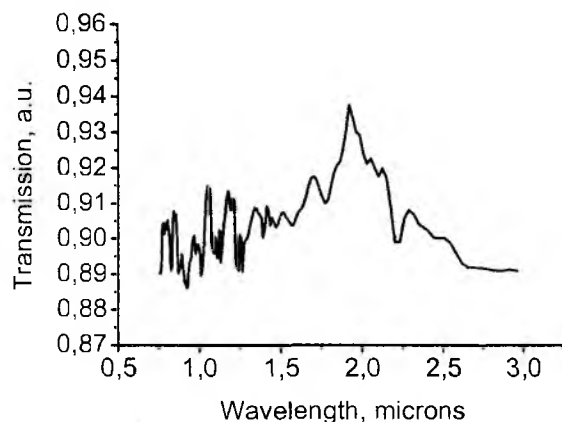
Для рабочей длины волны $\lambda = 1.55$ мкм был построен график величин пропускания для разных типов переходников и разных их входных радиусов (рис. 6). Было показано, что при увеличении входного радиуса переходника любого типа величина пропускания уменьшается, так как увеличивается угол перехода и соответственно количество переотражений и потерь [5]. Например, при увеличении входного радиуса переходника на 0.6 мкм, при неизменных остальных параметрах, величина пропускания уменьшается на 0.03 отн. ед.

Соответственно нужно стремиться к меньшим углам переходов, например за счет увеличения длины переходника. Так, при выборе угла стенки ФЗЗ переходника к его оси не более 19 град., что соответствует случаю переходника с входным 5.1 мкм и выходным 3.3 мкм радиусами, получаемая величина пропускания будет не менее 0.895 отн. ед. Приведенные на рис. 6 данные подтверждают, что обычный переходник имеет наименьшую величину пропускания для рабочей длины волны, а для ФЗЗ переходника характерно наибольшее пропускание.

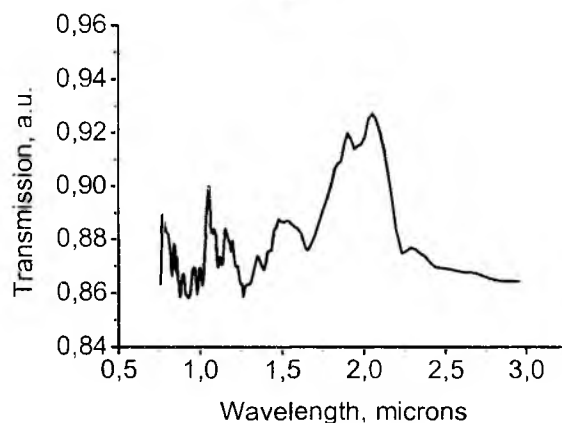
Выводы

Таким образом, в представленной работе были исследованы три типа переходников с разными входными радиусами: обычный волоконно-оптический переходник между волноводами с различными диаметрами, волноводные ФК и ФЗЗ переходники.

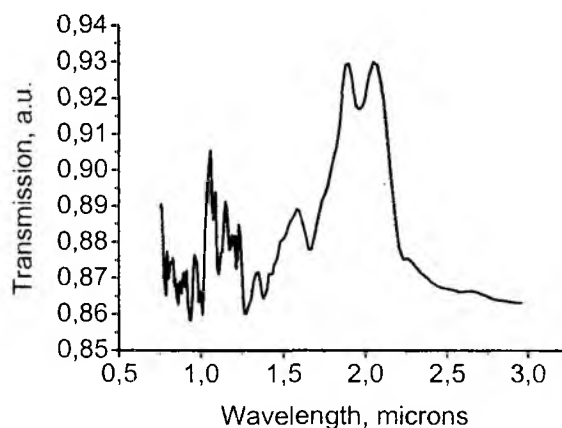
Полученные результаты численного исследования показывают, что увеличение угла перехода всех типов переходников приводит к уменьшению величины пропускания и, соответственно, к увеличению потерь излучения в переходнике.



а



б



с

Рис. 5

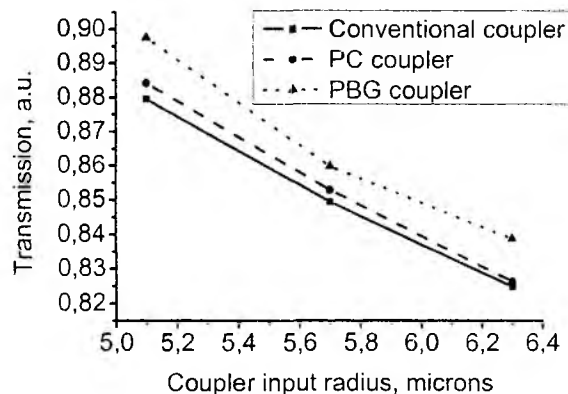


Рис. 6

Возрастание входного радиуса переходника на 0.6 мкм, при неизменных остальных параметрах, приводит к уменьшению пропускания на 0.03 отн. ед.

Преимуществом ФЗЗ переходника является наибольшее пропускание по сравнению с обычными и ФК переходниками (порядка 0.9 отн. ед. для длины волны 1.55 мкм), но в то же время для этого типа переходника характерно значительное искажение формы моды.

Было показано, что для того чтобы ФЗЗ переходник, который имеет наибольшее пропускание, имел эффективность прохождения оптической моды не ниже 90 %, угол такого переходника должен быть не больше 19 град.

Поэтому, при соединениях волокон с волокнами и с другими интегральными устройствами целесообразно использовать именно ФЗЗ переходники, так как они обеспечивают наибольшее пропускание при малой длине переходника. Но в то же время необходимо оптимизировать параметры такого переходника для уменьшения вносимых ним искажений оптической моды.

Список литературы: 1. *G. E. Town and J. T. Lizier.* Tapered holey fibers for spot-size and numerical-aperture conversion. *Optics Letters*, 2001, vol. 26, № 14. С. 1042-1044. 2. *J. K. Chandalia, B. J. Eggleton, R. S. Windeler, S. G. Kosinski, X. Liu, C. Xu.* Adiabatic Coupling in Tapered Air-Silica Microstructured Optical Fiber. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2001, vol. 13, № 1, January. С. 52-54. 3. *A. Talneau, Ph. Lalanne, M. Agio, C. M. Soukoulis.* Low-reflection photonic-crystal taper for efficient coupling between guide sections of arbitrary widths. *Optics Letters*, 2002, vol. 27, № 17, September 1. С. 1522-1524. 4. *Charles Kerbage, Benjamin J. Eggleton.* Microstructured Optical Fibers: For Integrated, Tunability of Photonic Devices. *Optics & Photonics News Optics*, 2002, September. С. 38-42. 5. *I.A. Sukhoivanov, A.V. Dyogtyev, P.S. Ivanov, J.A. Andrade-Lucio.* Tapered holey fiber and PBG couplers for optical integration. *Proceedings of SPIE*, 2004, vol. 5597, С. 109-117. 6. *P.S. Ivanov, I.V. Guryev, A.V. Dyogtyev, A.V. Kublik, I.A. Sukhoivanov.* Modified effective-index model for study of optical components made by defect in two-dimensional photonic crystal. *SPIE proceedings*, vol. 5582. 7. *R. Scarmozzino, A. Gopinath, R. Pregla, S. Helfert.* Numerical Techniques for Modeling Guided-Wave Photonic Devices. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2000, vol. 6, № 1, January/February. С. 150-162. 8. *A. R. Weily, L. Horvath, K. P. Esselle, B. C. Sanders.* Performance of PML absorbing boundary conditions in 3D photonic crystal waveguides. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2004, vol. 40, № 1, January 5. С. 1-3.

Харьковский национальный
университет радиотехники

Поступила в редколлегию 06.08.2007

АЛГОРИТМ РЕКОНСТРУКЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ В БЛИЖНЕПОЛЕВОЙ СКАНИРУЮЩЕЙ МИКРОВОЛНОВОЙ МИКРОСКОПИИ

Введение

Ближнеполевая сканирующая микроволновая микроскопия (БСММ) является удобным инструментом для решения задач диагностики материалов и элементов микроэлектроники. Ее сущность сводится к измерению интегральных характеристик резонатора, которые обладают высокой чувствительностью к параметрам исследуемого объекта, внесенного в активную зону резонатора. Одним из важных приложений БСММ является неразрушающее и бесконтактное исследование материалов, используемых в микро и нанoeлектронике. Целью такого исследования может быть как получение подробной карты свойств поверхности контролируемого объекта (включая топографию поверхности), так и исследование объемных характеристик материала со значительно большей глубиной проникновения поля по сравнению с оптическими методами. В последнее время удалось значительно повысить разрешающую способность БСММ (менее 1 мкм) в схемах с использованием резонаторных датчиков апертурного типа, в которых в качестве зонда используется заостренный конец центрального проводника коаксиала [1-4].

При использовании такого зонда пространственное разрешение микроскопа увеличивается с уменьшением радиуса его конца. Вместе с тем, с уменьшением угла заострения уменьшается и его передаточная эффективность, и в результате снижается чувствительность. В работе [5] для решения этого противоречия предлагается оптимальная форма заостренного конца зонда. Однако, по сравнению с другими методами микроскопии [6], в БСММ практически не используются возможности численных методов обработки результатов сканирования для повышения разрешающей способности. Ранее нами было показано [7], что использование этих методов в БСММ может в несколько раз повысить качество изображения. Были получены простые оценочные соотношения для предельно достижимой точности реконструкции структуры объекта.

В настоящей работе мы предлагаем новую методику построения алгоритмов реконструкции изображений в БСММ. Ее сущность сводится к двухэтапному применению процедуры "deconvolution" (обратной свертки) и использованию в качестве промежуточного результата реконструкции поля эквивалентных источников. При этом, в отличие от алгоритмов реконструкции, используемых в магнитной и оптической микроскопии, предлагаемая методика учитывает взаимное влияние соседних неоднородностей, что значительно повышает ее эффективность. В связи с этим она может быть использована и в других методах микроскопии в качестве уточненного (нелинейного) алгоритма реконструкции изображений.

Модель взаимодействия датчика с объектом контроля

В наиболее общем случае задача реконструкции изображения в сканирующей микроскопии сводится к решению некорректной задачи:

$$\hat{A}[Z(x, y)] = U(x, y), \quad (1)$$

где $Z(x, y)$ – искомое планарное распределение исследуемого параметра объекта. $U(x, y)$ – двумерный массив измеренных данных, \hat{A} – оператор преобразования, который может содержать случайные слагаемые (шумы), связанные с неточностью измерения. В рассматриваемом ниже примере в качестве $Z(x, y)$ будем использовать отклонение $h(x, y)$ высоты поверхности над заданным нулевым уровнем, а в качестве измеряемого параметра $U(x, y)$ – сдвиг резонансной частоты датчика, изменение его добротности или амплитуду выходного сигнала СВЧ-детектора.

Оператор \hat{A} может быть известен неточно, что связано с неизвестной формой острия зонда и с наличием шумов. В результате задача определения $Z(x, y)$ (задача реконструкции) является некорректной и требует специальных методов решения. В том случае, когда можно пренебречь взаимным влиянием соседних областей в распределении $Z(x, y)$ друг на друга и пренебречь краевыми эффектами, уравнение (1) принимает вид линейного интегрального уравнения Фредгольма первого рода типа свертки [3].

В задачах БСММ такое приближение оказывается слишком грубым. Это связано с тем, что каждая из неоднородностей является источником вторичного поля, которое, взаимодействуя с соседними областями, вносит в результирующий сигнал квадратичные добавки. Ниже построим модель взаимодействия объекта контроля с полем датчика с учетом этих поправок.

В качестве измеряемых параметров в БСММ используют, как правило, сдвиг резонансной частоты или изменение добротности. Результаты сканирования значений одного из них или обоих и являются первичными измеряемыми данными. Эти результаты можно представить в виде двумерной комплексной функции $\delta\tilde{f}/\tilde{f}(x, y)$, где \tilde{f} – комплексное значение резонансной частоты.

Рассмотрим одну из классических задач микроскопии – измерение профиля поверхности. Для простоты будем считать объект однородной пластиной из проводящего диэлектрика с комплексной проницаемостью $\tilde{\epsilon}$. В этом случае из общей формулы для изменения комплексного значения резонансной частоты [4] получим

$$\frac{\delta\tilde{f}'}{\tilde{f}} = \frac{\int (\delta\tilde{\epsilon} \cdot \vec{E}_1 \cdot \vec{E}_0) dv}{2 \int (\epsilon_0 \cdot \vec{E}_0^2) dv}, \quad (2)$$

где $\delta\tilde{f}'$ – сдвиг комплексного значения резонансной частоты по сравнению с ее значением для гладкой поверхности, а отклонение комплексной диэлектрической проницаемости от $\tilde{\epsilon}$ однородного объекта с гладкой поверхностью отлично от нуля только в областях, соответствующих неровностям \vec{E}_0 и \vec{E}_1 напряженности поля для объектов с гладкой и с шероховатой поверхностью соответственно.

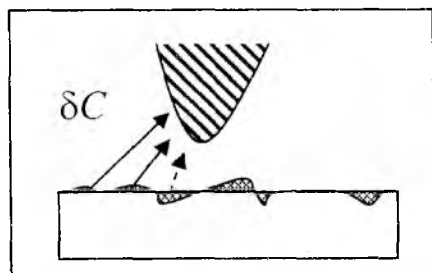


Рис. 1

Выступы или впадины на поверхности можно рассматривать как области, в которых соответственно $\delta\tilde{\epsilon} = \pm(\tilde{\epsilon} - 1)\epsilon_0$, где $\tilde{\epsilon}$ – относительная комплексная диэлектрическая проницаемость материала (рис. 1).

Как было показано в [3], в результате применения методов реконструкции может быть получено пространственное разрешение БСММ, значительно меньшее, чем радиус острия или расстояние от него до объекта контроля.

Поэтому, ориентируясь на расшифровку малых неоднородностей, невозмущенное внешнее поле \vec{E}_0 в пределах каждого выступа или впадины будем считать однородным и ориентированным перпендикулярно поверхности. Численное моделирование поля апертурного датчика показало, что погрешность такого приближения в локальной зоне с характерными размерами порядка расстояния до зонда, не превышает 2 %.

В этом случае распределение зарядов на поверхности каждого выступа или впадины можно заменить эквивалентными электрическими диполями, которые вносят положительную или отрицательную добавку к емкости в полное комплексное сопротивление датчика. В общем случае компоненты дипольного момента, приобретенного диэлектрическим телом в однородном внешнем поле, можно представить в виде $p_i = \beta_{ik} E_k$, где β_{ik} – симметричный тензор поляризуемости тела, а E_k – компоненты локального значения вектора напряженности внешнего поля в рассматриваемой малой области.

При этом следует учитывать, что внешнее поле для каждого из диполей может быть принято равным невозмущенному полю $\vec{E}_0(\vec{r})$ (полю между зондом и гладкой поверхностью объекта), только в том случае, когда мы пренебрегаем влиянием соседних неоднородностей. С учетом взаимного влияния неоднородностей получим

$$[p_i]_n = [\beta_{ik}]_n \left[E_{0k}(\vec{r}_n) + \sum_{m \neq n} G_{jk}(\vec{r}_n - \vec{r}_m) \cdot [p_j]_m \right] \quad (3)$$

Здесь индексы m, n обозначают номера неоднородностей, j, k – координатные индексы, а недиагональные элементы тензора $G_{jk}(\vec{r}_n - \vec{r}_m)$ определяют составляющие поля, индуцированного диполем $[p_k]_m$, находящимся в точке \vec{r}_m , в точке \vec{r}_n . Перейдем к обобщенному тензору $[G_{jk}^*]_{nm}$, формально доопределяя его диагональные элементы как $[G_{jk}^*]_{nn} \equiv -[\beta_{jk}]_n^{-1}$. Тогда получим уравнение

$$-[E_{10k}]_n = [G_{jk}^*]_{nm} [p_j]_m, \quad (4)$$

где по индексам j, m производится суммирование. Отсюда следует, что по аналогии с тензором поляризации $[\beta_{jk}]$ для единичного объекта можно рассматривать обобщенный тензор поляризации для системы объектов в виде

$$[\beta_{jk}^*]_{nm} = -[G_{jk}^*]_{nm}^{-1}, \text{ и записать } [p_j]_m = [\beta_{jk}^*]_{nm} [E_{10k}]_n \quad (5)$$

При решении прямой задачи (определении отклика) его компоненты могут быть рассчитаны независимо от параметров датчика и определяются априорно заданными параметрами каждой из неоднородностей (тензором поляризации $[\beta_{ik}]_n$ и положением условного центра \vec{r}_n). Используя известное соотношение для расчета дипольного момента однородного диэлектрика во внешнем поле $\vec{p} = \int [(\epsilon - 1) / 4\pi] \vec{E}(\vec{r}) dV$, получим

$$\int \delta \epsilon \vec{E}_1 \vec{E}_0 dv = 4\pi \vec{p} \vec{E}_0. \quad (6)$$

Из (2), (5), (6) окончательно получим

$$\frac{\delta \tilde{f}}{\tilde{f}} = K_0 \sum_{m, i, k} [E_{0j}]_m [P_m]_k = K_0 \sum_{m, n, j, k} [E_{0j}]_m [\beta_{jk}^*]_{nm} [E_{0k}]_n, \quad (7)$$

где нормировочный коэффициент $K_0 = 4\pi / \int (\epsilon_0 \cdot \vec{E}_0^2) dv$, а компоненты невозмущенного поля $[E_{0j}]_m$ в области m -й неоднородности определяются параметрами системы датчик – однородный объект. Из этой формулы видно, в частности, что в квадратичном приближении пренебрежение дальней зоной поля влияет в основном только на нормировочный коэффициент K_0 (за счет ограничения области интегрирования).

Отметим, что в рамках принятого приближения малых неоднородностей процедура моделирования состоит из двух независимых этапов: расчет невозмущенного поля в системе датчик – однородный объект и расчет обобщенной матрицы поляризации близко расположенных объектов. Для решения каждой из этих задач существуют хорошо апробированные методики.

Алгоритм реконструкции изображения, полученного в МВМ

В одной из первых попыток использовать алгоритмы реконструкции для повышения пространственного разрешения пространственная передаточная функция феноменологически вводится в виде гауссоиды [7]. Модель сигнала представлена уравнением Фредгольма первого рода, что не позволяет учесть квадратичные эффекты и значительно снижает эффективность метода. Кроме того, стандартный подход к выбору параметра регуляризации не

позволяет в полной мере использовать «размытую» в исходном изображении информацию для его восстановления. Несмотря на это, полученное в результате проведения процедуры реконструкции изображение существенно лучше исходного. Можно рассчитывать, что более точная модель сигнала, описанная выше, и соответствующий двухэтапный алгоритм реконструкции существенно повысят эффективность метода.

В уравнении (7) можно перейти от дискретного набора неоднородностей к непрерывному распределению коэффициентов тензора поляризации $\beta_{jk}^*(x, y)$ и непрерывной функции $E_{0j}(x, y)$, а затем записать его в виде пары интегральных уравнений Фредгольма первого рода.

$$\begin{cases} \frac{\delta \tilde{f}}{\tilde{f}}(x, y) = K_0 E_{0k}(x, y) * P_k(x, y) + \left(\frac{\delta \tilde{f}}{\tilde{f}} \right)_{noise}, \\ P_k(x, y) = \beta_{jk}^*(x, y) * E_{0j}(x, y) \end{cases} \quad (8)$$

где по парным индексам $k; j = 1, 2, 3$ проводится суммирование.

Представление сигнала в таком виде позволяет провести реконструкцию в два этапа: нахождение распределения эквивалентных диполей $P_k(x, y)$ из первого уравнения и тензора поляризации $\beta_{jk}^*(x, y)$ из второго, записанного отдельно для каждой из координат j . Отметим, что в первом уравнении системы (8) отсутствует однозначное решение даже при отсутствии случайного шума. Это связано с тем, что измеренная функция $\delta \tilde{f} / \tilde{f}$ – скалярная, а искомая P_k – векторная. Фактически, можно определить лишь распределение проекций дипольных моментов, соответствующих неоднородностям, на направление внешнего невозмущенного поля в соответствующих точках.

В связи с этим ограничимся рассмотрением случая, когда можно учитывать только нормальную составляющую поля $E_{0norm}(x, y)$. Как упоминалось выше, в центральной области апертуры, которая и вносит основной вклад в суммарный сдвиг частоты и добротности, это приближение выполняется с большой точностью. В этом случае в (8) можно учитывать только нормальную составляющую эквивалентного дипольного момента $P_{n/norm}(x, y)$. С учетом вспомогательных процедур можно представить алгоритм реконструкции в виде следующей последовательности действий.

Предварительные процедуры:

1. Расчет параметров невозмущенного поля в системе датчик – однородный объект, определение нормальной составляющей невозмущенного поля $[E_{0norm}]_{z=h}(x, y)$. Возможно использование приближенного аналитического или численного алгоритмов расчета, а также экспериментальный метод, описанный ниже.

2. Экспериментальное определение параметров шума – априорная информация о спектре шума может быть использована в алгоритме реконструкции для повышения ее качества. Амплитуду шума можно косвенно оценить на основании данных о чувствительности градиентной зависимости.

3. Измерение распределения двумерной комплексной функции $\delta \tilde{f} / \tilde{f}(x, y)$ – результат сканирования сдвига резонансной частоты, добротности (или одной из них), или зависимости $\delta U / U(x, y)$ – амплитуды выходного сигнала.

4. *Первый этап* реконструкции: восстановление профиля эквивалентных диполей.

Из (6), (8) $\int \delta \tilde{E}_1 \vec{E}_0 dv = 4\pi \vec{p} \vec{E}_0$ (6) имеем

$$P_{norm}(x, y) = F^{-1} \left\{ F \left[\frac{\delta \tilde{f}}{\tilde{f}}(x, y) \right] / F [E_{0norm}] \right\} / K_0, \quad (9)$$

где $F; F^{-1}$ обозначено соответственно прямое и обратное двумерное дискретное преобразование Фурье. Отметим, что учет шумов дополнительно требует применения одного из алгоритмов регуляризации на этом этапе. В общем случае они могут быть сведены к процедуре использования сглаживающего функционала $K(w_x; w_y)$.

5. *Второй этап* реконструкции: восстановление параметров тензоров поляризации, соответствующих неоднородностям. Так как мы учитываем только нормальную составляющую дипольного момента, то и тензор поляризации представлен только одной своей компонентой $\beta_{nn} \equiv \beta$. Тогда из (3) получим

$$\beta(x, y) = P_{norm}(x, y) / [E_{0norm}(x, y) + G(x, y) * P_{norm}(x, y)]. \quad (10)$$

6. Восстановление параметров неоднородностей с учетом априорной информации об их форме и свойствах на основании найденного распределения $\beta(x, y)$. Наиболее простым вариантом решения такой задачи является представление неоднородностей в виде эллипсоидов вращения (или даже сфер) с последующим сглаживанием полученного профиля в областях их сопряжения. Более точный результат реконструкции может быть получен на основании априорной информации о свойствах неоднородностей.

Алгоритм реконструкции на основании экспериментального метода определения параметров невозмущенного поля

На практике форма заостренного конца коаксиала не всегда точно известна и расчет параметров невозмущенного поля в системе датчик – однородный объект (в частности, определение нормальной составляющей невозмущенного поля) представляет непростую задачу. В связи с этим разработан метод экспериментального определения этой функции.

Из (7) следует, что, измеряя $\delta\tilde{f}/\tilde{f}(x, y)$ для тестового объекта с известным распределением $\beta(x, y)_{norm}$, можно с учетом погрешности измерений определить и $E_{0norm}(x, y)$, необходимое для реконструкции. Наиболее простые соотношения возникают, когда в качестве тестового объекта использована локальная единичная неоднородность. Ее размер не должен превышать ожидаемого предельного значения разрешающей способности микроскопа, которое можно предварительно оценить [3].

Тогда распределение $\beta(x, y)_{norm}$ можно аппроксимировать δ -функцией и получить

$$\delta\tilde{f}/\tilde{f}(x, y) = K_0\beta_0 E_{0norm}^2(x, y). \quad (11)$$

Или в одномерном случае

$$\delta\tilde{f}/\tilde{f}(x) = K_0\beta_0 E_{0norm}^2(x). \quad (12)$$

Если аппроксимировать форму распределения $E_{0norm}(x, y)$ двумерной гауссоидой, то из (11) следует, что отклик $\delta\tilde{f}/\tilde{f}(x, y)$ также окажется двумерной гауссоидой вдвое меньшей ширины. Фактически, ее значение и определяет пространственное разрешение первичных данных сканирования.

Технически проще измерять не частотный сдвиг (расстройку), а амплитуду комплексного коэффициента передачи. В том случае, когда уровень сигнала изменяется незначительно, мы можем аналитически связать эти параметры. Так, полагая, что вблизи максимума форма резонансной кривой с большой точностью может быть аппроксимирована параболой (квадратичное приближение), получим

$$\frac{U_{max} - U}{U} = c_U \left(\frac{f_R - f_{R0}}{f_{R0}} \right)^2 = c_U (\delta f / f)^2 \quad (13)$$

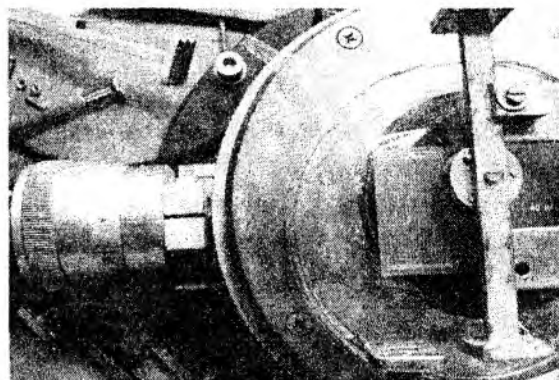
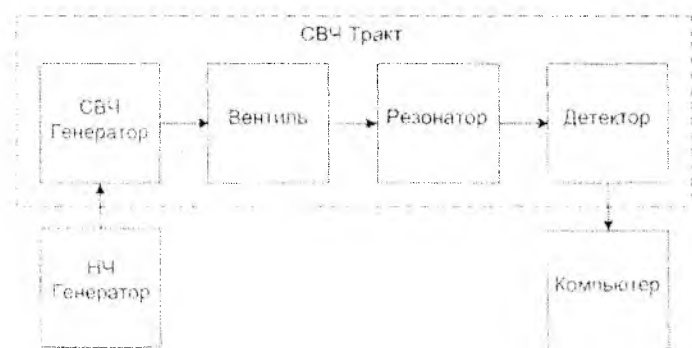
Тогда формула для пересчета выглядит так:

$$E_{\text{полит}}(x) = (c_t \cdot K_0 \beta_0)^{-1} \left(\frac{\delta U}{U} \right) (x). \quad (14)$$

Экспериментальные исследования

На первом этапе экспериментальных исследований была решена задача оценки чувствительности и разрешающей способности лабораторного макета ближнеполевого сканирующего микроволнового микроскопа. Схема и внешний вид макета представлены на рис. 2.

Экспериментальный макет микроволнового микроскопа включает СВЧ генератор восьмимиллиметрового диапазона длин волн, модулируемый по частоте, к которому через ферритовый вентиль подключен резонатор составной структуры, в котором энергия СВЧ поля накапливается в цилиндрическом объеме, возбуждаемом на типе колебаний E_{012} . Взаимодействие с образцом осуществляется через коаксиальную апертуру с центральным проводником в форме иглы. Сигнал с детекторного диода вводится в память компьютера через плату ввода-вывода PCI-1710HG. Дальнейшая обработка результатов осуществляется на компьютере с помощью стандартных математических пакетов.



а

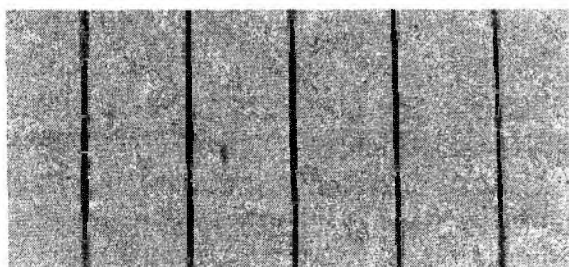
б

Рис. 2

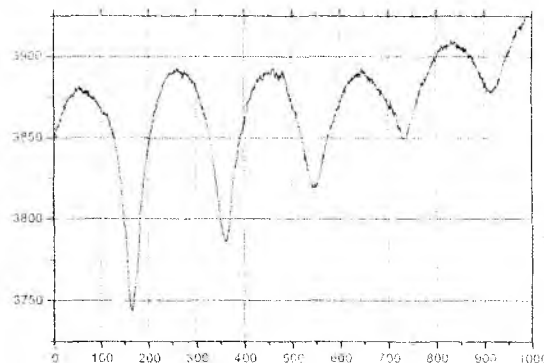
СВЧ резонаторный датчик позиционируется над образцом с помощью шаговых двигателей, управляемых с компьютера через разработанное устройство сопряжения.

Исследования проводились на двух тестовых объектах:

- 1) металлизированные дорожки шириной 60 мкм на расстоянии 1 мм друг от друга на диэлектрической подложке (рис 3, а);
- 2) металлизированная дорожка шириной 2 мм ступенчатого профиля.



а



б

Рис. 3

На рис. 3, б показан результат сканирования тестового объекта (рис. 3, а) датчиком, размещенным на расстоянии около 0,1 мм над объектом. В процессе сканирования отрезка дли-

ной 6 мм это расстояние увеличивается, вследствие чего уменьшается отклик от одинаковых дорожек. Учитывая, что зависимость высоты от шага сканирования линейна, можно использовать эти результаты для определения нормальной составляющей электрического поля на разных высотах.

На рис. 4, а показан результат сканирования тестового объекта 2 датчиком, расположенным на высоте 0,04 мм. Видно, что при уменьшении высоты сканирования соответственно увеличивается разрешающая способность и становится возможным воспроизведение реального профиля объекта.

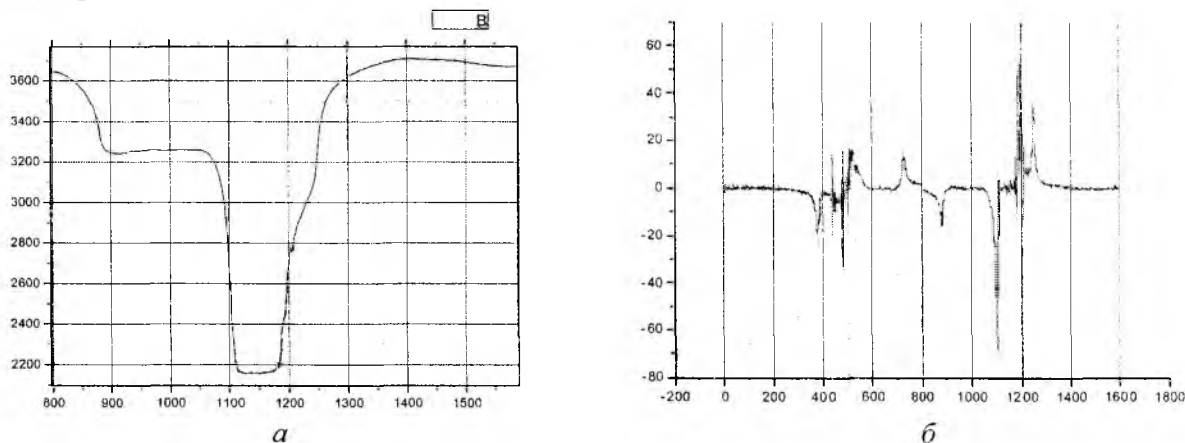


Рис. 4

Предварительная обработка результатов сканирования (фильтрация и вычисление производной) дает возможность с большой точностью определить места переходов между металлизированной дорожкой и диэлектриком (рис. 4, б). Разрешающая способность при этом может быть оценена как смещение, при котором два пика будут различаться (их сумма дает впадину между ними). Этот параметр для полученных результатов составляет 3 шага сканирования по 1 μm .

Выводы

Результаты предварительных экспериментальных исследований показывают принципиальную возможность реализации микроволновой микроскопии материалов, объектов и сред в приложении к наноэлектронике.

Результаты теоретического анализа позволяют рассчитывать на значительный прогресс в повышении качества изображений, получаемых методами БСММ. Это связано с разработкой двухэтапного алгоритма реконструкции, который до сих пор не применялся в этой области.

В целом можно рассчитывать на улучшение качества изображений в микроволновой микроскопии в 3-10 раз по сравнению с существующими аналогами, в зависимости от уровня шумов и имеющейся априорной информации об объекте.

Список литературы 1. Richard A. Kleismit, Marian K.Kazimierchuk, Gregory Kozlovski. Sensitivity and Resolution of Evanescent Microwave Microscope // IEEE transaction on microwave theory and techniques. Vol 54. No.2. 2006. 2. Litov M.B., Nemirko A.P., Matous K.M. Image Reconstruction in Electric Impedance Tomography Using the Modified Back Projection Method // Pattern Recognition and Image Analysis. V. 5. No 1, 1995. Pp.125-130. 3. Гордиенко Ю.Е., Мельник С.И., Слипченко Н.И. Информационное направление повышения разрешающей способности микроволновой микроскопии // Радиотехника. 2006. №147. С. 157-163. 4. Брандт А.А. Исследование диэлектриков на СВЧ. М.: Физматгиз, 1963. 404 с. 5. Jooyoung Kim, Myung Sik Kim, Kiejin Lee, Jaekwang Lee, Deokjoon Cha and Barry Friedman. Development of a near-field scanning microwave microscope using a tunable resonance cavity for high resolution // Meas. Sci. Technol. No 14. 2003. P 7-12. 6. Батыгин В.В., Топтыгин И.Н. Сборник задач по электродинамике. М.: Наука. Гл.ред.физ.-мат. лит.,1970. 504с. 7. Gaikovich K.P., Nozdrin Yu.N., Reznik A.N., Vaks V.L. Reconstruction of subsurface dielectric structure by Microwave near-field measurements // Phys. Of Low-Dimens. Struct., 2002, v.5/6, pp 99-104. 8. Gull S.F. Developments in Maximum Entropy data analysis // Maximum entropy and Bayesian Methods, J.Skilling (ed.) Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1989. P. 53-71.

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОЭЛЕМЕНТНЫХ СТРУКТУР НА МПЛ

Развитие современной радиофизики, техники СВЧ и КВЧ диапазонов диктует необходимость проведения комплексных исследований физической природы формирования и закономерностей реализации электродинамических структур, проявляющихся при распространении, рассеянии и излучении электромагнитных волн. Усложнение приборов и устройств СВЧ и КВЧ диапазонов, ужесточение комплекса требований, предъявляемых к ним, определяют необходимость интенсивных поисков принципиально новых теоретических идей и связанных с ними технических реализаций, новых перспективных в прикладном плане эффектов и явлений, новых типов линий передачи, используемых в качестве базовых, разработку современных компьютерных технологий анализа и оптимизацию их параметров.

Решение такого рода задач многократно усложняется, если к элементам и устройствам предъявляются требования многофункциональности. Типичным примером такого рода электродинамических объектов являются электродинамические системы, выполненные на основе гибридных металло-диэлектрических структур (ГМДС) в состав которых входят неоднородности щелевого типа. На базе таких элементов создаются высокоэффективные частотно-селективные устройства [1-3], антенны невыступающего типа в радиотехнических комплексах различного назначения, на аэрокосмических аппаратах, антенны радиометров, навигационных систем и др. [4-6].

Одними из важнейших вопросов являются вопросы о спектре собственных волн базовой волноведущей структуры и влияние на спектральный состав распространяющихся волн тех или иных конструктивных особенностей. В подавляющем большинстве известных работ, посвященных исследованию электродинамических характеристик плоскостных металло-диэлектрических структур (микрополосковых, щелевых, копланарных и др.), предполагалось, что плоскостная металло-диэлектрическая структура является бесконечной в двух направлениях. Вместе с тем, в реальных узлах и устройствах, практически всегда диэлектрическая пластина имеет конечные размеры, более того, она оказывается либо частично, либо полностью экранированной.

В связи с этим, основной целью данной работы явилось изучение влияния частичной экранировки на электродинамические характеристики гибридной плоскостной структуры, представляющей собою совокупность микрополосковой линии и периодическую ограниченную последовательность щелей в экране МПЛ.

Спектр собственных волн частично экранированной МПЛ

Главенствующее значение вопроса о спектре собственных волн определяется тем, что важнейшая характеристика любого устройства в целом – его диапазонные свойства, в частности, широкополосность (понимается в смысле одномодового режима работы) – зависит от распределения критических частот собственных типов волн на частотной оси и от разреженности спектра в целом.

Рассмотрим электродинамическую структуру, представленную на рис. 1. Задача о распространении собственных волн в такой структуре решается при следующих предположениях: в областях $-d < Y < 0$, $-a/2 < X < a/2$ диэлектрик однороден и изотропен с $\epsilon = \epsilon_2, \mu = \mu_2$, в остальном пространстве $\epsilon = \epsilon_1, \mu = \mu_1$; проводимость металлических проводников бесконечна; толщина микрополоскового проводника бесконечно мала; зависимость от времени принимается в виде $e^{j\omega t}$.

Электромагнитные поля в структуре могут быть однозначно определены с помощью магнитного и электрического векторов Герца:

$$\vec{E}^{(s)} = \text{grad div} \vec{\Pi}_{(s)}^e - i\omega \mu_a \text{rot} \vec{\Pi}_{(s)}^m + k^2 \epsilon_a^{(s)} \mu_{(a)}^{(s)} \vec{\Pi}_{(s)}^e, \vec{H}^{(s)} = i\omega \epsilon_a \text{rot} \vec{\Pi}_{(s)}^e + \text{grad div} \vec{\Pi}_{(s)}^m + k^2 \epsilon_a^{(s)} \mu_{(a)}^{(s)} \vec{\Pi}_{(s)}^m, \quad (1)$$

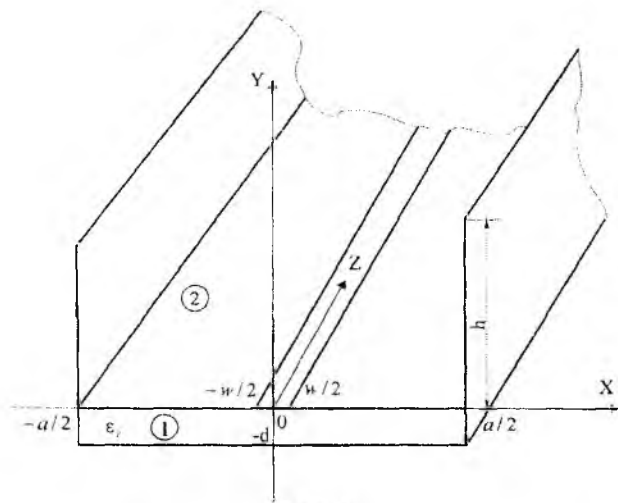


Рис. 1

$$\begin{cases} \Pi_{y^{(1)}}^e = \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ -A_m \frac{\cos[k_{y^{(1)1}m}(y+d)]}{\sin[k_{y^{(1)1}m}(d/2)]} + B_m \frac{\sin[k_{y^{(1)1}m}(y+d)]}{\sin[k_{y^{(1)1}m}(d/2)]} \right\} \cos \left[\frac{(2m+1)\pi}{a} x \right] e^{-\gamma z}; \\ \Pi_{y^{(1)}}^m = \sum_{m=0}^{\infty} \left\{ C_m \frac{\cos[k_{y^{(1)1}m}(y+d)]}{\cos[k_{y^{(1)1}m}(d/2)]} + D_m \frac{\sin[k_{y^{(1)1}m}(y+d)]}{\cos[k_{y^{(1)1}m}(d/2)]} \right\} \sin \left[\frac{(2m+1)\pi}{a} x \right] e^{-\gamma z}, \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \Pi_{y^{(2)}}^e = \sum_{m=0}^{\infty} E_m e^{-ik_{y^{(2)2}m}y} \cos \left[\frac{(2m+1)\pi}{a} x \right] e^{-\gamma z}; \\ \Pi_{y^{(2)}}^m = \sum_{m=0}^{\infty} F_m e^{-ik_{y^{(2)2}m}y} \sin \left[\frac{(2m+1)\pi}{a} x \right] e^{-\gamma z}, \end{cases} \quad (4)$$

где $k_{y^{(s)m}}^2 = \epsilon_{r(s)} k_0^2 - \left[\frac{(2m+1)\pi}{a} \right]^2 - \gamma^2$; $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$ – волновое число; γ – постоянная распространения. Компоненты полей могут быть получены с использованием уравнений (1).

Выполнение естественных граничных условий – равенство нулю тангенциальных компонент электрического поля на металле – позволяет установить связь между неизвестными амплитудами Фурье.

Потребуем выполнение граничных условий:

$$\begin{cases} E_z^{(1)} = E_z^{(2)} \Big|_{y=0}; & -a/2 < x < -w/2; \\ E_x^{(1)} = E_x^{(2)} \Big|_{y=0}; & w/2 < x < a/2; \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} H_x^{(1)} = H_x^{(2)} \Big|_{y=0}; & -a/2 < x < -w/2; \\ H_z^{(1)} = H_z^{(2)} \Big|_{y=0}; & w/2 < x < a/2; \end{cases}$$

на микрополосковом проводнике должны выполняться условия:

$$H_x^{(1)} - H_x^{(2)} = -I_z \Big|_{y=0}; \quad -w/2 < x < w/2; \quad H_z^{(1)} - H_z^{(2)} = I_x \Big|_{y=0}; \quad -w/2 < x < w/2; \quad (6)$$

где I_x, I_z – поперечная и продольная плотности тока соответственно.

Выполнение условий (5), (6) приводит к связанной системе функциональных уравнений, которая может быть сведена к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) I рода с использованием метода моментов. Преобразования осуществляются путем разложения функции поверхностных токов по полной ортогональной системе базисных функций, представляющей собой полиномы Чебышева 1-го и 2-го рода, задание такого базиса позволяет аналитически учитывать особенности тока вблизи ребер микрополоскового проводника.

$$I_z = \left[1 - \left(\frac{x'}{w/2} \right)^2 \right]^{-1/2} \sum_{n=0}^N a_n T_{2n} \left(\frac{x'}{w/2} \right), \quad I_x = \sqrt{1 - \left(\frac{x'}{w/2} \right)^2} \sum_{n=0}^N b_n U_{2n+1} \left(\frac{x'}{w/2} \right). \quad (7)$$

Проведя типичные выкладки для метода моментов, используя свойство ортогональности собственных функций частичных областей на интервале $-a/2 \leq x \leq a/2$, а также свойство ортогональности полиномов Чебышева на интервале $-w/2 \leq x \leq w/2$, проинтегрировав по интервалу $0 \leq y \leq h$, приходим к связанным бесконечным системам линейных алгебраических уравнений I рода:

$$\sum_{j=0}^{\infty} a_j \alpha_{mj} + \gamma \sum_{j=0}^{\infty} b_j \beta_{mj} = 0; \quad m = 0, 1, 2, \dots; \quad \gamma \sum_{j=0}^{\infty} a_j \beta_{mj} + \sum_{j=1}^{\infty} b_j \chi_{mj} = 0; \quad m = 1, 2, \dots, \quad (8)$$

матричные коэффициенты α_{mj} , β_{mj} , χ_{mj} выражаются через параметры исходной задачи. Явный вид коэффициентов не приводится ввиду их громоздкости.

Система уравнений (8) будет иметь нетривиальные решения в том случае, когда ее детерминант будет равен нулю. Получаемое трансцендентное уравнение будет определять собственные числа (в том числе, и комплексные) граничной задачи, т.е. фазовые постоянные собственных типов волн

$$\det \begin{bmatrix} \alpha_{mj} & \beta_{mj} \\ \beta_{mj} & \chi_{mj} \end{bmatrix} = 0. \quad (9)$$

Система линейных уравнений (8) определяет все режимы распространения. Первый режим характеризуется вещественным коэффициентом постоянной распространения для волны типа квази – Т. Второй режим – режим поверхностной волны характеризуется комплексной величиной постоянной распространения с небольшой мнимой частью. Третий режим – режим излучения, характеризуется комплексной величиной постоянной распространения с большой мнимой частью.

На основании полученных СЛАУ было осуществлено моделирование спектра собственных волн частично экранированной МПЛ, осуществлено изучение зависимостей критических частот собственных типов волн от расстояния до боковых экранирующих плоскостей.

На рис. 2, 3 представлены дисперсионные зависимости частично-экранированной линии при различном расположении бокового экрана: на рис. 2 – расстояния между боковыми стенками 48 мм; на рис. 3 – расстояние 30 мм при фиксированной ширине микрополоскового проводника 1 мм.

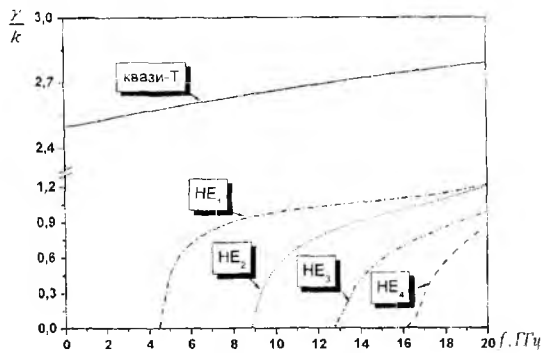


Рис. 2

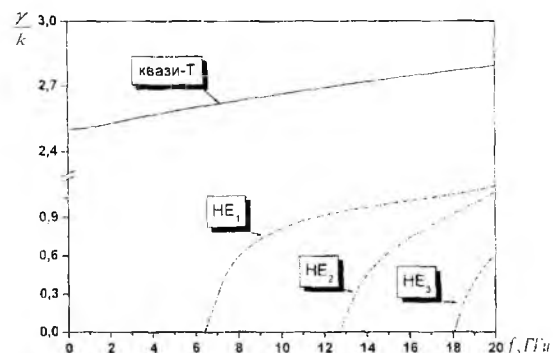


Рис. 3

Анализ приведенных зависимостей свидетельствует о том, что сближение боковых стенок приводит к изменению спектрального состава распространяющихся волн в заданном частотном диапазоне. Положение дисперсионной кривой основного типа волны – квази – Т – не изменяется. А положение частот возбуждения высших типов волн на частотной оси достаточно сильно изменяется, при этом частоты возбуждения высших типов волн смещаются в более высокочастотную область.

Характеристики излучающего модуля на основе гибридной структуры

Введение в область распространения неоднородности типа щели (или последовательности щелей) приводит к существенному изменению режима распространения электромагнитных волн.

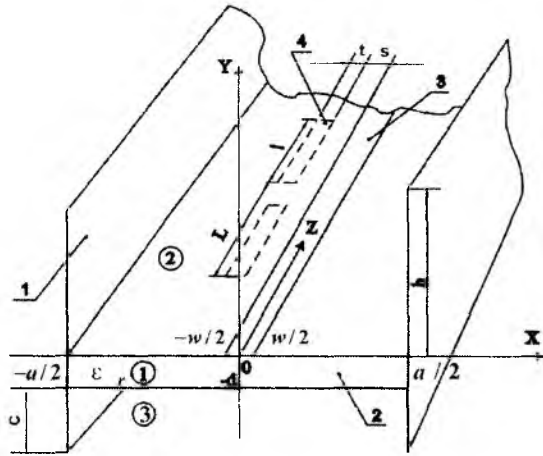


Рис. 4

Рассмотрим электродинамическую структуру, представляющую собой комбинацию отрезка плоскостной металло-диэлектрической структуры и узкой щели (щелей), прорезанной в экране. Схематическое изображение с системой обозначений представлены на рис. 4.

Исследование проводится при следующих допущениях: щель является узкой, т.е. $l \gg t$, $\lambda \gg t$, следовательно, правомочным будет предположение о том, что электрическое поле направлено поперек щели, экран металло-диэлектрической структуры является бесконечно тонким и абсолютно проводящим.

Выражение для потенциалов Герца в 3-й частичной области может быть представлено в виде

$$\begin{cases} \Pi_{y(3)}^e = \sum_{m=0}^{\infty} G_m e^{ik_{y(3)m}(y+d)} \cos \left[\frac{(2m+1)\pi}{a} x \right] e^{-i\gamma z}; \\ \Pi_{y(3)}^m = \sum_{m=0}^{\infty} K_m e^{ik_{y(3)m}(y+d)} \sin \left[\frac{(2m+1)\pi}{a} x \right] e^{i\gamma z}. \end{cases} \quad (10)$$

Процедура получения неоднородных связанных систем алгебраических уравнений не имеет принципиальных отличий по сравнению с описанной выше. Отличие состоит в виде граничных условий на щели, формулируемых относительно магнитных токов, возбуждающих щель

$$\vec{M} = M_x \vec{x}_0 + M_z \vec{z}_0 = [\vec{E}, \vec{n}_0], \quad (11)$$

где M_x , M_z – компоненты магнитного тока. Ввиду сделанных выше предположений об узости щели можно говорить о том, что компонентой магнитного тока M_x можно пренебречь. Задача о дифракции одной из собственных волн на одиночной щели является ключевой при исследовании характеристик структур с периодическими последовательностями однотипных неоднородностей [7].

На основе построенной математической модели осуществлен комплекс численного моделирования характеристик гибридной структуры.

На рис. 5 представлены кривые зависимостей модуля элемента S_{11} матрицы рассеяния в частотном диапазоне 1...14 ГГц при различной величине смещения оси щели по отношению к оси микрополоскового проводника. Кривая 1 соответствует нулевому смещению (соосное расположение), а кривая 2 соответствует величине смещения $s = 2$ мм. Очевидно, что на графике наблюдаются две области: первая область практически полного отражения и вторую область, где уровень коэффициента отражения $|S_{11}| \approx 0.3$. И лишь вблизи $f = 11$ ГГц модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$ меньше, чем 0.3 (в области полного отражения). Эффективное излучение может наблюдаться именно вблизи этой частоты. Смещение оси щели по отношению к оси микрополоскового проводника приводит к ослаблению электромагнитной связи между ними, что, в свою очередь, находит отражение в снижении уровня пульсаций в области прозрачности.

На рис. 6, 7 представлены расчетные диаграммы направленности излучающего модуля, рассчитанные при тех же величинах смещений вблизи характерных частот. На рис. 6 сплошная кривая соответствует нулевому смещению, моделирование выполнено на частоте $f = 11.3$ ГГц.

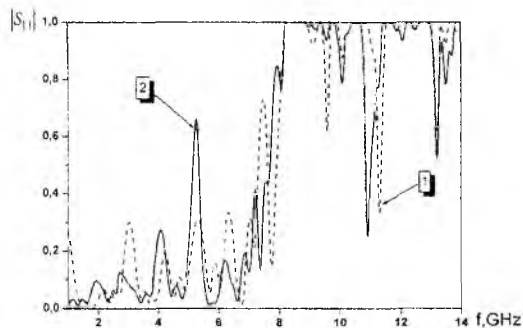


Рис. 5

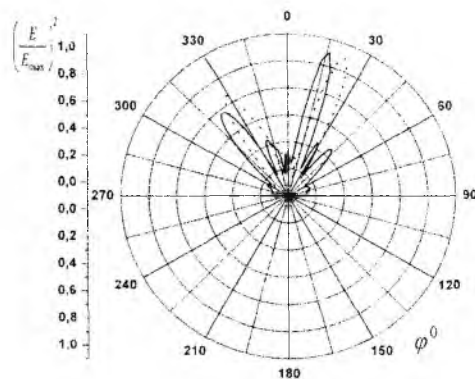


Рис. 6

Таким образом, проведенные исследования показали возможность создания излучающего модуля на основе плоскостной металло-диэлектрической структуры в комбинации со щелевыми излучателями с высоким уровнем эксплуатационных характеристик.

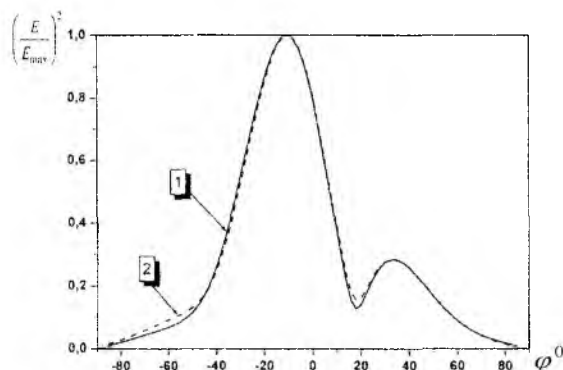


Рис. 7

Кривые на рис. 7 демонстрируют влияние бокового экранирования на диаграммы направленности. Кривая 1 соответствует нулевому смещению. Сближение боковых стенок при одновременном увеличении смещения оси щели по отношению к оси микрополоскового проводника приводит к существенному искажению диаграммы направленности (кривая 2). Существует оптимальное расстояние между боковыми стенками, при котором не наблюдается заметных искажений энергетических характеристик ($a \approx 7...9 \lambda$).

Список литературы: 1. Kolmakov Ya.A., Vendik I.V. Microwave microstrip filters based on pair of coupled resonators. In Proc. 13th Int. Crimean Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo' 2003), Sevastopol, Crimea, 2003. P.464-465. 2. Zhang R., Mansour R.R. A novel lowpass microstrip filter using metal-loaded slots in ground plane. IEEE MTT-S Digest, 2004. P.1311-1314. 3. Rumsey I., Piker-May M., Kelly P.K. Photonic bandgap structures used as filters in microstrip circuits. IEEE Microwave Guided Wave Lett., 1998. Vol. 8. P.336-338. 4. Hori T., Taga T. Trends of the research on microstrip antennas and microstrip technology. J. IECE, 1982. Vol. 65, No 3. PP. 310-314. 5. Sullivan P.L., Schaubert D.H. Analysis of an aperture coupled microstrip antenna // IEEE Trans. Antennas Propag., 1986. AP 34, No 8. PP. 977-984. 6. Камрич В.А., Майборода Д.В., Погарский С.А., Пшеничная С.В., Сапрыкин И.И., Шаулов Е.А. Характеристики излучения многоэлементной гибридной металло-диэлектрической структуры // Тр. 16-й Междунар. Крымской конф. "СВЧ техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМико 2006). Севастополь: СНТУ, 2006. Т. 2. С. 477-478. 7. Литвиненко Л.Н., Просвирнин С.Л. Метод спектральных операторов рассеяния в задачах дифракции волн на плоских экранах // Киев: Наук. думка, 1984. 239 с.

Харьковский национальный
университет имени В. Н. Каразина

Поступила в редколлегию 06.08.2007

АЛГОРИТМ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ТРАССОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ДЛЯ ВЫДЕЛЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОТМЕТОК

Рассматриваются алгоритмы интеллектуальной системы трассовой фильтрации для выделения радиолокационных отметок воздушных объектов на фоне мешающих отражений типа «ангел-эхо» на основе анализа пространственной картины и интенсивности трассового следа отметки сигналов отражений от подвижного объекта. Приведены возможные варианты алгоритмов формирования и анализа пространственной картины трассового следа путем введения системы предикатных функций и уравнений, позволяющей формализовать и отслеживать динамику изменения картины в течение ряда обзоров РЛС.

Введение

Из анализа особенностей мешающих отражений типа «ангел-эхо» и отраженных сигналов от воздушных объектов следует, что основой для выделения отметок радиолокационных целей (РЛЦ) могут служить различия между пространственно-временными и амплитудными характеристиками сигналов. Эти различия могут выявляться на интервалах анализа, как при межпериодной, так и при межобзорной обработке [1, 3, 4, 5].

Вопросы межпериодной обработки в настоящее время достаточно хорошо исследованы. В то же самое время из-за широкой полосы доплеровского спектра дискретных мешающих отражений (ДМО) типа «ангел-эхо» классические методы межпериодной обработки оказываются недостаточно эффективными [1, 4].

В данной работе основное внимание уделено вопросам улучшения многообзорной обработки сигналов в видеотракте РЛС в интересах автоматизации и повышения эффективности выделения радиолокационных отметок воздушных объектов на фоне мешающих отражений типа «ангел-эхо».

Выделение (отождествление) радиолокационных отметок возможно, если имеются признаки, характеризующие отметку, как некоторый образ, и отличающие ее от отметок другого класса. Признаками, которыми пользуется оператор при отождествлении РЛ-отметок, являются размер, форма, характер изменения размера и формы (картинного образа) отметки от обзора к обзору.

В системах обработки радиолокационной информации [1, 3, 4] существовали операции, основанные на анализе совокупной информации, обеспечивающие завязку трасс летательных аппаратов и их сопровождение. Эти алгоритмы не использовали преимущества оператора, связанные с возможностью параллельного восприятия информации как картины при сравнительном анализе и принятии решения по анализу квалификационных признаков, что особенно эффективно при выделении слабых сигналов малозаметных объектов.

Целью данной работы является то, что для выявления и использования подобных признаков в интеллектуальной системе, реализующей алгоритмы человека оператора квазивизуальной селекции отметок подвижных объектов на фоне множественных отражений типа «ангел-эхо», предлагается использовать средства математического аппарата алгебры конечных предикатов.

Постановка задачи

Пространство радиолокационных отметок, сформированное в динамической памяти с искусственным послесвечением при предлагаемом способе обработки, обладает определенным распределением их расположения и амплитуд $q_{ij}(r, \beta, t, T_o, \Delta)$. Это распределение зависит от координат r, β расстояния и азимута до объекта локации, времени t , периода обзора РЛС T_o и параметра Δ искусственного послесвечения (рис. 1). Такое распределение отметок (картина) полностью характеризует данное пространство как источник информации.

Изображение удаленных объектов на экране индикатора РЛС или на его эквиваленте в матричной памяти формируется в пределах одного обзора РЛС в виде отметок, а в пределах нескольких обзоров в зависимости от скорости перемещения лоцируемых объектов может сформироваться трассовый след. Размер отметки определяется импульсным объемом, то есть по дальности – длительностью импульса, а по азимуту – шириной диаграммы направленности (ДН) антенны. При этом существуют две отличительные особенности поведения отметок в пространстве и времени. Первая – существенные пространственные перемещения для создания трассового следа, присущие отметкам от подвижных объектов и в меньшей степени от дискретных мешающих отражений (ДМО) типа «ангел-эхо». Вторая – флуктуации амплитуды, в большей степени присущие отметкам ДМО и в меньшей степени – отметкам подвижных объектов [1, 5].

Размер отметки за счет лучеобразного характера ДН антенны зависит от дальности до объекта. Поэтому введена модель «точечной» отметки с координатами, определяемыми центром пачки импульсов, и с амплитудой, определяемой для сигналов слабой интенсивности суммарной за время накопления пачки энергией, а для остальных сигналов – средней эффективной величиной энергии [1]. Поэтому воспользуемся математическим представлением пространственного импульса, имеющего бесконечно малую площадь основания, стягивающуюся в точку и бесконечно большую амплитуду. Такая модель описывается двумерной дельта-функцией:

$$q_s(\vec{r}) = Q_s \delta(\vec{r} - \vec{r}_0), \quad \delta(\vec{r}) = \begin{cases} \infty & \text{при } \vec{r} = \vec{r}_0 \\ 0 & \text{при } \vec{r} \neq \vec{r}_0 \end{cases},$$

где Q_s – амплитуда отметки, интегральная по площади; \vec{r} – текущее значение радиус-вектора; \vec{r}_0 – радиус – вектор центра отметки.

Рассмотрим возможные модели картины из совокупности отметок подвижного полезного объекта и дискретного мешающего отражателя. Как было отмечено ранее, пространство радиолокационных отметок будем формировать в динамической памяти с искусственным послесвечением с возможностью создания трассового следа из отметок подвижного объекта.

Полагаем, что формируемый в памяти массив данных представляет собой прямоугольную матрицу амплитуд радиолокационного сигнала $\|A\|$ размером $M \times N$.

Каждый элемент матрицы a_{ij} жестко связан с соответствующим участком лоцируемой зоны соответственно, где i, j – номера дискрет матрицы по дальности (D) и азимуту (β).

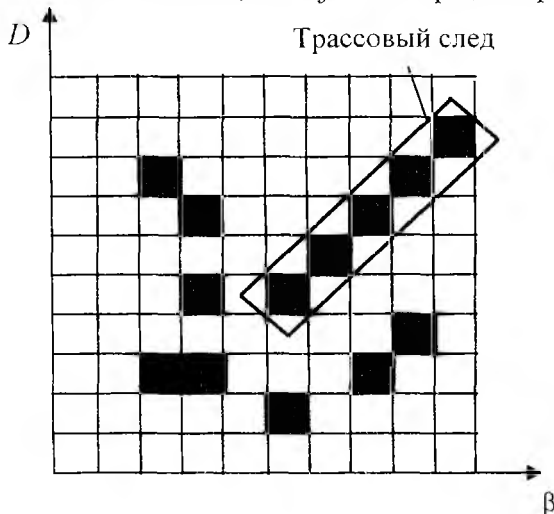


Рис. 1

Режим искусственного послесвечения в массиве амплитуд $\|A_{ij}\|$ осуществляется уменьшением величины амплитуды q_{ij}^{k-1} предыдущего $(k-1)$ -го обзора на определенную величину Δ в случае поступления сигнала в текущем k -м обзоре.

$$q_{ij}^k = q_{ij}^{k-1} - \Delta, \quad \text{при } q_{ij}^k = 0 \cap q_{ij}^{k-1} > 0. \quad (1)$$

Для таких условий модель трассового следа отметок подвижного объекта будет определяться как совокупность отметок вдоль радиуса-вектора с дискретностью, определяемой скоростью объекта V_o и временем обзора РЛС T_s (рис. 1).

$$q_s(r, \varphi) = \begin{cases} \sum_{k=1}^k [Q_s(t - (k-1) \cdot T_s) - (k-1) \cdot \Delta] \cdot \delta[(r - V_o \cdot T_s \cdot k)(\varphi - \varphi_0)] & \text{при } \varphi = \varphi_0 \\ 0 & \text{при } \varphi \neq \varphi_0 \end{cases}, \quad (2)$$

где k – количество обзоров, соответствующих количеству отметок в трассовом следе; φ, φ_0 – фазовый угол, текущий и определяемый вектором скорости подвижного объекта.

Выделение отметок подвижных объектов на фоне ДМО предполагает выполнение операций накопления, как энергии полезного сигнала, так и информации о его трассовом следе в виде предикатных признаков и функций, сформированных за ряд обзоров РЛС. Для выполнения этих операций выделяется подвижная подматрица $\|B\|$ размером $k \times l$, где k и l намного меньше m и n . Центр подматрицы или скользящего окна совпадает с текущими координатами локации. Размер скользящего окна выбирается исходя из потребного для анализа количества затухающих отметок в трассовом следе. Эффективности выделения отметок целей на фоне ДМО в основном определяется отношением сигнал/помеха, определяемом как [1, 4]:

$$g = \frac{[Q_s(i - (k-1) \cdot T_s) - (k-1) \cdot \Delta]^2}{Q_{nr}^2}, \quad (3)$$

где Q_{nr}^2 – дисперсия отметок мешающих отражений типа «ангел-эхо».

Анализ (3) показывает, что отношение сигнал/помеха g может достигать сколь угодно больших значений при уменьшении параметра затухания Δ . Однако при этом повышается вероятность ложной тревоги за счет долго затухающих отметок ДМО, появившихся в предыдущих обзорах РЛС. Предварительная оценка накопленной энергии сигнала и информации о формировании трассового следа за ряд обзоров РЛС показывает, что при размерах скользящего окна порядка 9 на 9 эффективность выделения отметок воздушных объектов при средних скоростях их движения на фоне ДМО наилучшая.

Принцип формирования предикатного признака трассового следа радиолокационной отметки

Пусть $M = \{q_{11}, q_{12}, \dots, q_{ij}, \dots, q_{mn}\}$ – фиксированное множество, представляющее собой прямоугольную матрицу $\|A\|$ размерностью $M \times N$, состоящее из $k = m \times n$ элементов – значений амплитуд сигналов в элементах обработки зоны обзора РЛС, B – некоторое из его подмножеств $B \subseteq M$, амплитуды сигналов q_{ij} которого превышают некие пороговые значения V_{ij} . Составляем набор логических элементов t_{ij} по следующему принципу: если $q_{ij} \in B$, то $t_{ij} = 1$; если $q_{ij} \notin B$, то $t_{ij} = 0$, $i = \overline{1, m}$, $j = \overline{1, n}$.

Предикат $A(x)$ на множестве M , соответствующий множеству B элементов обработки, превысивших порог, с характеристикой $(t_{11}, t_{12}, \dots, t_{ij}, \dots, t_{mn})$, запишем формулой:

$$A(x) = t_{11}x^{q_{11}} \vee t_{12}x^{q_{12}} \vee \dots \vee t_{ij}x^{q_{ij}} \vee \dots \vee t_{mn}x^{q_{mn}} = \bigvee_{i=1, j=1}^{mn} t_{ij}x^{q_{ij}}. \quad (4)$$

Здесь выражение $x^{q_{ij}}$ – форма узнавания события. При $x = q_{ij}$ $x^{q_{ij}} = 1$.

Для формирования интеллектуальной картины трассового следа вокруг анализируемого в данный момент элемента зоны обзора РЛС вводится система предикатных признаков (функций), позволяющая формализовать происходящие изменения в $A(x)$ в течение ряда обзоров РЛС:

- предикатный признак Z_{nij}^k повтора сигналов в a_{ij} элементе обработки (i, j – номера элементов (дискрет) по дальности и азимуту; k – номер обзора, начиная с текущего обзора). Определяется как повтор сигналов в текущем и предыдущем обзорах;

- предикатный признак Z_{yij} ухода отметки в элементах обработки, прилегающих к рассматриваемому элементу;

С учетом этих определений первоначальное формирование предикатных признаков Z_{nij} и Z_{yij} осуществляется по следующему алгоритму:

$$Z_{nij} = 1 \text{ при } A_{ij}^k > 0 \wedge A_{ij}^{k-1} > 0 \quad (5)$$

$$Z_{yij} = 1 \text{ при } A_{ij}^{k-1} > 0 \wedge A_{ij}^k = 0 \wedge Z_{nij} = 0, \quad (6)$$

где A – предикат события наличия-отсутствия сигнала в соответствующем ячейке обработки.

Поскольку для формирования предикатного признака трассового следа используется признак Z_{yij} , то осуществляется операция обновления (экстраполяции) данного предикатного признака с учетом его предыстории путем перезаписи в ту же ячейку памяти, в которой был записан. Основой для сохранения путем перезаписи значения признака является либо его повторное формирование при выполнении соответствующих условий (5), либо наличие ненулевого уровня амплитуды сигнала в рассматриваемой ячейке, либо в случае, когда два первых условия выполняются одновременно.

Алгоритм экстраполяции признака имеет вид

$$Z_{yij} = 1 \text{ при } Z_{yij}^k = 1 \vee (Z_{yij}^{k-1} = 1 \wedge A_{ij}^{k-1} > 0 \wedge A_{ij}^k = 0). \quad (7)$$

С учетом сформированного Z_{yij} приступим к формированию предикатного признака трассового следа Z_{yij} , позволяющего получить дополнительную отличительную информацию о поведении отметок радиолокационных целей в сравнении с отметками ДМО путем анализа трассового следа, образующегося как совокупность предикатных признаков ухода отметок Z_{yij} .

Запишем операции (отображения) получения предикатного признака Z_{yij} формирования трассового следа отметки, т.е. осуществим переход от реляционного или декларативного описания (внешних свойств и связей) к процедурному описанию (внутреннего строения и связей).

На первом шаге составляем предикатное уравнение и с помощью его находим номера $k = k_1$ и $l = l_1$ рядом расположенного элемента обработки с предикатным признаком Z_{yij} ухода отметки из элемента обработки. Для этого составляем набор возможных операций суждения человека – оператора (ЧО) – сравнение предиката наличия сигнала B_{ij} в центральном элементе подматрицы или скользящего окна анализа с соседними всею семью элементами попарно на возможное наличие в них предикатного признака Z_y .

$$\begin{aligned} & (Z_{yi+1,j} \wedge B_{yij}) \vee (Z_{yi-1,j} \wedge B_{yij}) \vee (Z_{yi,j+1} \wedge B_{yij}) \vee (Z_{yi,j-1} \wedge B_{yij}) \vee (Z_{vi+1,j+1} \wedge B_{yij}) \vee \\ & \vee (Z_{yi+1,j-1} \wedge B_{yij}) \vee (Z_{yi-1,j+1} \wedge B_{yij}) \vee (Z_{yi-1,j-1} \wedge B_{yij}) = \bigvee_{k=-1, l=-1}^{k=+1, l=+1} (Z_{vi+k, j+l} \wedge B_{yij}) = 1 \end{aligned} \quad (8)$$

На втором шаге, при составлении второго предикатного уравнения для нахождения следующего номера $k = k_2$ и $l = l_2$ элемента обработки с подобным предикатным Z_y , учитываем обозначившееся на первом шаге направление $(a_{ij}, a_{i+k_1, j-l_1})$ трассового следа (направление движения воздушного объекта). Направление определяется путем анализа изменения номеров k_1, l_1 . При изменении номера по одной координате (или k_1 , или l_1) направление поиска трассового следа совпадает с направлением вдоль осей координат i или j (вверх, вниз или вправо, влево). При изменении номера элемента по обеим координатам направление поиска трассового следа совпадает с направлением диагоналей матрицы. С учетом определенного направления проверяется наличие предикатного признака Z_y ухода отметки в трех соседних элементах.

При перемещении отметки в вертикальном ($k_1 = \mp 1, l_1 = 0$) или горизонтальном ($k_1 = 0, l_1 = \pm 1$) направлениях выбираем элементы обработки для проверки того же направления ($i+k_1 \pm 1$ или $j+l_1 \pm 1$). По второй координате номера элементов последовательно меняются от 0 до ± 1 . При этом добавки в виде ± 1 формируются с учетом знаков k_1, l_1 .

При перемещении РЛ отметки в диагональных направлениях, когда $(k_1 = \mp 1, l_1 = \mp 1)$, проверяются элементы обработки, где номера формируются с учетом знаков k_1, l_1 и равны $(i + k_1 + (0 \mp 1), j + l_1 + (0 \mp 1))$.

Таким образом, на втором шаге для определения значений координат (номера) $k = k_2$ и $l = l_2$ элемента обработки с предикатным признаком Z_y составляем следующие предикатные уравнения:

При $(k_1 = +1, l_1 = +1)$

$$(Z_{yi+k_1, j+l_1} \wedge Z_{yi+k_1+1, j+l_1+1}) \vee (Z_{yi+k_1, j+l_1} \wedge Z_{yi+k_1+1, j+l_1}) \vee (Z_{yi+k_1, j+l_1} \wedge Z_{yi+k_1, j+l_1+1}) = 1, \quad (9)$$

При $(k_1 = -1, l_1 = 0)$

$$(Z_{yi+k_1, j} \wedge Z_{yi+k_1-1, j}) \vee (Z_{yi+k_1, j} \wedge Z_{yi+k_1-1, j+1}) \vee (Z_{yi+k_1, j} \wedge Z_{yi+k_1-1, j-1}) = 1,$$

и так далее.

Решая уравнение (9) находим значения k_2, l_2 .

Для выполнения следующего и последующих шагов (операций) определения номеров элементов трассового уточняем направление следа путем вычисления градиентов номеров по осям i, j , т. е. $\Delta k_2 = k_2 - k_1, \Delta l_2 = l_2 - l_1$.

При $\Delta k_2 = +1, \Delta l_2 = +1$ предикатное уравнение имеет вид

$$(Z_{yi+k_2, j+l_2} \wedge Z_{yi+k_2+1, j+l_2+1}) \vee (Z_{yi+k_2, j+l_2} \wedge Z_{yi+k_2+1, j+l_2}) \vee (Z_{yi+k_2, j+l_2} \wedge Z_{yi+k_2, j+l_2+1}) = 1, \quad (10)$$

⋮

На n -м шаге определяем $\Delta k_n = k_n - k_{n-1}, \Delta l_n = l_n - l_{n-1}$. Для этого шага при $\Delta k_n = +1, \Delta l_n = +1$ предикатное уравнение имеет вид

$$(Z_{yi+k_n, j+l_n} \wedge Z_{yi+k_n+1, j+l_n+1}) \vee (Z_{yi+k_n, j+l_n} \wedge Z_{yi+k_n+1, j+l_n}) \vee (Z_{yi+k_n, j+l_n} \wedge Z_{yi+k_n, j+l_n+1}) = 1, \quad (11)$$

В результате решения системы n предикатных (8)–(11) уравнений находим все значения $k_1, l_1 \dots k_n, l_n$ и запишем форму (вид) трассового следа в виде предикатного уравнения:

$$Z_{yij} = \bigwedge_{k_1, l_1}^{k_n, l_n} Z_{yi+k_n, j+l_n} = Z_{yi+k_1, j+l_1} \wedge Z_{yi+k_2, j+l_2} \wedge \dots \wedge Z_{yi+(k_{n-1}), j+(l_{n-1})} \wedge Z_{yi+k_n, j+l_n} = 1 \quad (12)$$

Выделение отметок подвижных объектов на основе пространственно-спектрального анализа трассового следа

Совокупность операций получения предикатного признака трассового следа Z_{yij} и выделения отметок воздушных объектов на фоне ДМО путем пространственно-спектрального анализа трассового следа и составляют алгоритм интеллектуальной системы трассовой фильтрации.

Пространственно-спектральный анализ предполагает выполнение операций накопления информации о пространственной картине и интенсивности трассового следа в интересах выделения отметок подвижных объектов на фоне ДМО здесь за ряд обзоров РЛС. Для выполнения этих операций выделяется подвижная подматрица $\|\mathbf{B}\|$ размером $k \times l$, где k и l намного меньше m и n . Центр подматрицы или скользящего окна совпадает с текущими координатами локации.

Размер скользящего окна выбирается исходя из потребного для анализа количества затухающих отметок в трассовом следе. Анализ модельных экспериментов по оценке эффективности выделения отметок целей на фоне ДМО по признакам накопленной энергии сигнала и информации о формировании трассового следа за ряд обзоров РЛС показывает, что при размерах окна порядка 9 на 9 вероятность правильного обнаружения малозаметных целей при одинаковых исходных данных повышается с 0.2 до 0.8.

При анализе трассового следа введено понятие пространственного спектра [2, 3] как распределение амплитуд отметок трассового следа в направлении, определяемом вектором (k_n, l_n) согласно предикатному уравнению (12). Вид распределения амплитуд отметок трассового следа формируется согласно алгоритму (1) путем постепенного уменьшения (затухания) поступившего сигнала при условии отсутствия его обновления в последующих обзорах. Априори известно, какое должно быть распределение амплитуд (пространственный спектр) отметок трассового следа. Поэтому есть возможность введения и использования дополнительного признака трассовости следа по виду картины затухающей амплитуды (пространственного спектра) в пределах вектора следа.

Используя данные о форме и пространственном спектре трассового следа, можно определить его направление (вектор скорости воздушного объекта) и суммарную амплитуду в виде

$$W_{ij} = \sum_{k_i, l_i}^{k_n, l_n} q_{i+k_n, j+l_n} \quad (13)$$

Полученная сумма амплитуд отметок, попавших в пределы пространственного спектра вектора трассового следа, сравнивается с порогом. Порог выбирается из известной величины σ , среднеквадратического отклонения шума. Сигнал, прошедший пороговую обработку, используется в качестве признака.

Заключение

По виду предикатного признака (функции) трассового следа, найденного по результатам решения системы n предикатных уравнений (8)–(11), и по признаку накопленной амплитуды отметок трассового следа (13) осуществляется процедура выделения за ряд обзоров РЛС.

Разработанные алгоритмы интеллектуальной системы трассовой фильтрации частично были реализованы в унифицированном модуле многообзорной обработки сигналов и информации [4]. Массив данных представлял собой прямоугольную матрицу $\|A\|$ размерностью 2048×4096 , каждый элемент которой является 12-разрядным двоичным числом. Причем восемь разрядов двоичного числа каждого из элементов a_{ij} (ячеек ОЗУ) отведены для квантования интенсивностей сигналов, три разряда – для хранения информации о предикатах, а один разряд – для хранения информации о принятии решения об обнаружении отметки. Каждый элемент a_{ij} «жестко» связан с соответствующим участком лоцируемой зоны (элементом обработки). Размеры элементов обработки выбраны таким образом, чтобы РЛ объект, движущиеся со скоростями из диапазона наиболее вероятных скоростей движения целей, за период обзора не выходили за его пределы. Проведена оценка эффективности предлагаемого метода по реальным экспериментальным данным.

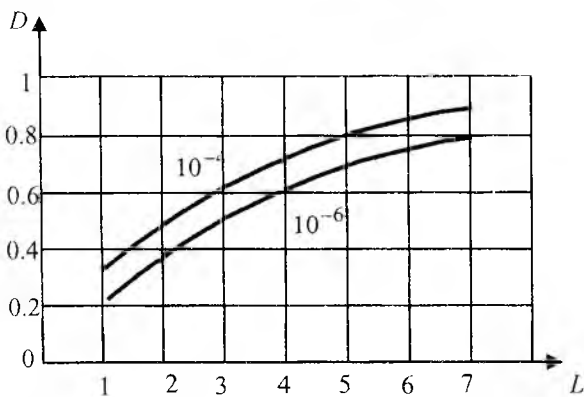


Рис. 2

При расчетах по обоснованию эффективности предлагаемого алгоритма и устройства пространственно-спектральной фильтрации с использованием многообзорной обработки была использована для сравнения классическая модель внутриобзорной обработки радиолокационного сигнала. На рис. 2 приведены графики зависимости вероятности правильного обнаружения малозаметных целей D от длины трассового следа L и вероятности ложной тревоги F . Анализ рисунка показывает, что использование информации об отметках цели за ряд последующих обзоров повышает вероятность правильного обнаружения.

При соответствующих размерах окна анализа (согласован с длиной трассового следа) вероятность правильного обнаружения малозаметных целей D при одинаковых исходных данных повышается с 0,2 при внутриобзорной обработке до 0,8 при использовании алгоритма трассовой фильтрации.

На рис. 3 приведены графики зависимости вероятности правильного обнаружения малозаметных целей D от отношения сигнал/помеха g , определяемого согласно (3), и от длины трассового следа L .

По мере увеличения длины трассового следа для каждого фиксированного значения g происходит нарастание вероятности правильного обнаружения D . Так, для обеспечения вероятности правильного обнаружения 0,5 при использовании информации только одного обзора ($L=1$) значение g составляет 6 дБ. В случае же использования четырех обзоров ($L=4$) та же вероятность может быть достигнута при g равном 2 дБ (рис. 3).

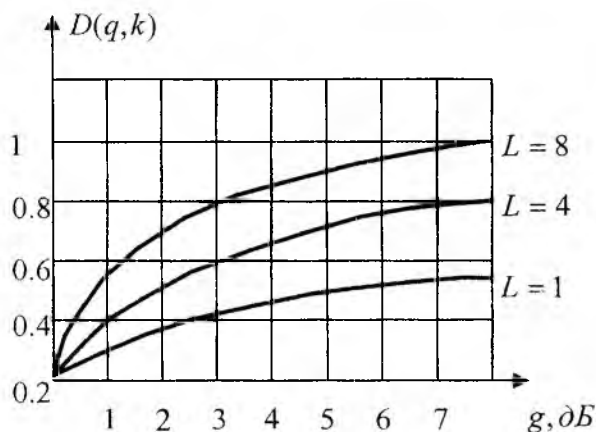


Рис. 3

Таким образом, использование предлагаемых алгоритмов интеллектуальной системы трассовой фильтрации по сравнению с классическими методами внутриобзорной обработки позволяет существенно увеличить эффективность выделения отметок воздушных объектов на фоне мешающих отражений.

Научная новизна заключается в том, что впервые в системах радиолокационного обнаружения воздушных объектов используются математические средства алгебры предикатов для интеллектуализации операций формирования и анализа картины трассового следа во времени и пространстве.

Практическая значимость алгоритмов интеллектуальной системы состоит в автоматизации сложных операций многообзорной обработки радиолокационной информации, подобных действию человека-оператора, в повышении эффективности обнаружения малозаметных воздушных объектов.

Список литературы: 1. *Справочник по радиолокации*: В 4 т. /Под ред. М.Скольника; пер. с англ.-Т.1. М.: Сов. радио, 1976. 376 с. 2. *Папулис А.* Теория систем и преобразований в оптике / Пер. с англ. под ред В.И. Алексеева. М.: Мир, 1971. 495 с. 3. *Кузьмин С.З.* Основы проектирования систем цифровой обработки РЛИ. М.: Радио и связь, 1986. 323 с. 4. *Жирнов В.В., Дохов А.И.* Картинные методы извлечения и анализа радиолокационной информации в обзорных РЛС // Прикладная радиоэлектроника. 2004. Т.3. №1. С.29-34. 5. *Жирнов В.В., Лебедев О.Г.* Радиолокационные мешающие отражения от неоднородностей приземной окружающей среды. Экспериментальные характеристики и статистическая модель // Радиотехника. 2001. Вып. 121. С. 69-73. 6. *Шабанов-Кушнарченко Ю.П.* Теория интеллекта. Математические средства. Х.: Выща шк. Изд-во при Харьк. ун-те, 1984. 144 с. 7. *Жирнов В.В., Солонская С.В.* Интеллектуальная система радиолокационного обнаружения малозаметных воздушных объектов // Радиотехника и информатика. 2005. Вып. 3. С.134-138.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 28.10.2007

МОДЕЛЬ ИДЕНТИФИКАЦИЙ КОНСТРУКТОРСКО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ ВТОРОГО УРОВНЯ

Введение

Большинство современных САПР, разработанных за рубежом и в российской федерации, имеют большой отрыв от отечественного производства, который ярко выражен в различии стандартов, номенклатуры оборудования, сборочных линий, вспомогательного оборудования и т.д. [1]. Устранение существующих расхождений возможно, однако гармонизация международных стандартов требует большого капиталовложения, времени и сотрудничества всех фирм производителей в области CAD\CAM\CAE систем, что сложно реализуемо и даже невозможно из-за того, что все существующие ядра САПР имеют закрытый тип ядра (коммерческий подход к продаже исходных кодов 3D – ядра)[2]. Большое внимание уделяется процессу идентификаций конструкторско-технологических элементов первого уровня, таких как торцевые поверхности, фасонные поверхности и т.д. Мало кто из разработчиков САПР уделяет внимание идентификациям конструкторско-технологических элементов второго уровня (фаски, резьбы, и т.д). Возможность идентификаций конструкторско-технологических элементов второго уровня позволил упростить и ускорить этапы проектирования 3D моделей.

Математические модели конструкторско-технологических элементов второго уровня

При идентификации конструкторско-технологических элементов (КТЭ) второго уровня вложения каждый элемент можно представить в виде некоторых наборов математического описания каждого типа элемента [3]. Особенностью 3D-моделирования в САПР является то, что резьбы не присутствуют на трехмерной модели детали, это обосновывается тем, что наличие самой резьбы не несет информации, необходимой для проектирования, и указывается только визуально. Поэтому резьба представляет собой элемент первого и второго уровня и может присутствовать на следующих КТЭ: «цилиндрическая ступень», «коническая ступень», «внутренняя цилиндрическая ступень», «внутренняя коническая ступень», «неосевое отверстие», «параллельное отверстие». Проведем исследования наличия резьбы и выведем математическое описание резьбы с точки зрения распознавания.

Однозначным признаком наличия резьбы будет являться наличие неосевой линии параллельной контуру КТЭ на стороне наличия материала («внутри» контура для внешней резьбы и «снаружи» для внутренней резьбы). Под неосевой линией понимается линия чертежа в 2D, имеющая толщину меньше, чем толщина основных линий контура детали. В зависимости от вида КТЭ резьбовые соединения классифицируются как «внешняя резьба», «радиальная резьба», «внутренняя резьба».

Пусть $Q_{рез}$ набор КТЭ резьбы, который можно представить с точки зрения распознавания в виде

$$Q_{рез} = \langle Q_{КТЭ}, Ln, Zn \rangle, \quad (1)$$

где $Q_{КТЭ}$ – математическое описание родительского КТЭ первого уровня, на базе которого находится резьба; Ln – неосевая линия, расположенная перпендикулярно или параллельно осевой, и является обязательным признаком наличия резьбы; Zn – условное обозначение резьбы в соответствии с ГОСТом.

Приведем пример для метрической резьбы с номинальным диаметром 20 мм и мелким шагом 2 мм; запись будет такой: $Zn = M20 \times 2$. Условное обозначение (рис. 1) противопоставляется в виде размеров на 2D – чертеже.

Рассмотрим другой элемент 2 уровня КТЭ – «лыска». Математическая модель элемента «лыска» можно представить следующим набором:

$$Q_L = \langle Q_{\text{КТЭ}}, R_L, P_L, \theta_L \rangle, \quad (2)$$

где $Q_{\text{КТЭ}}$ – математическое описание родительского КТЭ первого уровня на базе которого находится элемент «лыска»; R_L – вид выхода инструмента (для данного исследования данный коэффициент не представляет интереса и не несет информации с точки зрения распознавания); P_L – параметры качества поверхности (шероховатость, точность, и т.д.); θ_L – плоскость «лыски»

Рассмотрим наиболее распространенные «лыски», которые можно встретить в исследуемом классе деталей (рис. 2).

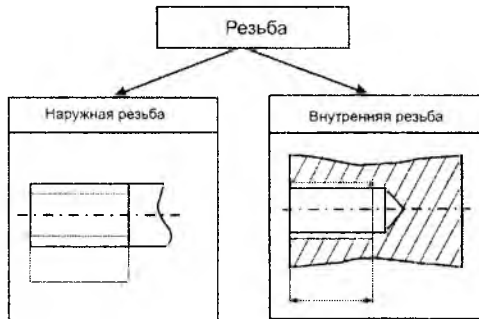


Рис. 1

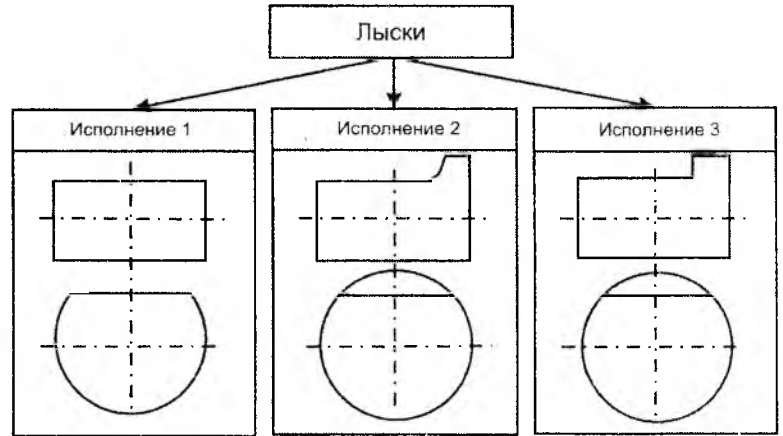


Рис. 2

Рассмотрев исполнение, приходим к выводу, что решения задачи по декомпозиции элемента «лысок» сводится к поиску в 3D-модели детали плоскости (прямоугольника), параллельной оси ее вращения при условии, что плоскость должна быть началом поверхности вращения ступени ее детали. Следовательно, параметр θ_L будет представлять собой «прямоугольник», который можно описать следующим набором параметров:

$$\theta_L = \langle L_L, B_L, D_L \rangle, \quad (3)$$

где L_L – длина плоскости «лыски»; B_L – ширина плоскости «лыски»; D_L – диаметральный размер «лыски».

Размеры параметров «лыски» представлены на рис.3.

При декомпозиции внутренних зубчатых соединений и внешних зубчатых соединений возникла задача, которая решается только с помощью поиска условного обозначения на 2D конструкторском чертеже и лингвистического распознавания условного обозначения. Как показывает производственный опыт, чертежи со стандартными шлицевыми и зубчатыми соединениями изображены на рис. 4.

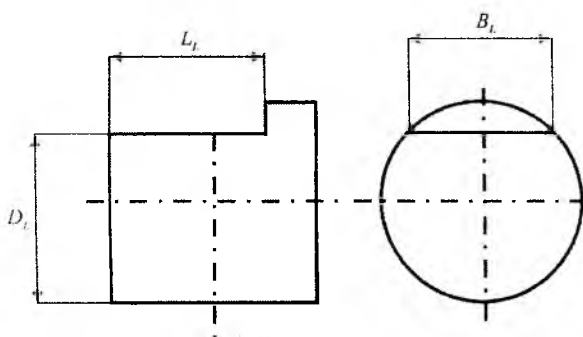


Рис. 3

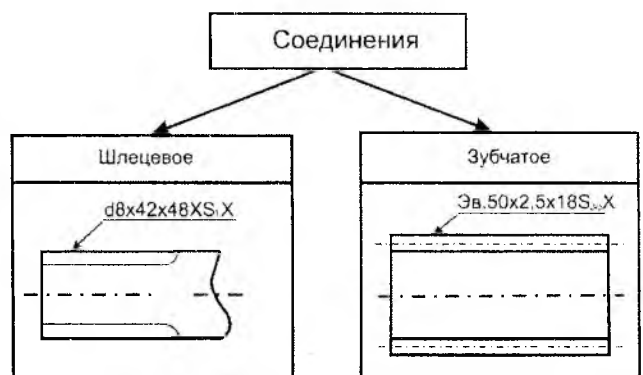


Рис. 4

Распознавание шлицевых и зубчатых соединений в полном объеме предложено в справочнике [4] и не входит в задачи исследований в данной работе.

Шпоночная канавка отображается на КТЕ первого уровня, но проверка существования проводится на 2D чертеже. Наличием шпоночной канавки в данном исследовании будет наличие местного разреза на ступени вала по местному разрезу. Существует четыре вида исполнения шпоночных канавок, представленных на рис. 5, но стоит заметить, что тип исполнения 1 и исполнения 4 одинаково симметричны друг другу и поэтому могут быть взаимно заменяемые.

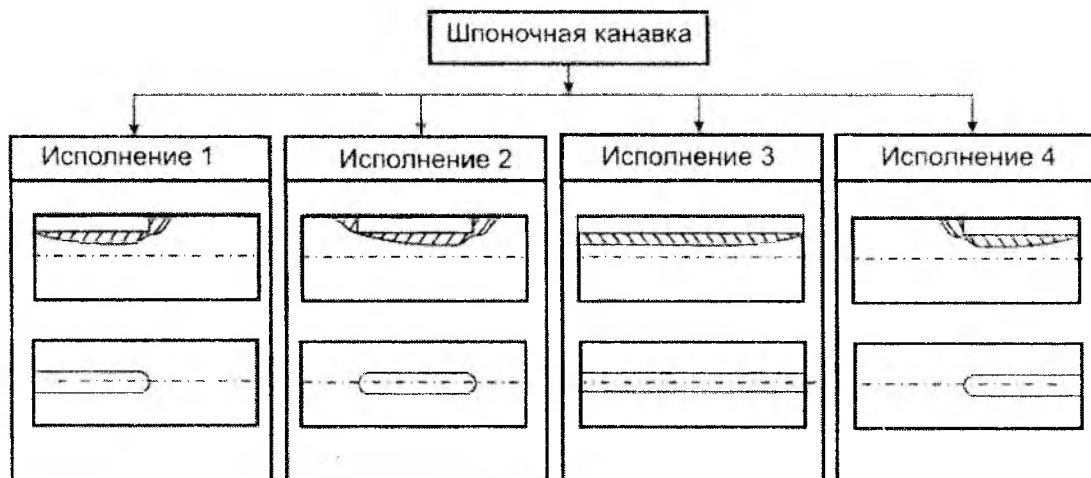


Рис. 5

В рамках данных исследований для описания шпоночной канавки предлагается использовать следующий набор параметров: длина L , глубина паза G , ширина паза B и угол γ представлены на рис. 6.

Следовательно, математическая запись «шпоночной канавки» будет представлять собой сочетание основных параметров:

$$Q_{\text{шк}} = \langle L, G, B, \gamma, M_p \rangle, \quad (4)$$

где M_p – место положения «шпоночной канавки» на поверхности КТЭ; L – длина «шпоночной канавки»; G – глубина «шпоночной канавки»; B – ширина «шпоночной канавки»; γ – угол.

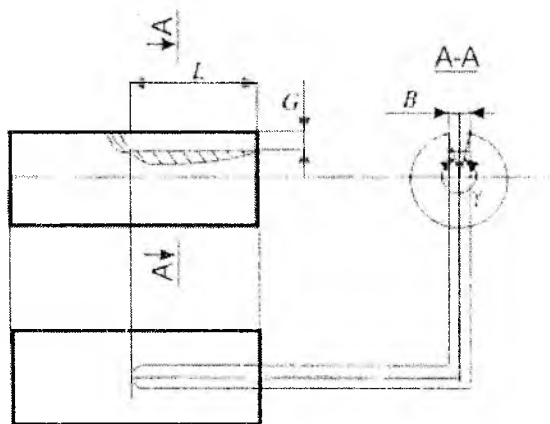


Рис. 6

В рамках данных исследований распознавание «шпоночной канавки» с использованием 2D модели невозможно, поэтому на рис. 6 показано условное сечение $A-A$, где угол γ будет задавать сектор полной поверхности вращения и ширина паза B берется из 3D модели.

Внутренняя шпоночная канавка может иметь место только на элементах КТЭ вида внутренней поверхности, математическое описание и методика распознавания идентичны внешней шпоночной канавки.

Сегментная канавка отличается от шпоночной тем, что при точении сегментной канавки дно канавки будет иметь непрямоугольную линию, а радиальную.

В рамках распознавания сегментной канавки в математическую формулу добавлен параметр радиуса закругления сегментной канавки R . Следовательно, математическая запись сегментной канавки будет такой:

$$Q_{СК} = \langle L, G, B, \gamma, R, M_p \rangle, \quad (5)$$

Точность шпоночных (внутренних и внешних) канавок и сегментных чаще всего определяется точностью инструмента и фактически не влияет на технологический процесс, поэтому более точное определение не входило в цель исследований.

КТЭ элемент второго уровня шлиц идентифицируется в 3D модели. Состоит из двух параллельных плоскостей и третьей, которая перпендикулярна оси вращения. Стандартный элемент шлиц представлен на рис. 7

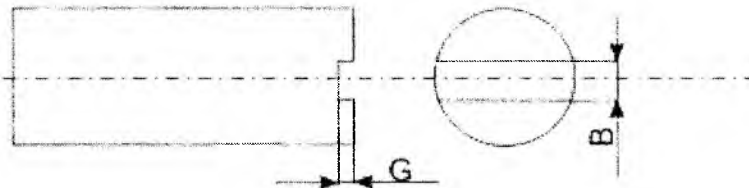


Рис. 7

Выбранные глубина и ширина шлица достаточны для распознавания объекта. Следовательно, математическая запись КТЭ шлиц примет вид

$$Q_{ШЛ} = \langle G, B \rangle, \quad (6)$$

где: G – ширина шлица; B – глубина шлица.

На базе разработанных математических моделей построим граф идентификации конструкторско-технологических элементов второго уровня (рис. 8)

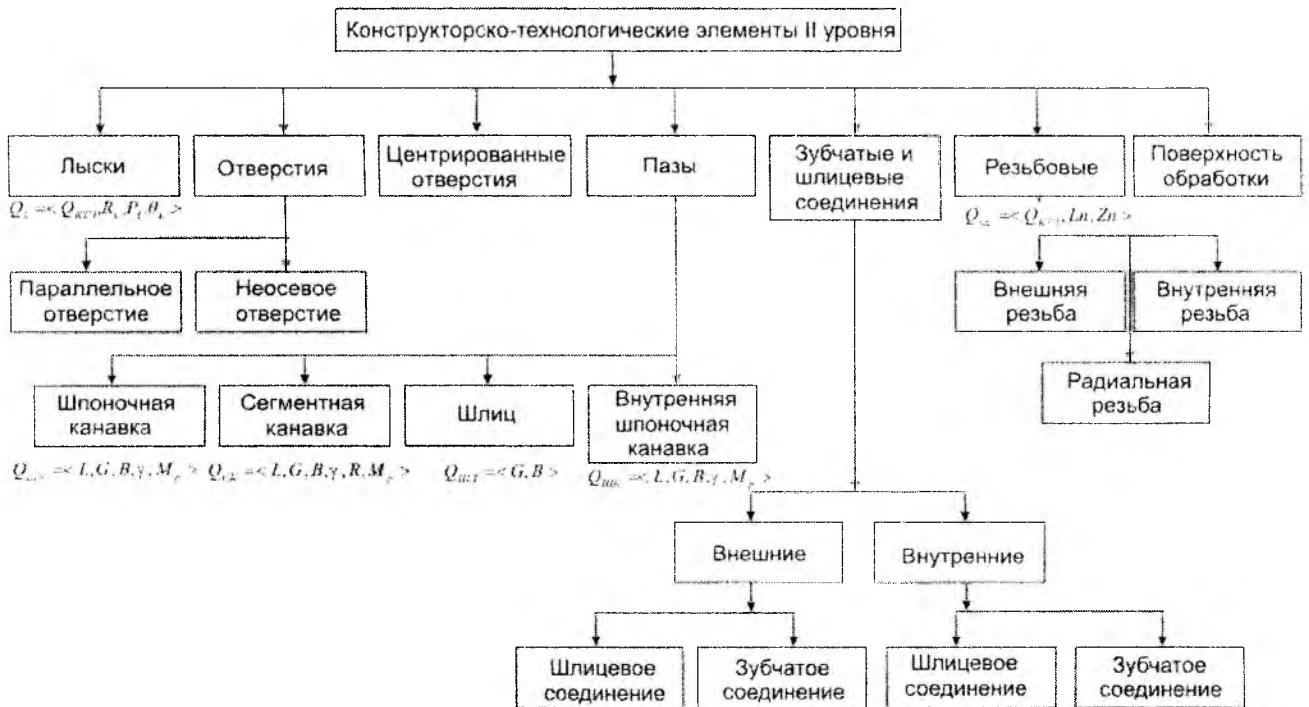


Рис. 8

Заключение

Таким образом, в результате исследований основных геометрических характеристик исследуемых конструкторско-технологических элементов второго уровня были предложены математические модели описания элементов с учетом их особенностей. На базе разработанных математических модели построен граф декомпозиций. Разработанные математические модели позволяют ускорить процесс идентификаций детали, а также упростить процесс моделирования в диалоговом режиме.

Список литературы: 1. Горанский Г. К., Бендерова Э. И. Информационное обеспечение АСТПП, унификация и классификация деталей и элементов технологических процессов. Минск: БелНИИТИ, 1989. Вып. 3. 104 с. 2. *Тику Ш* Эффективная работа: Solid Works 2006. С-Петербург: Питер, 2006. 720 с. 3. *Математика* и САПР: В 2-х кн. Кн.2. Пер. с франц. / П. Жармен-Лакур., П. Л. Жордж., Ф. Пистр., П.Безье. М.: Мир, 1989. 264 с. 4. *Справочник* технолога машиностроителя : В 2 т. / Под.ред. Косиловой А. Г., Мещерякова Р. К. 4-е изд. перераб. и доп. М.: Машиностроение, 1986. 496 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 28.10.2007

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

SYSTEM PROBLEMS OF TELECOMMUNICATION

УДК 621.391

Адаптивное ограничение интенсивности трафика на приграничных узлах мультисервисной сети связи / А. В. Лемешко, К. С. Васюта, Ю. Н. Добрышкин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 5 – 10.

Предложен подход к моделированию процессов адаптивного ограничения интенсивности трафика, поступающего в сеть. Достоинство усовершенствованных математических моделей состоит в придании согласованности решений задач ограничения интенсивности входного трафика с другими сетевыми задачами – маршрутизации, распределения канальных и сетевых ресурсов, обеспечения качества обслуживания.

Рис. 3. Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.391

Адаптивне обмеження інтенсивності трафіку на прикордонних вузлах мультисервісної мережі зв'язку / О. В. Лемешко, К. С. Васюта, Ю. М. Добришкін // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 5 – 10.

Запропоновано підхід до моделювання процесів адаптивного обмеження інтенсивності трафіку, що надходить у мережу. Перевага вдосконалених математичних моделей полягає в доданні погодженості рішень завдань обмеження інтенсивності вхідного трафіку з іншими мережними задачами – маршрутизації, розподілу канальних і мережних ресурсів, забезпечення якості обслуговування.

Іл. 3. Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.391

Adaptive limitation of traffic intensity on the multiservice communication network border nodes / A. V. Lemeshko, K. S. Vasyuta, Yu. N. Dobrishkin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 5 – 10.

Approach to the design of intensity adaptive limitation processes of the traffic entering network is offered. Advantage of the improved mathematical models consists in giving the compliance of the entrance traffic intensity limitation problem solution with other network tasks – routing, distribution of channel and network resources, service quality support.

3 fig. Ref: 10 items.

УДК 004.056.5:519.17

К вопросу построения математической модели системы информационной безопасности / А. А. Кобозева, В. А. Хорошко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 11 – 17.

Работа является шагом на пути теоретического обоснования процесса построения графо-матричной модели системы информационной безопасности

Рис. 4. Библиогр.: 17 назв.

УДК 004.056.5:519.17

До питання побудови математичної моделі системи інформаційної безпеки / А. А. Кобозева, В. О. Хорошко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 11 – 17.

Робота є наступним кроком на шляху теоретичного обґрунтування процесу побудови графо-матричної моделі системи інформаційної безпеки.

Іл. 4. Бібліогр.: 17 назв.

UDC 004.056.5:519.17

On the information security system mathematical model construction / A. A. Kobozeva, V. A. Khoroshko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 11 – 17.

This work is the next step on the way to theoretical substantiation of graph-matrix information security system model construction process.

4 fig. Ref: 17 items.

УДК 621.391

Особенности построения широкополосных сетей мобильной связи / М. Е. Ильченко, К. С. Сундучков, С. Э. Волков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 18 – 21.

Приведены современные технологии эфирного вещания и сотовой связи, обеспечивающие доставку на мобильные терминалы телевизионных сигналов, как наиболее перспективной и ресурсоемкой услуги. Большое внимание уделено широкополосным сотовым сетям связи работающим в диапазоне миллиметровых волн, их техническим и архитектурным особенностям. Рассмотрена зависимость радиуса соты от применяемого метода модуляции.

Табл.1. Рис. 4. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Особливості побудови широкосмугових мереж мобільного зв'язку / М. Ю. Ільченко, К. С. Сундучков, С. Е. Волков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 18 – 21.

Наведено сучасні технології ефірного мовлення та стільникового зв'язку, що забезпечують доставку на мобільні термінали телевізійних сигналів, як найбільш перспективної й ресурсомісткої послуги. Велику увагу приділено широкосмуговим стільниковим мережам зв'язку, що працюють в діапазоні міліметрових хвиль, їх технічним і архітектурним особливостям. Розглянуто залежність дальності зв'язку від застосовуваного методу модуляції.

Табл.1. Іл. 4. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391

Peculiarities of the broadband cellular networks construction / М. Е. Ilchenko, К. С. Sunduchkov, S. E. Volkov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 18 – 21.

Modern broadcasting and cellular communications technology which ensure delivery of television signals to the mobile terminals are presented as the most perspective and resource-intensive service. The attention is focused on the broadband cellular networks operating in millimeter-wave band to their technical and architectural peculiarities. Cell radius dependence on the type of modulation is considered.

1 tab. 4 fig. Ref: 5 items.

УДК. 621.391

Основные методы оценки качества телекоммуникационных услуг / С. А. Сабурова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С 22 – 28.

Проведены исследование и анализ основных параметров качества предоставления телекоммуникационных услуг. В составе показателей качества услуги наиболее важным является степень удовлетворения требований пользователей на основе соглашения SLA в QoS.

Ил. 4. Библиогр.: 9 назв.

УДК. 621.391

Основні методи оцінки якості телекомунікаційних послуг / С. О. Сабурова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С 22 – 28.

Проведено дослідження та аналіз основних параметрів якості надання телекомунікаційних послуг. У змісті показників якості послуги найбільш важливим є рівень задоволення потреб споживачей на основі угоди SLA у QoS

Іл. 4. Библиогр.: 9 назв.

UDC. 621.391

Service quality assurance methods / S. A. Saburova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 22 – 28.

Research and analysis of the key parameters of telecommunication services quality is carried out. The degree of users requirements satisfaction based on SLA agreement in QoS is the most important in the service quality parameters.

4 fig. Ref: 9 items.

УДК 621.391.31

Методика анализа пропускной способности сетей WiFi с использованием аппарата сетей Петри / Т. Н. Коваленко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 29 – 36.

Представлена модель сети WiFi, разработанная с использованием математического аппарата раскрашенных сетей Петри. На основе данной модели предложена методика анализа пропускной способности сетей стандарта 802.11 с учетом времени ожидания получения доступа к среде при различном количестве активных абонентских станций и различных характеристиках генерируемого ими трафика. Исследованы зависимости пропускной способности сети WiFi и времени ожидания доступа к среде от размера информационных фреймов при различных скоростях передачи данных в сети и количестве активных абонентских станций.

Табл.2. Ил.7. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.395.31

Методика аналізу пропускної здатності мереж WiFi з використанням апарата мереж Петрі / Т. М. Коваленко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 29 – 36.

Представлено модель мережі WiFi, яку розроблено з використанням математичного апарата розфарбованих мереж Петрі. На основі цієї моделі запропоновано методіку аналізу пропускної здатності мереж стандарту 802.11 з урахуванням часу очікування отримання доступу до середовища при різній кількості активних абонентських станцій і різних характеристиках трафіка, що генерується ними. Досліджено залежності пропускної здатності мережі WiFi і часу очікування доступу до середовища від розміру інформаційних фреймів при різних швидкостях передачі даних у мережі та кількості активних абонентських станцій.

Табл. 2. Іл. 7. Библиогр.: 5 назв.

UDC 621.391.31

Methods for WiFi network throughput capacity analysis using Petri Net tool / T. N. Kovalenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 29 – 36.

The WiFi network model developed using Colored Petri Net mathematical tool is presented. Methods for analysis of throughput capacity and access delay using this model is proposed. This technique enables to analyze these parameters depending on the active client stations number and characteristics of traffic generated by them. Dependences of WiFi network throughput capacity and access delay on the information frame size with various data transmission rates and number of client stations are studied.

Tab. 2. Fig. 7. Ref.: 5 items.

УДК 621.391

Методика проверки адекватности моделей многопутевой и иерархической маршрутизации с использованием сетевого оборудования компании Cisco Systems / Д. В. Симоненко, Ю. В. Андрушко, А. Г. Беленков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 37 – 43.

Предложена методика проверки адекватности математических моделей многопутевой и иерархической маршрутизации с использованием сетевого оборудования производства компании Cisco Systems.

Ил.4. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391

Методика перевірки адекватності моделей багатопляхової та ієрархічної маршрутизації з використанням мережного обладнання компанії Cisco Systems / Д. В. Симоненко, Ю. В. Андрушко, О. Г. Беленков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 37 – 43.

Запропоновано методику перевірки адекватності математичних моделей багатопляхової та ієрархічної маршрутизації з використанням мережного обладнання компанії Cisco Systems.

Іл. 4. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.391

Test methods of adequacy multipath and hierarchical routing models using Cisco Systems networking equipment / D. V. Simonenko, I. V. Andrushko, A. G. Belenkov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 37 – 43.

Testing methods of mathematical multipath and hierarchical routing models adequacy using Cisco Systems equipment were proposed.

4 fig. Ref.: 7 items.

УДК 614.8, 621.397

Обоснование беспилотной аэромобильной сети оперативной связи и передачи данных в рамках Государственной интегрированной информационной системы / С. В. Черный, А. А. Коваленко // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 44 – 48.

Проаналізована аэромобильная система оперативной связи при проведении авиационных поисково-спасательных работ в рамках Государственной интегрированной информационной системы Украины. Для повышения эффективности действий подразделений МЧС, МВС, ВСУ предложено использование беспилотных самолетов воздушного наблюдения (БСВН) для воздушного наблюдения и создания сетей оперативной передачи данных в районах чрезвычайных ситуаций. Обоснованы расчетами дальность действия сети связи на базе БСВН и количество ее узлов. Проведены экспериментальные исследования пропускной способности типового узла связи аэромобильной телекоммуникационной системы и определен коэффициент его передачи.

Табл. 3 Ил. 3 Библиогр.: 3 назв.

УДК 614.8, 621.397

Обґрунтування безпілотної аеромобільної мережі оперативного зв'язку та передачі даних у рамках Державної інтегрованої інформаційної системи / С. В. Чорний, О. О. Коваленко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 44 – 48.

Проаналізовано аеромобільну систему оперативного зв'язку при проведенні авіаційних пошуково-рятувальних робіт (АППР) у рамках Державної інтегрованої інформаційної системи України. Для підвищення ефективності дій підрозділів МЧС, МВС, ЗСУ запропоновано використання безпілотних літаків повітряного спостереження (БЛПС) для повітряного спостереження та створення мереж оперативної передачі даних у районах надзвичайних ситуацій (НС). Обґрунтовані розрахунками дальність дії мережі зв'язку на базі БЛПС та кількість її вузлів. Проведено експериментальні дослідження пропускної здатності типового вузла аеромобільної телекомунікаційної мережі та визначено його коефіцієнт передачі

Табл. 3. Іл. 3. Бібліогр.: 3 назви.

UDC 614.8, 621.397

Substantiation of unmanned aero mobile net for executive communication and data transfer in the framework of State integral information system. / S. V. Chorny, O. O. Kovalenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 44 – 48.

The unmanned aero mobile net for air planes and executive communication and data transfer during aviation search-and-rescue operations of the State integral information system of Ukraine was analyzed. To increase the efficiency of MES, MIS ISU departments it is offered to use the air observation pilotless air planes and create fast data transmission networks in the emergency situations regions. The communication networks coverage based on AOPA and the net points amount are supported with calculations. The experimental research is carried out for studying the typical communication node capacity and transfer coefficient of one net junction based on Bluetooth protocol is defined.

3 tab. 3 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.391

Аналіз та дослідження механізмів маршрутизації в транспортних інфокомунікаційних мережах / М. М. Климаш, І. В. Демидов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 49 – 56.

Розглянуто та проаналізовано концепції та механізми маршрутизації у транспортних інфокомунікаційних мережах. Вибір стратегії маршрутизації пов'язаний із загальними показниками мережної завантаженості. Поданий опис запропонованого алгоритму апріорної маршрутизації та наведені результати моделювання.

Бібліогр.: 6 назв.

УДК 621.391

Анализ и исследование механизмов маршрутизации в транспортных инфокоммуникационных сетях / М. М. Климаш, И. В. Демидов // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 49 – 56.

Рассмотрены и проанализированы концепции и механизмы маршрутизации в транспортных инфокоммуникационных сетях. Выбор стратегии маршрутизации связан с общими показателями сетевой загруженности. Приведены описание и результаты моделирования работы предложенного алгоритма апріорной маршрутизации.

Библиогр.: 6 назв.

UDC 621.391

Routing mechanisms for transport informational networks analysis and research / *M. M. Klymash, I. V. Demydov* // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2007. № 151. P. 49 – 56.

The conceptions and mechanisms of informational networks routing were considered and analyzed. The choice of routing strategy is related to the general indexes of network load. A new algorithm of the a priori determined topological structural load calculation and its application to the routing mechanisms is offered and analytically described. Simulation results of typically selected city informational transport network for offered routing algorithms implementation are given.

Ref.: 6 items.

УДК 621.391.31

Борьба с отказами и перераспределение нагрузки на основе протокола SIP в IP-телефонии / *Е. Д. Кузьминых* // *Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб.* 2007. Вып. 151. С. 57 – 64.

Рассмотрены некоторые из существующих методов борьбы с отказами и распределения нагрузки применимо к SIP-серверам и предложена двухуровневая архитектура распределения нагрузки с использованием значения идентификатора. Были объединены DNS, резервирование серверов и двухуровневая архитектура распределения нагрузки с использованием значения идентификатора, которая может теоретически расширяться для любой пропускной способности. Также была проведена оценка работы двухуровневой архитектуры распределения нагрузки. При этом была достигнута надежность системы в «пять девяток».

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

UDC 621.391.31

Боротьба з відмовами та перерозподіл навантаження на базі протокола SIP в IP-телефонії / *Е. Д. Кузьминых* // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2007. Вип. 151. С. 57 – 64.

Розглянуто деякі з існуючих методів боротьби з відмовами та перерозподілу навантаження стосовно до SIP-серверів і запропоновано двохрівневу архітектуру розподілу навантаження з використанням значення ідентифікатора. Були об'єднані DNS, резервування серверів і двохрівнева архітектура розподілу навантаження з використанням значення ідентифікатора, яка може теоретично розширюватися до будь-якої пропускної здатності. Також була проведена оцінка роботи двохрівневої архітектури розподілу навантаження. При цьому була отримана надійність системи у «п'ять девяток».

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

UDC 621.391.31

Failover and load sharing in SIP-based IP telephony / *I. Kuzminikh* // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2007. № 151. P. 57 – 64.

It is shown how to apply some of the existing failover and load sharing techniques to SIP servers, and the identifier-based two-stage load sharing method is proposed. DNS, server redundancy and the identifier-based load sharing are combined in two-stage reliable and scalable server architecture that can theoretically scale to any capacity. The two-stage architecture evaluation is also carried out. The 5-nines reliability of the system is achieved using the two-stage architecture.

2 fig. Ref.: 5 items.

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И УПРАВЛЕНИЕ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ MATHEMATICAL MODELS AND MANAGEMENT IN TELECOMMUNICATION SYSTEMS

УДК 621.39

Тензорные сплайны в задачах восстановления дискретизированных случайных процессов и полей / *И. В. Стрелковская, Т. И. Григорьева* // *Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб.* 2007. Вып. 151. С. 65 – 69.

Введены в рассмотрение тензорные сплайны. Рассмотрены некоторые операции над тензорными сплайнами. Восстановление дискретизированных случайных процессов и полей предложено с помощью тензорного сплайна.

Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.39

Тензорні сплайни в задачах поновлення дискретизованих випадкових процесів та полів / *І. В. Стрелковська, Т. І. Григор'єва* // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2007. Вип. 151. С. 65 – 69.

Введено в розгляд тензорні сплайни. Розглянуті деякі операції над тензорними сплайнами. Поновлення дискретизованих випадкових процесів та полів запропоновано за допомогою тензорного сплайна.

Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.39

The tensor splines in the problem of recovery of sampled stochastic processes and fields / *I. V. Strelkovskaya, T. I. Grigorieva* // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci Interdep. Mag.* 2006. № 151 P. 65 – 69.

The tensor splines are considered. Some operations with the tensor splines are treated. The recovery of sampled stochastic processes and fields is offered with the use of tensor splines.

Ref.: 4 items.

УДК 621.391

Оценка эффективности многопутевой маршрутизации с ограничением количества используемых путей / *М. А. Гозолева, О. А. Дробот, Ф. Ф. Мысик* // *Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб.* 2007. Вып. 151. С. 70 – 77.

Предлагается математическая модель с использованием процедуры ограничения путей с определением их количества.

Ил.8. Библиогр.: 13 назв.

УДК 621.391

Оцінка ефективності багатошляхової маршрутизації з обмеженою кількістю використаних шляхів / М. О. Гоголева, О. А. Дробот, Ф. Ф. Мисик // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып.151. С. 70 – 77.

Запропоновано математичну модель з використанням процедури обмеження шляхів з визначенням їх кількості.
Іл.8. Бібліогр.: 13 назв.

UDC 621.391

Estimation of efficiency of multipath routing with restricted amount of the used paths / M. A. Gogoleva, O. A. Drobot, F. F. Misik // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 70 – 77.

Mathematical model using the procedure of restriction of paths with determination of their amount is offered
8 fig. Ref: 13 items.

УДК 621.391

Анализ устойчивости и бифуркаций функционирования механизмов борьбы с перегрузками в телекоммуникационных сетях / Е. В. Старкова // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып.151. С. 78 – 84.

Предлагается метод анализа бифуркационных свойств динамических систем, представленных дифференциальными уравнениями, на примере модели TCP-сеанса передачи данных при управлении длиной очереди с использованием механизма борьбы с перегрузками RED.

Ил.3. Библіогр.: 7 назв.

УДК 621.391

Аналіз стійкості і бифуркацій функціонування механізмів боротьби з перевантаженнями у телекомунікаційних мережах / О. В. Старкова // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып.151. С.78 – 84.

Запропоновано метод аналізу бифуркаційних властивостей динамічних систем, представлених дифференціальними рівняннями, на прикладі моделі TCP-сеансу передачі даних при управлінні довжиною черги з використанням механізму боротьби з перевантаженнями RED.

Іл.3. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.391

Analysis of stability and bifurcation of functioning of the overloads control mechanisms in telecommunication networks / E. V. Starkova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 78 – 84.

Method for analysis of bifurcational properties of the dynamic systems represented by differential equations exemplified by the model of TCP-session of data communication with the management of the queue length of queue with the use of the RED overloads control mechanism is offered.

3 fig. Ref: 7 items.

УДК 623.765:681.513.6

Моделирование деятельности лица, принимающего решения, в системах сетевого управления / А. И. Тимочко, М. А. Павленко, В. Н. Руденко // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 85 – 91.

Предложен подход к процессу разработки и модификации модели процесса принятия решений лицом, принимающим решения, в системах сетевого управления.

Табл. 2. Рис. 3. Библіогр.: 9 назв.

УДК 623.765:681.513.6

Модельовання діяльності особи, що приймає рішення, у системах мережного управління / О. І. Тимочко, М. А. Павленко, В. М. Руденко // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 85 – 91.

Запропоновано підхід до процесу розробки й модифікації моделі процесу прийняття рішень особою, що приймає рішення, у системах мережного управління.

Табл.2. Іл. 3. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 623.765:681.513.6

Modelling of decision-making person activity in the network control systems / A. I. Timochko, M. A. Pavlenko, V.N. Rudenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 85 – 91.

An approach to the process of development and modification of model of decision-making process by a person in the network control systems is offered.

2 tab. 3 fig. Ref: 9 items.

УДК 621.391

Управление очередями на узлах активной сети / А. В. Лемешко, М. Ватти, А. В. Симоненко // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 92 – 97.

Предложен подход к моделированию процессов управления очередями на узлах активной сети. Модель представлена трипланарной транспортной задачей линейного программирования. Область применений модели – мультисервисные сети следующего поколения, функционирующие на основе активных технологий.

Табл.1. Рис. 4. Библіогр.: 11 назв.

УДК 621.391

Управління чергами на вузлах активної мережі / О.В. Лемешко, М. Ватті, О.В. Симоненко // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 92 – 97.

Запропоновано підхід до модельовання процесів управління чергами на вузлах активної мережі. Модель представлена трипланарною транспортною задачею лінійного програмування. Область застосування моделі – мультисервісні мережі наступного покоління, що функціонують на основі активних технологій.

Табл.1. Іл. 4. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.391

Queues management by queue in the active network nodes / A. V. Lemeshko, M. Watti, A. V. Simonenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 92 – 97.

An approach to the design of the processes of queues management in the active network nodes is offered. The model is represented by the triplanar transport task of the linear programming. The model application area is in the multiservice networks of the next generation functioning on the basis of active technologies

1 tab. 4 fig. Ref: 11 items.

УДК 621.391

Мультиструктурная модель и метод управления в самоорганизующейся телекоммуникационной системе / О. Ю. Евсева // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 98 – 105.

Предложена математическая модель самоорганизующихся телекоммуникационных системах (ТКС) и метод адаптивного управления ими. ТКС рассматривается как динамическая система со случайной сменой структуры (мультиструктурная система). В основу математического описания положена система дифференциально-разностных уравнений состояния. Метод оптимального управления использует обобщенную процедуру Калмана.

Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.391

Мультиструктурна модель и метод управління в телекомунікаційній системі, що самоорганізується / О. Ю. Євсєва // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 98 – 105.

Запропоновано математичну модель телекомунікаційної системи (ТКС), що самоорганізується, а також метод адаптивного управління такими системами. ТКС розглядається як динамічна система з випадковою зміною структури (мультиструктурна система). Основою для математичного опису є система диференційно-різницьових рівнянь стану. Метод оптимального управління використовує узагальнену процедуру Калмана.

Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.391

The multi- structure model and the control method in self-organizing telecommunication systems / O. Y. Evseeva // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 98 – 105.

The mathematical model of self-organizing telecommunication systems and the adaptive control method for such systems are offered. The telecommunication system is considered as a dynamical system with random state transition (multi- structure system). The system of differential-difference state equations forms the basis of mathematical description. The optimal control method is based on using the generalized Kalman technique.

Ref.: 12 items.

УДК 681.324

Синтез композиционных микропрограммных устройств управления с декодером функций для телекоммуникационных систем / А. А. Баркалов, Л. А. Титаренко, Р. Вишневский // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 106 – 111.

Предложен новый метод синтеза композиционных микропрограммных устройств управления (КМУУ). Метод основан на модификации известных решений. Применение дополнительного декодера функций позволяет уменьшить число логических блоков, используемых для реализации КМУУ на FPGA. Показаны все стадии процесса синтеза предлагаемой модификации КМУУ. Приведен пример применения предложенного метода.

Табл. 3. Ил. 4. Библиогр.: 8 назв.

УДК 681.324

Синтез композиційних мікропрограмових пристроїв управління з декодером функцій для телекомунікаційних систем / О. О. Баркалов, Л. О. Титаренко, Р. Вишневський // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 106 – 111.

Запропоновано новий метод синтезу композиційних мікропрограмових пристроїв управління (КМПУ). Метод базується на модифікаціях відомих рішень. Застосування допоміжного декодера функцій дозволяє зменшити кількість логічних блоків, які використовуються для реалізації КМПУ на FPGA. Показано усі стадії процесу синтезу запропонованої модифікації КМПУ. Наведено приклад застосування запропонованого метода.

Табл. 3. Іл. 4. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 681.324

Synthesis of compositional microprogram control units with function decoder for telecommunication systems / A. Barkalov, L. Titarenko, R. Wiśniewski // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 106 – 111.

The new method of synthesis of compositional microprogram control unit (CMCU) is presented. The method is based on the modification in the traditional solutions. Application of an additional block - function decoder - permits to reduce the number of logic blocks used for implementation of CMCU on FPGA. All steps required in order to synthesize CMCU with a function decoder are shown. The method is illustrated by the example.

3 tab. 4 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.372

Модели динамического управления качеством обслуживания в телекоммуникационных сетях // Ю. И. Лосев, К. М. Руккас // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 112 – 116.

Проведен анализ различных архитектур управления телекоммуникационными сетями. Предложены модели распределенного управления телекоммуникационными сетями. Предложенная модель динамического управления основана на использовании понятия ценности информации, а также теории многоагентных систем.

Ил. 1. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.372

Моделі динамічного управління якістю обслуговування в телекомунікаційних мережах / Ю. І. Лосев, К. М. Руккас // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 112 – 116.

Проведено аналіз різних архітектур управління телекомунікаційними мережами. Запропоновано моделі розподіленого управління телекомунікаційними мережами. Запропонована модель динамічного управління заснована на використанні поняття цінності інформації, а також теорії багатоагентних систем.

Іл. 1. Бібліогр.: 5 назви.

UDC 621.372

The model of QoS dynamic control in the telecommunication network / U. I. Losev, K. M. Rukkas // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. №. 151. P. 112 – 116.

The analysis of various telecommunication network management architectures is carried out. Models of the telecommunication networks distributed management are offered by. The offered model of the dynamic management is based on the use of the information value concept, and also on the multiagent systems theory.

1 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.391

Математическая модель соединения TCP с повторными передачами / А. С. Еременко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 117 – 123.

Статья посвящена разработке математической модели соединения TCP как системы массового обслуживания с повторными передачами. На основе предложенной модели осуществляется вычисление вероятностных характеристик потока протокольных единиц обмена в рамках соединения TCP, с помощью которых возможно оценить влияние повторных передач на функционирование соединения. Модель применима для практического использования при анализе соединений транспортного уровня сетей TCP/IP.

Ил. 5. Библіогр.: 11 назв.

УДК 621.391

Математична модель з'єднання TCP з повторними передачами / О. С. Єременко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 117 – 123.

Статтю присвячено розробці математичної моделі з'єднання TCP як системи масового обслуговування з повторними передачами. На основі запропонованої моделі здійснюється розрахунок вірогіднісних характеристик потоку протокольних одиниць обміну у з'єднанні TCP, за допомогою яких можна оцінити вплив повторних передач на функціонування з'єднання. Модель може застосовуватися на практиці при аналізі з'єднань транспортного рівня мереж TCP/IP.

Іл. 5. Бібліогр.: 11 назв.

UDC 621.391

TCP-connection mathematical model with retransmissions / A. S. Eremenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. №. 151. P. 117 – 123.

The work is devoted to development of TCP-connection mathematical model as retrial queue. Based on the proposed model it is accomplished calculation of probabilistic characteristics of the protocol data units flow within TCP-connection which could be used in evaluation of retransmissions action on the connection functionality. The model is applicable for practical use within analysis of TCP/IP networks transport connections.

5 fig. Ref.: 11 items.

УДК 621.391

Параметрический синтез телекоммуникационных систем при самоподобном входящем потоке / Д. В. Евлаш, Д. В. Агеев, Самир Махмуд // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 124 – 128.

Предложено решение задачи определения пропускных способностей каналов связи, позволяющих обеспечить передачу заданных информационных потоков между всеми парами отправитель-адресат, с учетом классов обслуживания и конечных размеров буферов в узлах, при минимальном значении среднесетевой задержки сообщения в сети и ограничений на суммарную величину затрат на организацию каналов связи и на потери вызванные переполнением буфера, для случая статистически самоподобных передаваемых потоков сети.

Бібліогр.: 2 назв.

УДК 621.391

Параметричний синтез телекомунікаційних систем при самоподібному вхідному потоці / Д. В. Євлаш, Д. В. Агеев, Самір Махмуд // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 124 – 128.

Запропоновано розв'язання задачі визначення пропускних здатностей каналів зв'язку, що дозволяють забезпечити передачу заданих інформаційних потоків між всіма парами відправник-адресат, з урахуванням класів обслуговування й кінцевих розмірів буферів у вузлах, при мінімальному значенні середньомережевої затримки повідомлення в мережі й обмежень на сумарний розмір витрат на організацію каналів зв'язку й на витрати викликані переповненням буфера, для випадку статистично самоподібних переданих потоків мережі.

Бібліогр.: 2 назв.

UDC 621.391

Parametrical synthesis of telecommunication systems at self-similar entering stream / D. V. Evlash, D. V. Ageyev, Samer Mahmoud // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. №. 151. P. 124 – 128.

Solution of the problem decision of communication channels throughputs definition, allowing to provide transfer of the set information streams between all pairs of sender-addressee taking into account classes of service and the final sizes of buffers in host at the minimum value of mean message delays in a network and restrictions on total size of expenses on

the organisation of communication channels and on losses called the buffers overflow, for the case of statistically self-similar transmitted streams of the network.

Ref.: 2 items.

УДК 621.391.01

Анализ качества оптимальных процедур управления сетевыми элементами и сетями в нестационарных условиях / В. В. Поповский, Г. В. Звягольская // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 129 – 134.

В рамках стратегии АММО для типовых нестационарных условий функционирования телекоммуникационных сетей представлен вариант формализации оптимального управления и оценки нестационарного процесса, характеризующего состояние параметров сети. Анализ качественных характеристик проведен с использованием разработанного машинного моделирования и представлены результаты этого анализа. Даны рекомендации по выбору параметров фильтра и по обеспечению его устойчивости в условиях нестационарности.

Ил. 8. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.391.01

Аналіз якості оптимальних процедур управління мережевими елементами і мережами в нестационарних умовах / В. В. Поповський, Г. В. Звягільська // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 129 – 134.

В рамках стратегії АММО для типових нестационарних умов функціонування телекомунікаційних мереж представлений варіант формалізації оптимального управління і оцінки нестационарного процесу, що характеризує стан параметрів мережі. Аналіз якісних характеристик проведений з використанням розробленого машинного моделювання і представлені результати цього аналізу. Надані рекомендації по вибору параметрів фільтру і по забезпеченню його стійкості в умовах нестационарності.

Іл. 8. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391.01

Analysis of optimum procedures quality of the networks elements and networks management in unstationary terms / V. V. Popovsky, G. V. Zvygolskay // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2006. № 151. P. 129 – 134.

Within the framework of AMMO strategy, for typical telecommunications conditions unstationary operation of networks, the version of the optimum management formalization and estimation of unstationary process, characterizing the state of parameters of network is presented. The analysis of high-quality descriptions is conducted with the use of the developed computer-aided engineering and the results of this analysis are presented. The data of recommendation on the filter parameters choice and on its stability support under conditions of unstationarity.

8 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.39+621.38.049.77

Квазистатическая модель электростатического преобразователя с тепловым входом / Ф. Ф. Колпаков, Н. Г. Борзяк // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 135 – 142.

Предложена квазистатическая модель микроэлектромеханического (MEMS) электростатического преобразователя на базе теории многостороннего преобразователя А.А. Харкевича с учетом теплового режима. Проведено моделирование двухэлектродного MEMS-конденсатора, построены зависимости величины хода и емкости от напряжения управления при температурах окружающей среды 20°C, 50°C, 80°C, 100°C и двух значениях коэффициентов упругости $k = 13$ Н/м и $k = 37$ Н/м, получена зависимость напряжения бифуркации от параметров преобразователя и температуры окружающей среды, проведен анализ параметров преобразователя по критерию наименьшей чувствительности его характеристик к температурным изменениям.

Табл. 2. Ил. 2. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.39+621.38.049.77

Квазістатична модель електростатичного перетворювача з тепловим входом / Ф. Ф. Колпаков, Н. Г. Борзяк // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 135 – 142.

Запропоновано квазістатичну модель мікроелектромеханічного (MEMS) електростатичного перетворювача на базі теорії багатобічного перетворювача А.А. Харкевича з урахуванням теплового режиму. Проведено моделювання двоелектродного MEMS-конденсатора, побудовано залежності величини ходу та ємності від напруги управління при температурі навколишнього середовища 20°C, 50°C, 80°C, 100°C та двох значеннях коефіцієнтів пружності $k = 13$ Н/м і $k = 37$ Н/м, отримано залежність напруги бифуркації від параметрів перетворювача та температури навколишнього середовища, проведено аналіз параметрів перетворювача за критерієм найменшої чутливості його характеристик до температурних змінень.

Табл. 2. Іл. 2. Бібліогр.: 12 назви.

UDC 621.39+621.38.049.77

Quasistatic model of electrostatic convertor with heat input / F. F. Kolpakov, N. G. Borzyak // Radiotekhnika: All – Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007 №. 151. P. 135 – 142.

The quasistatic model of micro electromechanical (MEMS) electrostatic converter based on the multilateral converter theory of A.A. Kharkevich with regard to thermal conditions is offered. The two-electrode MEMS-capacitor is modeled, the dependences of the displacement magnitude and the capacitance of a bias voltage with the temperature of the surrounding environment equal to 20°C, 50°C, 80°C, 100°C and with spring constant $k = 13$ N/m and $k = 37$ N/m are given, the dependence of the bifurcation bias voltage of convertors parameters and the temperature of surrounding environment is obtained, the analysis of the convertor parameters by the criterion of minimum sensitivity of its characteristics to the temperature variations is carried out.

2 tab. 2 fig. Ref.: 12 items.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY

УДК 621.311.6

Модуль для защиты АТС и абонентских устройств от наведенных в проводных линиях связи избыточных токов и перенапряжений / И. С. Шостко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 143 – 149.

Показано, что для защиты элементов АТС и абонентских устройств от любых вероятных воздействий естественных и искусственных ЭМИ необходимо использовать комбинированные модули защиты. Комбинированный модуль защиты позволяет совместить достоинства разных элементов защиты: газоразрядник с его способностью коммутировать большие токи и быстроедействие TVS-диодов.

Ил. 6. Библиогр. 7 назв.

УДК 621.311.6

Модуль для захисту АТС і абонентських пристроїв від наведених у провідних лініях зв'язку надлишкових струмів і перенапруг / І. С. Шостко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 143 – 149.

Показано, що для захисту елементів АТС і абонентських пристроїв від будь-яких ймовірних впливів природних і штучних ЕМІ необхідно використовувати комбіновані модулі захисту. Комбінований модуль захисту дозволяє об'єднати достоїнства різних елементів захисту: газоразрядник з його здатністю комутувати великі струми і швидкодія TVS - діодів.

Іл. 6. Бібліогр. 7 назв.

UDC 621.311.6

Module for protection of automatic telephone exchange and user's devices against the superfluous currents and voltage induced in wire communication lines / I. S. Shostko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 143 – 150.

It is shown that to protect the elements of automatic telephone exchange and user's devices against any probable influences of natural and artificial EMI it is necessary to use the combined protection modules. The combined protection module makes it possible to combine advantages of different elements of protection: gas discharge arrester with its ability to switch heavy currents and high speed TVS - diodes.

6 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.382.08

Аппаратно-программный комплекс для измерения параметров сложных сигналов / В. А. Лошаков, В. В. Сидоров // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып.151. С. 151 – 157.

Предлагаются пути повышения точности измерений за счет использования косвенных статистических методов. Приводятся результаты испытаний измерительного комплекса.

Ил.12. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.382.08

Апаратно-програмний комплекс для вимірювання параметрів складних сигналів / В. А.Лошаков, В. В. Сидоров // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип.151. С. 151 – 157.

Пропонуються шляхи підвищення точності вимірювань за рахунок використання непрямих статистичних методів. Наведено результати випробувань вимірювального комплексу.

Іл.12. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.382.08

Hardware-software system for complex signals parameters measurement / V. Loshakov, V.Sidorov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. №151. P. 151 – 157.

The ways of measurements precision increase are offered through the use of indirect statistical methods. Results of the measuring system tests are given.

12 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.391

Волновые каналы архитектурных сооружений. Усовершенствованная модель и новый эксперимент / А. А. Стрельницкий, А. Е. Стрельницкий, А.И. Цона, В. М. Шокало // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 158 – 163.

Статья посвящена актуальным вопросам исследования распространения радиоволн (РРВ) в волновых каналах городских улиц и коридоров зданий, именуемых авторами волновыми каналами архитектурных сооружений (ВКАС). Получено два новых результата: предложена модель для прогнозирования полей вдоль ВКАС, основанная на описании процесса РРВ с помощью теории многополюсных микроволновых цепей; разработана методика экспериментального доказательства существования волновых коридоров при исследовании закономерностей и доминирующих механизмов РРВ в ансамблях архитектурных сооружений.

Табл.1. Рис. 7. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.391

Хвильові канали архітектурних споруд. Вдосконалена модель і новий експеримент / О. О. Стрельницький, О. Є. Стрельницький, О. І. Цона, В. М. Шокало // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 158 – 163.

Статтю присвячено актуальним питанням дослідження розповсюдження радіохвиль (РРХ) в хвильових каналах міських вулиць і коридорів будівель, які іменуються авторами хвильовими каналами архітектурних споруд (ХКАС). Отримано два нові результати: запропонована модель для прогнозування полів уподовж ХКАС, заснована на описі процесу РРХ за допомогою теорії багатополісних мікрохвильових ланцюгів; розроблено методику

експериментального доказу існування хвильових коридорів при дослідженні закономірностей і домінуючих механізмів РРХ в ансамблях архітектурних споруд.

Табл. 1. Іл. 7. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.391

Waves channels of architectural buildings. Improved model and new experiment / A. A. Strelnitskiy, A. E. Strelnitskiy, A. I. Tsopa, V. M. Shokalo // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 158 – 163.

The article is devoted to the urgent problems of radio waves propagation research (RWP) in the waves channels of city streets and buildings corridors, referred to by the authors as waves channels of architectural buildings (WCAB). There are two new results received lately: the model is offered for prediction fields along WCAB based on RWP process description by the theory of multipolar microwave chains; the method of experimental proof of waves corridors existence is developed at research of conformities to the law and dominant mechanisms of RWP in the bands of architectural buildings.

1 tab. 7 fig. Ref: 8 items.

УДК 621.396.677.49

Методика учета групповых воздействий в диапазонах GSM и DCS-стандартов / Ю. Ю. Коляденко, Л. А. Токар // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вип. 151. С. 164 – 170.

Разработана методика учета групповых воздействий в диапазонах GSM и DCS-стандартов. В отличие от существующих методик анализа ЭМС РЭС, разработанных в основном для стационарных систем радиосвязи в дуэльной обстановке, данная методика основана на комплексной оценке СПО, базируется на выборе показателей оценки ЭМС, что учитывают требования по качеству обслуживания, адекватных моделях, основанных на множественных взаимодействиях сетевых элементов, и динамике групповых взаимодействий.

Іл. 3. Бібліогр.: 8 названий.

УДК 621.396.677.49

Методика урахування групових впливів в діапазонах GSM і DCS – стандартів / Ю. Ю. Коляденко, Л. О. Токар // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 164 – 170.

Розроблено методику урахування групових впливів в діапазонах GSM і DCS – стандартів. На відміну від існуючих методик аналізу ЕМС РЕЗ, розроблених в основному для стаціонарних систем радіозв'язку в дуельній обстановці, дана методика заснована на комплексній оцінці СЗО, базується на виборі показників оцінки ЕМС, що враховують вимоги за якістю обслуговування, адекватних моделях, заснованих на множинних взаємодіях мережевих елементів, і динаміці групових взаємодій.

Іл. 3. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.396.677.49

Procedure of groups action account in the GSM ranges and DCS – standards / Yu. Yu. Kolyadenko, L. A. Tokar // Radiotekhnika: All-Ukr. Mag. 2007. № 151. P. 164 – 170.

Procedure of groups action account is developed in the GSM ranges and DCS – standards. Unlike the existing methods for analyzing EMC of radio electronic facilities developed mainly for the stationary systems of radio contact in a duel situation, this method is based on the complex estimation of the signal-interference situation, on the choice of indices of EMC estimation taking into account requirements to the quality of service, adequate models based on plural interactions of the networks elements and dynamics of the groups interactions.

3 fig. Ref.: 8 items.

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ THEORY OF SIGNALS

УДК 621.391

Анализ потенциальных характеристик фазо-манипулированных сигналов в задачах обнаружения и измерения / Н. С. Пастушенко, О. Н. Пастушенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-тех. сб. 2006. Вип. 151 С. 171 – 176.

Проанализировано влияние ошибок в оценках начальной фазы и частоты несущего колебания, а также мешающего шума на потенциальные характеристики при использовании на передаче данных фазо-манипулированных сигналов.

Іл. 7. Бібліогр.: 8 назв.

УДК 621.391

Аналіз потенційних характеристик фазо-маніпульованих сигналів у задачах виявлення та вимірювання / Н. С. Пастушенко, О. М. Пастушенко // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2006. Вип. 151 С. 171 – 176.

Проанализовано вплив помилок в оцінках початкової фази та частоти несучого коливання, а також завадового шуму на потенційні характеристики при використанні на передачі даних фазо-маніпульованих сигналів.

Іл. 7. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.391

Analyses of phase-keyed signals potential characteristics in the detection and measurement problems / N. Pastushenko, A. Pastushenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Inrtrdep. 2007. № 151. P. 171 – 176.

Influence of errors in the estimations of the initial phase and frequency of reference oscillation and noise on the potential characteristics is analyzed using phase – keyed modulated signals in data transmission.

7 fig. Ref.:8 items.

УДК 621.396.24.099.55

Анализ методов исследования замираний / А. А. Скопа, Н. М. Билык // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вип. 151. С. 177 – 180.

Рассматриваются и анализируются новые методы повышения точности оценок измерений отдельных параметров радиосигналов в каналах с замираниями и определение влияния этой точности на помехоустойчивость приема. Показывается, что линейные каналы с переменными параметрами целесообразно описывать с помощью импульсной реакции, которая может быть определена различными способами. Для анализа процессов, происходящих в линейном канале с переменными параметрами, используются взаимосвязанные функции, синтезированные с помощью преобразования Фурье.

Ил. 5. Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.396.24.099.55

Аналіз методів дослідження замирань / *О. О. Скопа, Н. М. Білик* // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2007. Вип. 151. С. 177 – 180.

Розглядаються і аналізуються нові методи підвищення точності оцінок вимірювань окремих параметрів радіосигналів в каналах з замираннями і визначення впливу цієї точності на завадостійкість прийому. Показується, що лінійні канали зі змінними параметрами доцільно описувати за допомогою імпульсної реакції, яка може бути визначена різними способами. Для аналізу процесів, що відбуваються в лінійному каналі із змінними параметрами, використовуються взаємозв'язані функції, синтезовані за допомогою перетворення Фур'є.

Ил. 5. Библиогр.: 2 назв.

UDC 621.396.24.099.55

Analysis of fading study methods / *O. O. Skopa, N. M. Bilyk* // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2007. № 151. P. 177 – 180.

New methods for increase in the estimates precision while measuring separate parameters of radio signals in the channels with fading are considered and analyzed; influences of this precision on reception stability against noise is estimated. It is shown that the linear channels variable parameters should be described using the impulse reaction defined by different ways. To analyse the processes taking place in the linear channel with variable parameters associate functions are used. Functions are synthesized through Fourier transform.

5 fig. Ref.: 2 items.

УДК 621.391

Восстановление непрерывных сигналов на основе ряда Котельникова и кубических сплайнов / *И. В. Стрелковская, Д. Ю. Бухан* // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2007. Вип. 151 С. 181 – 185.

Рассмотрено восстановление детерминированных и случайных сигналов на основе ряда Котельникова и кубических сплайнов. Получено, что восстановление сигналов при определенных условиях с помощью кубических сплайнов точнее, чем с помощью ряда Котельникова.

Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.391

Відновлення неперервних сигналів на основі ряду Котельникова та кубічних сплайнів / *І.В. Стрелковська, Д.Ю. Бухан* // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2007. Вип. 151 С. 181 – 185.

Розглянуто відновлення детермінованих та випадкових сигналів на основі ряду Котельникова та кубічних сплайнів. Отримано, що відновлення сигналів при деяких умовах за допомогою кубічних точніше, ніж за допомогою ряду Котельникова.

Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

UDC 621.391

The analogue signals restoring based on Kotelnikov sequence and cubic splines / *I. V. Strelkovskaya, D. Yu. Bukhan* // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2007. № 151 P. 181 – 185.

Determined and random signals restoring based on Kotelnikov sequence and cubic splines is considered. It is shown that signals restoring by cubic splines under certain conditions is more accurate than by Kotelnikov sequence.

3 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621

Поверхинный метод оптимизации последовательной посимвольной передачи данных / *В. Е. Саваневич* // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2007. Вип. 151 С. 186 – 193.

Задача оптимизации посимвольной передачи данных с маломощного абонентского устройства на базовую станцию сведена к задаче синтеза последовательного решающего правила. Предложен поверхинный метод формирования множества Парето-оптимальных последовательных решающих правил с заданными свойствами и введено несколько его модификаций. Исследованы селективные свойства предложенного метода.

Ил. 2. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621

Поверхинний метод оптимізації послідовної посимвольної передачі даних / *В. Є. Саваневич* // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2007. Вип. 151 С. 186 – 193.

Задача оптимізації посимвольної передачі даних з малопотужного абонентного пристрою на базову станцію зведена до задачі синтезу послідовного вирішального правила. Запропоновано поверхинний метод формування множини Парето-оптимальних послідовних вирішальних правил із заданими властивостями і введено декілька його модифікацій. Досліджені селективні властивості запропонованого методу.

Ил. 2. Библиогр.: 8 назви.

UDC 621

Node-by-node method of optimization of serial symbol-by-symbol data transmission / *V. E. Savanevich* // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2007. № 151. P. 186 – 193.

The problem of optimization of symbol-by-symbol data communication from the low-powered subscriber device to the base station is reduced to the problem of synthesis of the successive decision rules. The node-by-node method of formation of Pareto-optimum successive decision rules set with the specified properties is offered and its several modifications are introduced. Selective properties of the offered method are explored.

2 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.391

Исследование спектральных характеристик конечных реализаций цифрового потока в системах с коррелятивным кодированием / Э. А. Сукачев, П. А. Шкулипа // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151 С. 194 – 197.

Предложен метод расчета спектральных характеристик ограниченных по длительности реализаций цифровых последовательностей парциальных сигналов. Рассмотрены примеры.

Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Дослідження спектральних характеристик скінчених реалізацій цифрового потоку в системах з корелятивним кодуванням / Е. О. Сукачов, П. А. Шкуліпа // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип.. 151 С. 194 – 197.

Запропоновано метод розрахунку спектральних характеристик обмежених по довжині реалізацій цифрових послідовностей парціальних сигналів. Розглянуто приклади.

Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391

Investigation of digital series finite realizations spectral characteristics in partial response signaling systems / E. O. Sukachov, P. A. Shkulipa // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151 P. 194 – 197.

The method of calculation of digital series finite realizations spectral characteristics in partial response signaling systems is proposed. The obtained results are illustrated by examples.

Ref.: 5 items.

УДК 621.391

Влияние перекрестных помех на пропускную способность ММО систем радиодоступа / А. В. Марчук // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151 С. 198 – 203.

Рассмотрены влияние перекрестных помех и их подавления на пропускную способность ММО систем. Также были исследованы возможности снижения коэффициентов перекрестных влияний для двухэлементной ММО системы использующей поверхностные антенны с плоскими квадратными раскрывами.

Ил. 6. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Вплив перехресних перешкод на пропускну здатність ММО систем радіодоступу / А. В. Марчук // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151 С. 198 – 203.

Розглянуто вплив перехресних перешкод та їхнього подавлення на пропускну здатність ММО систем. Також були досліджені можливості зниження коефіцієнтів перехресних впливів для двохелементної ММО системи, що використовує поверхневі антени з плоскими квадратними розкривами.

Ил. 6. Библиогр.: 5 назв.

UDC 621.391

Crosstalk influence on MIMO radio access systems capacity / A. V. Marchuk // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151 P. 198 – 203.

This paper considers the problem of crosstalk interferences and their influence on the capacity of MIMO systems. It was also researched the possibilities of the influence coefficient reduction for 2x2 MIMO systems using square antenna.

6 fig. Ref.: 5 items.

АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ И СХЕМНЫЕ РЕШЕНИЯ PROCESSION ALGORITHMS AND SYSTEM SOLUTIONS

УДК 621.396.9

Активное использование пространственно-поляризационного ресурса в задачах радиодоступа / В. В. Поповский, С. В. Гаркуша // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151 С. 204 – 209.

Рассмотрены основные задачи, которые решаются при активном использовании пространственно-поляризационного ресурса: методы пространственно-временного доступа, поляризационного повторного использования частот, адаптация в задачах доступа, обеспечения помехозащиты, борьба с многолучевостью. Все эти задачи сформулированы из одних алгоритмических позиций: они решаются за счет управления комплексными весовыми коэффициентами, включенными в отдельные каналы приема, разнесенными антенными элементами, с последующим сложением принятых взвешенных реализаций.

УДК 621.396.9

Активне використання просторово-поляризаційного ресурсу в завданнях радіодоступу / В. В. Поповський, С. В. Гаркуша // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151 С. 204 – 209.

Розглянуто основні завдання, які вирішуються при активному використанні просторово-поляризаційного ресурсу: методи просторово-часового доступу, поляризаційного повторного використання частот, адаптація в завданнях доступу, забезпечення завадостійкості, боротьба з багатопроміневістю. Всі ці завдання сформульовано з одних алгоритмічних позицій: вони вирішуються за рахунок управління комплексними ваговими коефіцієнтами.

включеними в окремі канали прийому, рознесеними антенними елементами, з подальшим складанням прийнятих зважених реалізацій.

UDC 621.396.9

Active use of the spatio-polarisation resource in the radio access problems / *V. V. Popovskiy, S. V. Garkusha* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. №. 151 P. 204 – 209.

Basic problems being solved with the active use of spatially-polarization resource are considered; among them there are spatial-temporal access methods, polarization repeated use of frequencies, adaptation in the access problems, noise immunity support, multiray suppression. All these problems are formulated on the basis of one algorithmic position: they are solved at the cost of complex gravimetric coefficients control plugged in separate reception channels, separated antenna elements with subsequent addition of the accepted weighed realization.

УДК 771.537

Алгоритмы реставрации разфокусированных изображений / *И. Н. Бутко, А. Н. Маковейчук, Н. Д. Плотников* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151 С. 210 – 214.

Представлена схема реставрации разфокусированного изображения, которое базируется на итеративном алгоритме слепой деконволюции. С целью ограничения шума предложено использовать метод объединения исходного и обработанного изображения.

Ил. 5. Библиогр.: 13 назв.

УДК 771.537

Алгоритми реставрації дефокусованих зображень / *І. М. Бутко, О. М. Маковейчук, М. Д. Плотніков* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151 С. 210 – 214.

Представлено схему реставрації розфокусованих зображень, що базується на ітеративному алгоритмі сліпої деконволюції. З метою обмеження шуму запропоновано метод об'єднання вихідного і деконволюваного зображень.

Іл. 5. Бібліогр.: 13 назв.

UDC 771.537

Out-of-focus image restoration algorithms / *I. Butko, A. Makoveychuk* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. 2007. №. 151. P. 210 – 214.

Out-of-focus image restoration technique via iterative blind deconvolution was described. It is proposed to blend original and deconvoluted images to preserve image noise.

5 fig. Ref.:13 items

УДК 681.324.192:004.681

Показатели для оценки надежности систем защиты информации / *М. В. Капустян., В. А. Хорошко, Д. В. Чирков* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 215 – 219.

Проводится анализ многопроцессорных вычислительных систем обеспечения и вырабатываются показатели для оценки надежности. Приводится алгоритм расчета показателей.

Библиогр.: 3 назв.

УДК 681.324.192:004.681

Показники для оцінки надійності систем захисту інформації / *М. В. Капустян, В. О. Хорошко, Д. В. Чирков* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 215 – 219.

Проведено аналіз багатопроцесорних обчислювальних систем забезпечення та сформовані показники щодо оцінки надійності. Наведено алгоритм розрахунку показників.

Бібліогр.: 3 назв.

UDC 681.324.192:004.681

Factors for estimation of information security systems reliability / *M. V. Kapustyan, V. A. Khoroshko, D. V. Chirkov* // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 215 – 219.

Analysis of multiprocessor computing support systems is carried out and indices for reliability estimation are developed. The algorithm of indices calculation is given.

Ref: 3 items.

УДК 621.391

Некоторые вопросы реализации функций защиты телекоммуникационных систем, построенных на основе концепции Autonomic Computing / *А. В. Персіков, Я. В. Дорошенко* // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 220 – 225

Новым подходом к построению систем, способных производить реструктуризацию телекоммуникационной сети для обеспечения возможности реализации оптимальных управляющих решений, является концепция Autonomic Computing. Если принято решение об использовании этой концепции, необходимо рассмотреть дополнительные вопросы, связанные с аспектами безопасности: безопасный сбор и передача информации агентами, формирование точных оценок показателей надежности автономных систем при их формировании и функционировании в режиме минимального обмена данными с внешними объектами. Решение этих и сопутствующих им вопросов рассматриваются в статье.

Ил. 4. Библиогр.: 18 назв.

УДК 621.391

Деякі питання реалізації функцій захисту телекомунікаційних систем, що побудовано на основі концепції Autonomic Computing / *А. В. Персіков, Я. В. Дорошенко* // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 220 – 225.

Новим підходом до побудови систем, які здатні проводити реструктуризацію телекомунікаційної системи для забезпечення можливості реалізації оптимальних рішень управління, є концепція Autonomic Computing. Якщо прийнято рішення про використання цієї концепції, необхідно розглянути додаткові питання, які пов'язані з аспектами безпеки: безпечний збір та передача інформації агентами, формування точних оцінок показників надійності автономних систем при їх формуванні та функціонуванні в режимі мінімального обміну даними із зовнішніми об'єктами. Рішення цих та сміжних питань розглядається в статті.

Іл. 4. Бібліогр.: 18 назви.

UDC 621.391

Some aspects of security functions implementation for telecommunication systems built in compliance with Autonomic Computing conception / A. V. Persikov, Y. V. Doroshenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 220 – 225.

Autonomic computing is a new concept for implementation of telecommunication systems using restructurization of own structure for optimal decision development. Here we discuss additional security aspects: secure data collection and transmitting by agents, and optimal estimation of reliability parameter of autonomic systems operating with minimal data exchange with external objects.

4 fig. Ref.: 18 items.

УДК 621.391.01

Анализ чувствительности фильтра Калмана-Бьюси к отклонению параметров выбранной модели / Г. В. Звягольская, Е. В. Поповская // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып.151. С. 226 – 233.

Рассмотрена процедура оценки состояния сетевых элементов и параметров функционирования сети с использованием ФКБ. Проанализирована эффективность аналогового и цифрового варианта реализации ФКБ. Для анализа использован макет машинного эксперимента позволяющий, генерировать полезный сигнал с контрольных датчиков и шум наблюдения с заданными параметрами корреляционных функций. Получены и охарактеризованы оценки наблюдаемого процесса, а также чувствительность фильтра к выбору параметров.

Іл.7. Бібліогр.: 4 назв.

УДК 621.391.01

Аналіз чутливості фільтра Калмана-Бьюсі до відхилення параметрів вибраної моделі / Г. В. Звягольська, О. В. Поповська // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 226 – 233.

Розглянуто процедуру оцінки стану мережених елементів та параметрів функціонування мережі з використанням ФКБ. Проаналізовано ефективність аналогового та цифрового варіанту реалізації ФКБ. Для аналізу використовувався макет машинного експерименту, який дозволяє генерувати корисний сигнал з контрольних датчиків та шум спостереження з заданими параметрами кореляційних функцій. Отримано та охарактеризовано оцінки спостережуваного процесу, а також чутливість фільтру до виборів параметрів.

Іл. 7. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.391.01

Analysis of Kalmana-Byusi filter sensitivity to the chosen model parameters deflection / G. V. Zvyagolskay, E. V. Popovskay // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 226 – 233.

Procedure of estimation of the networks elements state and parameters of the network functioning is considered using FKB. Efficiency of analog and digital versions of FKB implementation is analyzed. The model of machine experiment is used for the analysis allowing to generate useful signal from the sensors of control and noise of supervision with the preset parameters of correlation functions. Got and described Estimations of the considered process, filter sensitivity to the parameters choice were obtained and discussed.

7 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.391

Методика оценки средней длины очереди пакетов / С. Н. Горяева // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып.. 151. С. 234 – 238.

Предложена методика оптимального управления длиной очереди, согласно которой средняя длина очереди на сетевом устройстве оценивается с помощью фильтра Робинса-Монро. Достоинством предложенной методики является адаптивность механизма RED к различным условиям перегрузки сети.

Іл.3. Бібліогр.: 4 назв.

УДК 621.391

Методика оцінки середньої довжини черги пакетів / С. М. Горяєва // Радиотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып.151. С. 234 – 238.

Запропоновано методику оптимального управління довжиною черги, згідно якої середня довжина черги на мережному пристрої оцінюється за допомогою фільтра Робіна-Монро. Перевагою запропонованої методики є адаптивність механізму RED до різних умов перевантаження мережі.

Іл.3. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.391

Method of estimation of the packages queues average length / S. N. Goryaeva // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 234 – 238.

The technique of optimum control over the queue length according to which the average length of the queue in the network device is estimated with the help of Robins-Monro filter is offered. Advantage of the offered technique consists in adaptability of the RED mechanism to various conditions of an overload of the network.

3 fig. Ref: 4 items.

УДК 621.385.6

Формирование и анализ сигналов измерительной информации при СВЧ диагностике материалов / Ю. Е. Гордиенко, Е. Ю. Корягина, Н. И. Слипченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С.239 - 245.

Предложены и обоснованы новые подходы формирования сигналов измерительной информации цилиндрического РИП Н- и Е-типа отличающиеся исключением или подавлением влияния мешающих факторов. Впоследствии физические выводы допустимо распространить на оптимизацию более сложных РИП при диагностике геометрически более сложных объектов.

Ил. 5. Библиогр.: 14 назв.

УДК 621.385.6

Формування та аналіз сигналів вимірювальної інформації при НВЧ діагностиці матеріалів / Ю. О. Гордієнко, Є. Ю. Корягіна, М. І. Сліпченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С. 239-245.

Запропоновано та обґрунтовано нові підходи формування сигналів вимірювальної інформації циліндричного резонансного вимірювального перетворювача (РВП) Н- та Е-типів, що відрізняються виключенням або придушенням впливу заважаючих факторів. Згодом фізичні висновки припустимо поширити на оптимізацію більш складних РВП при діагностиці геометрично більш складних об'єктів.

Іл. 5. Бібліогр.: 14 назви.

UDC 621.385.6

Formation and analysis of the measuring information signals attached to the microwave diagnostic of materials / Yu. E. Gordienko, E. Yu. Koriagina, N. I. Slipchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151 P.239 - 245 .

New approaches to formation of the measuring information signals of cylindrical resonator measuring converters of H- and E-type are proposed and proved in this paper. They are distinguished by exclusion or suppression action of interfering factors. Subsequently, it is admissible to extend physical conclusions to optimization of more complicated resonator measuring converters when diagnosing geometrically more complex objects.

5 fig. Ref.: 14 items.

УДК 551.510

Новый метод расчета астрономического фактора замечаемости в задаче определения истинных распределений параметров орбит радиометеоров / Д. Ю. Горелов, Ю. И. Волощук // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С.246 - 252.

Предложена методика расчета астрономического фактора замечаемости, как функции вероятности, соответствующей диапазону гелиоцентрических скоростей, с которыми возможна регистрация на РЛС метеора в данный момент времени, в распределении гелиоцентрических скоростей, исправленному за физический и геометрический факторы замечаемости.

Ил. 4. Библиогр.: 6 назв.

УДК 551.510

Новий метод розрахунку астрономічного фактору селективності в задачі визначення дійсних розподілів параметрів орбіт радіометеорів / Д. Ю. Горелов, Ю. І. Волощук // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С.246 - 252.

Запропоновано методику розрахунку астрономічного фактору селективності, як функції вірогідності, що відповідає діапазону геліоцентричних швидкостей, з якими можлива реєстрація на РЛС метеора в даний момент часу, в розподілі геліоцентричних швидкостей, виправленому за фізичний і геометричний фактори селективності.

Іл. 4. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 551.510

New method of the astronomical factor selectivity calculation in the problem of radio meteors orbits parameters true distributions definition / D. Y. Gorelov, Y. I. Voloshchuk // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P.246 - 252.

We offer the procedure of calculation of the astronomical selectivity factor as a function of probability that corresponds to the range of heliocentric velocities making it possible to record meteors by RLS at the given moment in distribution of the heliocentric velocities corrected according to physical and geometric factors of selectivity.

4 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.373.826

Сравнение свойств обычных переходников, переходников на фотонных кристаллах и переходников на фотонной запрещенной зоне / А. В. Дёгтев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С.253 - 258 .

Проведено численне дослідження впливання кута переходу на спектри пропускання моди оптичної волни, проходящої через ці перехідники. Результати вичислень для звичайного перехідника, ФК перехідника і ФЗЗ перехідника порівняні і проаналізовані. Показано, що найбільш ефективним з точки зору величин пропускання являється ФЗЗ перехідник.

Ил. 12. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.373.826

Порівняння властивостей звичайних перехідників, перехідників на фотонних кристалах та перехідників на фотонній забороненій зоні / А. В. Дьогтев // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 125. С. 253 -258.

Зроблено чисельне дослідження впливу кута переходу на спектри передачі моди оптичної хвилі, яка проходить крізь ці перехідники. Результати розрахувань для звичайного перехідника, ФК перехідника та ФЗЗ перехід-

ника порівняні та проаналізовані. Було показано, що найбільш ефективний с точки зору величин передачі є ФЗЗ перехідник.

Іл. 12. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.373.826

Comparison of the usual, photonic crystal and photonic band-gap tapers properties / A. V. Dyogtyev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P.253 - 258 .

Numerical research of the tapers angle influence on the transmission spectra of the optical wave mode passing through these tapers was carried out. Calculation results for the usual taper, PhC taper and PBG taper were compared and analyzed. The most efficient type of tapers are PBG tapers in terms of transmission values.

12 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.396

Алгоритм реконструкції зображень в ближньопольовій скануючій мікрохвильовій мікроскопії / Ю. Е. Гордієнко, С. І. Мельник, Н. І. Слипченко, В. В. Петров, А. Л. Іщенко // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С.259 - 265.

Предложен новый алгоритм реконструкции изображений в ближнепольовой сканирующей микроволновой микроскопии. Его сущность сводится к двухэтапному применению процедуры "deconvolution" (обратной свертки) и использованию в качестве промежуточного результата реконструкции поля эквивалентных источников. В результате его применения основным фактором, определяющим разрешающую способность метода, становится уровень шумов. Эта методика может быть использована и в других методах микроскопии в качестве уточненного (нелинейного) алгоритма реконструкции изображений. Представлены результаты экспериментальных исследований, подтверждающие возможность преодоления ограничений, накладываемых на разрешающую способность микроскопа толщиной острия зонда и высотой его расположения над поверхностью объекта.

Іл. 4. Бібліогр.: 8 назв.

УДК 621.396

Алгоритм реконструкції зображень в ближньопольовій скануючій мікрохвильовій мікроскопії / Ю. О. Гордієнко, С. І. Мельник, М. І. Слипченко, В. В. Петров, А. Л. Іщенко // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С.259 - 265.

Запропоновано новий алгоритм реконструкції зображень в ближньопольовій мікрохвильовій мікроскопії. Його сутність зводиться до двоетапного використання процедури "deconvolution" (оберненої згортки) та використанню в якості проміжного результату реконструкції поля еквівалентних джерел. В результаті його застосування основним фактором, що визначає роздільну здатність метода, стає рівень шуму. Ця методика може бути використана і в інших методах мікроскопії в якості уточненого (нелінійного) алгоритму реконструкції зображень. Наведено результати експериментальних досліджень, що підтверджують можливість подолання обмежень, які накладаються на роздільну здатність мікроскопа товщиною вістря зонду та висотою його розташування над поверхнею об'єкта.

Іл. 4. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.396

Images reconstruction algorithm in near-field scanning microwave microscopy / Yu. Ye. Gordienko, S. I. Melnik, N. I. Slipchenko, V. V. Petrov, A. L. Ishenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. № 151. P. 259-265.

The new images reconstruction algorithm in near-field scanning microwave microscopy is offered. Its essence is reduced to two-step "deconvolution" procedure application and the use of equivalent sources field as intermediate reconstruction result. The result of its application is that the noise level becomes the major factor that defines the method resolution. This technique can be also used in other microscopy methods as the specified (nonlinear) images reconstruction algorithm. The experimental researches results are presented. These researches confirm the possibility of the restrictions excess imposed on microscope resolution by a probe tip thickness and its arrangement height above an object surface.

4 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.372.853

Электродинамические характеристики многоэлементных структур на МПЛ / Д.В. Майборода, С.А. Погарский // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып.151. С.266 - 270

Представлены результаты теоретического исследования электродинамических свойств спектра собственных волн модифицированной микрополосковой линии передачи и характеристик гибридной щелевой структуры. Исследовано влияние конструктивных особенностей на электродинамические характеристики структуры. Осуществлено моделирование энергетических характеристик излучающего модуля. Проведенные исследования показали возможность создания излучающих систем с высоким уровнем электродинамических параметров.

Іл. 7. Бібліогр.: 7 назв.

УДК 621.372.853

Електродинамічні характеристики багатоелементних структур на МСЛ / Д.В. Майборода, С.О.Погарський // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. науч.-техн. сб. 2007. Вып.151. С.266 - 270.

Подано результати теоретичних досліджень електродинамічних властивостей спектра власних хвиль модифікованої мікросмужкової лінії передачі та характеристик гібридної щілинної структури. Досліджено вплив конструктивних елементів на електродинамічні характеристики структури. Впроваджено моделювання енергетичних характеристик випромінюючого модуля. Проведені дослідження показали можливість створення випромінюючих систем з високим рівнем електродинамічних параметрів.

Іл. 7. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.372.853

The electrodynamic properties of multi-elements structures based on microstrip lines / D.V. Mayboroda, S.A. Pogarsky // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. N 151. P.266 - 270.

Theoretical results of electrodynamic properties of modified microstrip line eigenwave spectrum and parameters of hybrid slot line are presented. Special emphasis was placed on the investigation of characteristics which depend on the construction peculiarities. The energy parameters mathematical simulation of radiating model was made. The pursued investigation demonstrated the possibility to create the radiating model with high level parameters and special pattern characteristics.

7 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.396: 510.62

Алгоритм интеллектуальной системы трассовой фильтрации для выделения радиолокационных отметок / В. В. Жирнов, С. В. Солонская // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С.271 – 277.

Рассмотрены алгоритмы интеллектуальной системы трассовой фильтрации для выделения радиолокационных отметок воздушных объектов на фоне мешающих отражений типа «ангел-эхо» на основе анализа пространственной картины и интенсивности трассового следа отметки сигналов отражений от подвижного объекта. Приведены возможные варианты алгоритмов формирования и анализа пространственной картины трассового следа путем введения системы предикатных функций и уравнений, позволяющей формализовать и отслеживать динамику изменения картины в течение ряда обзоров РЛС.

Ил. 3. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396: 510.62

Алгоритм інтелектуальної системи трасової фільтрації для виділення радіолокаційних відміток / В. В. Жирнов, С. В. Солонська // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2007. Вип. 151. С.271 – 277.

Розглянуто алгоритми інтелектуальної системи трасової фільтрації для виділення радіолокаційних відміток повітряних об'єктів на фоні заважаючих відбиттів ангел-ехо типу що базуються на аналізі просторової картини та інтенсивності трасового сліду відмітки сигналів відбиттів від рухомого об'єкту. Наведено можливі варіанти алгоритмів формування та аналізу просторової картини трасового сліду введенням системи предикатних функцій і рівнянь які дозволяють формалізувати та відслідковувати динаміку зміни картини у ході декількох оглядів РЛС.

Ил. 3. Библиогр.: 7 назв.

UDC 621.396: 510.62

Intelligent system algorithms of trace filtration for radar mark extraction / V. Zhirnov, S. Solonskaya // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. 151. P.271 – 277.

Intelligent system algorithms of trace filtration for radar mark extraction of air objects against radar clutters based on the spatial pattern analysis and intensity of echo-signals mark track from moving object are considered. Possible versions of generation and analysis algorithms of trace spatial pattern are offered using the system of predicate functions and equations allowing to formalize and control pattern changes during several radar surveillances.

3 fig. Ref.: 7 items.

УДК 631.39

Модель идентификации конструкторско-технологических элементов второго уровня / И. Ш. Невлюдов, З. В. Плотникова, В. В. Евсеев // Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вып. 151. С. 278 – 282.

Рассматриваются математические модели идентификации конструкторско-технологические элементов второго уровня. Разработаны математические модели конструкторско-технологических элементов типа «лыска», «Сегментная канавка», и т.д. На базе математических моделей построен граф декомпозиций. Полученные результаты позволят сократить время идентификации элементов на этапе диалогового проектирования 3D модели деталей.

Ил. 8. Библиогр.: 4 назв.

УДК 631.39

Модель ідентифікації конструкторсько-технологічних елементів другого рівня / І. Ш. Невлюдов, З. В. Плотнікова, В. В. Євсєєв // Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2007. Вип. 151. С. 278 - 282.

Розглянуто математичні моделі ідентифікації конструкторсько-технологічних елементів другого рівня. Розроблено математичні моделі конструкторсько-технологічних елементів типу «листка», «сегментна канавка» тощо. На основі математичних моделей побудовано граф декомпозицій. Отримані результати дадуть можливість зменшити час ідентифікації елементів на етапі діалогового проектування 3D моделі деталей.

Ил.8. Библиогр.: 4 назв.

UDC 631.39

Models of the second level design-technological elements identification / I. Sh. Nevlyudov, Z. V. Plotnikova, V. V. Evseev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2007. 151. P. 278 – 282.

The mathematical models of the second level design-technological elements identification are examined. The mathematical models of the design-technological elements of the «flat», «segment riffle» type and so on were designed. On the basis of the mathematical models the decomposition graph was built. The received results will allow to reduce the elements identification time on the stage of the dialogue design of the details 3D model.

8 fig. Ref.: 4 items.

**ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА**
Випуск 151
Російською, українською та англійською мовами

**СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА**
Выпуск 151
На русском, украинском, английском языках

Коректор Л.І. Сащенко

Підп. до друку 25. 11. 2007. Формат 60х90/8. Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк. ризограф.
Ум. друк. арк. 13,95. Обл.-вид. арк. 15,9. Тираж 300 прим. Зам. №95. 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.
Свідцтво про внесення суб'єкта видавничої діяльності до Державного реєстру видавців.
Сер. ДК №1722 от 23.03.2004