

621.396
P 15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

РАДИОТЕХНИКА

**Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник**

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 138

ББК 62.001.396
753 289

Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки

2004

621.396(06)

P 15

УДК 621.3

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

Регистрационное свидетельство КВ № 4486 от 22.08.2000 г.

Ответственность за содержание статей несут авторы.

Редакционная коллегия: гл. ред., д-р техн. наук, проф. *А.И. Терещенко*, зам. гл. ред., д-р техн. наук, проф. *В.М. Шокало*, отв. секретарь, канд. техн. наук, проф. *Ж.Ф. Пащенко*, д-р физ.-мат. наук проф. *Б.М. Булгаков*, д-р техн. наук, проф. *И.Д. Горбенко*, д-р физ.-мат. наук, проф. *Ю.Е. Гордиенко*, д-р техн. наук, проф. *Н.И. Кравченко*, д-р физ.-мат. наук, проф. *В.М. Кузьмичев*, акад. НАН Украины *Л.Н. Литвиненко*, д-р физ.-мат. наук, проф. *А.И. Лучанинов*, чл.-кор. НАН Украины *И.М. Неклюдов*, д-р физ.-мат. наук, проф. *В.А. Омельченко*, канд. физ.-мат. наук, доц. *А.Г. Пащенко*, д-р техн. наук, проф. *В.В. Поповский*, д-р техн. наук, проф. *Е.Г. Прошкин*, д-р техн. наук, проф. *А.И. Стрелков*, д-р техн. наук, проф. *К.С. Сундучков*, д-р физ.-мат. наук, проф. *О.А. Третьяков*, д-р техн. наук, проф. *Я.С. Шифрин*, д-р техн. наук, проф. *С.Н. Шостка*.

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

Рекомендовано Учёным советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол № 3 от 28.05.04.

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

С 2004 г. сборник «Радиотехника» включен в Каталог подписных изданий Украины, подписной индекс 08391.

СОДЕРЖАНИЕ ЗМІСТ

Предисловие	7
ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ	
<i>Поповский В.В., Олейник В.Ф.</i> Накануне создания теории телекоммуникационных систем	8
<i>Андрушко Д.В.</i> Перспективы использования технологии MPLS/GMPLS для построения широкополосных сетей	11
<i>Шевченко В.О.</i> Оптимізація формування інформаційних напрямків в телекомунікаційній мережі за змінним критерієм	15
<i>Коляденко Ю.Ю.</i> Рекурсивная процедура оценки пространственного спектра сигналов в задачах управления базисом наблюдения для сотовых систем связи	20
<i>Поповский В.В.</i> Модель управления реструктуризацией телекоммуникационной сети.	25
<i>Евсеева О.Ю., Лемешко А.В., Кравчук А.А.</i> Поточковая модель процесса маршрутизации с гарантированным качеством обслуживания	32
<i>Рижсаков В.А.</i> Кількісні характеристики неоднорідних умовних алгоритмів діагностування	38
<i>Персиков А.В., Еременко А.С.</i> Фрактальные методы программной маршрутизации в 3G-сетях	44
<i>Лемешко А.В.</i> Тензорная модель решения маршрутных задач с адаптивной фрагментацией (дефрагментацией) пакетов в транзитных узлах телекоммуникационной сети	50
<i>Коваленко Т.Н.</i> Применение аппарата раскрашенных сетей Петри для моделирования интеллектуальных сетей	65
<i>Зайцев Д.А.</i> Декомпозиция протокола ECMA	75
ПРОБЛЕМЫ СИНТЕЗА, АНАЛИЗА И УПРАВЛЕНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ	
<i>Сундучков К.С., Ильченко М.Е., Сундучков И.К.</i> Задачи создания национальной спутниковой системы связи и вещания	83
<i>Кільчицький Є.В., Кільчицький О.Є.</i> Управління телекомунікаціями в екстремальних умовах. Методи прийняття оптимальних рішень	88
<i>Лосев Ю.И., Усачев А.М., Дробот О.А.</i> Метод количественной оценки ситуации при управлении сетью обмена данными в условиях неопределенности	95
<i>Кожин И.А., Стец А.С., Терещенко Н.Н.</i> Анализ влияний возмущений, действующих на контуры управления итерационного синхронно-фазового демодулятора	101
<i>Стеклов В.К., Мирошников В.В.</i> Анализ нелинейных систем фазовой автоподстройки	105
<i>Баркалов А.А., Вишневицкий Р.</i> Проектирование устройств управления с преобразованием номеров переходов	110
<i>Баркалов А.А., Буковец А.Ф.</i> Проектирование автомата Мили с многократным кодированием внутренних состояний	114
<i>Беленков А.Г.</i> Иерархическая модель процессов управления доступом в мультисервисных сетях связи	118
<i>Лосев Ю.И., Руккас К. М., Дуравкин Е.В.</i> Средства анализа и управления компьютерными сетями.	126
<i>Абдельхамид Зугбар, Звягольска Г.В., Селевко С.Н.</i> Методы адаптации и управления в задачах профилирования трафика.	130
<i>Короткевич А.Г.</i> Обнаружение возможных тупиковых состояний в сетях из автоматов.	134

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И ИХ ОБРАБОТКА

<i>Ощепков М.Ю.</i> Модифицированный алгоритм формирования задержек воспроизведения с анализом джиттера сетевых задержек RTP пакетов	141
<i>Коляденко Ю.Ю., Холод Л.Н.</i> Измерения на волоконно-оптических системах передачи	146
<i>Konovaltsev A., Moudrak A.</i> Galileo-based Time sYncHronisation to support location based services in communication systems	153
<i>Титаренко Л.А.</i> Методологические основы использования вейвлетов в телекоммуникациях	159
<i>Поспелов Б.Б., Поспелова О.Б.</i> Композиционная модель адаптируемого канала связи	164
<i>Сабурова С.А., С.И. Татарчук.</i> Методы измерений в технологии ISDN	173
<i>Батаев О.П., Колесник А.Е.</i> Методика расчета пропускной способности транкинговых систем радиосвязи	182
<i>Плотников Н.Д., Суворов А.Е.</i> Оценка пропускной способности базовых станций систем CDMA	187
<i>Мирошников В.В.</i> Влияние параметрических возмущений на основные показатели качества системы ФАП с местной положительной обратной связью	192
<i>Акулиничев А.А.</i> Электромеханический кварцевый частотный модулятор на базе технологии MEMS	197
<i>Нетикова Л.И.</i> Методы моделирования антенной системы абонентских станций	205
<i>Сукачев Э.А., Стрелковская И.В.</i> Синтез многопараметрических селективных сигналов, построенных на основе кубических сплайнов	209
<i>Пащенко А.Г.</i> Модификация спектров оптоэлектронных приборов с многослойными квантовыми размерными структурами	214
<i>Панченко А.Ю.</i> Элементарный аддитивный источник рассеянного поля в слабонеоднородной среде	220
<i>Токарский П.Л., Щербина А.А.</i> Отражательная вибраторная антенная решетка двойной поляризации	227
Рефераты – Реферати	231

CONTENTS

Preface.	7
------------------	---

GENERAL SYSTEM PROBLEMS OF TELECOMMUNICATIONS

<i>Popovsky V., Oleynik V.</i> Before creation of the theory telecommunication systems	8
<i>Andrushko D.V.</i> Perspectives of using MPLS/GMPLS technology for broadband networks	11
<i>Shevchenko V.A.</i> Optimization of information directions formation in the telecommunication network by variable criterion	15
<i>Kolyadenko Yu.Yu.</i> Recursive procedure of estimating the signals spatial spectrum in the tasks of management of the supervision base for the honeycomb communication networks	20
<i>Popovsky V.V.</i> Model of re-structuring control in telecommunication systems	25
<i>Evsheeva O.Y., Lemeshko A.V., Kravchuk A.A.</i> Flow model of routing with guaranteed service quality	32
<i>Ryzhakov V.A.</i> Quantitative characteristics of inhomogeneous conditional diagnostics algorithms	38
<i>Persikov A.V., Eremenko A.S.</i> Fractal methods of software routing in 3G-networks	44
<i>Lemeshko A.V.</i> Tensor model of the routing with adaptive fragmentation (defragmentation) of packets in transit nodes of telecommunication network	50
<i>Kovalenko T.N.</i> Application of coloured petri net tool for intelligent network modelling	65
<i>Zaitsev D.A.</i> Decomposition of ECMA protocol	75

PROBLEMS OF SYNTHESIS, ANALYSIS AND CONTROL IN TELECOMMUNICATION SYSTEMS

<i>Sunduchkov K.S., Ilchenko M.E., Sunduchkov L.K.</i> Objectives of the National Communication and Broadcasting Satellite System design	83
<i>Kilchitsky Ye.V., Kilchitsky A.Ye.</i> Management of telecommunications in extreme conditions. Methods of the optimum decision-making	88
<i>Losev U.I., Usachev A.M., Drobot O.A.</i> Methods for quantitative estimation of the situation at data exchange system management under conditional of uncertainty	95
<i>Kozhin I.A., Stets A.S., Tereshechenko N.N.</i> Analysis of influence of disturbances acting on the control circuits of iteration synchronous-phase demodulator	101
<i>Steklov V.K., Miroshnikov V.V.</i> Phase autotuning non-linear systems analysis	105
<i>Alexander Barkalov, Remigiusz Wiśniewski.</i> Design of control units with transformation of the number of transactions	110
<i>Barkalov A., Bukowiec A.</i> Design of Mealy FSM With Multiple Encoding Of Internal States	114
<i>Belenkov A.G.</i> Hierarchical model of access control procedures in multiservice communication networks	118
<i>Losev Yu.I., Rukkus K.M., Duravkin E.V.</i> Means of the computer networks' analysis and control	126
<i>Abdelhamid Zugbar, Zvjagolskaja G.V., Selevko S.N.</i> Methods of adaptation and management in the problems of the traffic profiling	130
<i>Karatkevich A.G.</i> Possible deadlocks detection in FSM networks	134

THEORY OF SIGNALS AND THEIR PROCESSION

<i>Oshchepkov M.Y.</i> The modified playout delay algorithm with RTP network delay a jitter analysis	141
--	-----

<i>Kolyadenko Yu. Yu., Kholod L.N.</i> Measurements in fiber optics transmission systems	146
<i>Konovaltsev A., Moudrak A.</i> Galileo-based time synchronisation to support location based services in communication systems	153
<i>Titarenko L.A.</i> Methodological fundamentals of wavelets use in telecommunications	159
<i>Pospelov B.B., Pospelova O.B.</i> Composition model of the adapted communication channel.	164
<i>Saburova S.A., Tatarchuk S.I.</i> Measurement system in ISDN technology	173
<i>Batayiv O.P., Kolisnyk O.J.</i> Methodis for trunking communication systems capacity calculation	182
<i>Plotnikov N.D., Suvorov A.Y.</i> CDMA systems base stations bandwidth Evaluations.	187
<i>Miroshnikov V.V.</i> Influence of parametric disturbances on the main quality indices of the PAT system with a local positive feedback	192
<i>Akulnichev A.A.</i> Electromechanical quartz frequency modulator based on the MEMS technology	197
<i>Netikova L.I.</i> Methods of modelling the customer stations antenna system.	205
<i>Sukachov E.A., Strelkovskaya I.V.</i> Synthesis of multiparametric Nyquists signals by cubic spline interpolation	209
<i>Pashchenko A.G.</i> Spectra modification of optoelectronic devices with multilayer quantum well structures	214
<i>Panchenko A.Yu.</i> Elementary additive source of the scattered field in a weakly heterogeneous medium	220
<i>Tokarsky P.L., Shcherbina A.A.</i> Dual-polarization dipole reflectarray	227
Abstracts.	231

ХНУРЭ – один из ведущих центров подготовки в Украине высококвалифицированных специалистов по телекоммуникациям

Харьковский национальный университет радиоэлектроники (ХНУРЭ) – единственный вуз в Украине, обучение в котором осуществляется в наиболее широком диапазоне направлений, специальностей и специализаций, включаемых в термин «радиоэлектроника». Вуз состоит из двух институтов: компьютерно-информационных технологий и радиотехники и радиоэлектроники. С учетом современных интеграционных процессов в науке и практике такое деление достаточно условно, и грань между информационными и телекоммуникационными технологиями вряд ли возможна. Именно процесс взаимного проникновения этих технологий обеспечивает наиболее эффективный практический результат.

Вуз – накануне своего 75-летия. Идет подготовка к празднованию юбилея. В развитии вуза были различные периоды, однако наиболее результативным оказалось последнее десятилетие. Это замечательно, тем более что развитие осуществлялось на фоне общего спада экономики, науки и техники. В настоящее время ХНУРЭ оказался среди наиболее оснащенных вычислительной техникой высших учебных заведений. Поддерживаются творческие и деловые связи с рядом отечественных и зарубежных вузов, организаций, физических и юридических лиц, производится обмен опытом, специалистами, студентами и методическими наработками. Открыто несколько учебных центров: Cisco, Samsung, Монис, где осуществляются обучение студентов, подготовка и переподготовка специалистов, работающих в телекоммуникационной отрасли. Многие ученые вуза являются академиками различных академий, а ректор Михаил Федорович Бондаренко – президентом Академии прикладной радиоэлектроники.

Большой труд коллектива университета и его руководства отмечен грамотами, наградами, званиями. Недавно ректор, профессор М.Ф. Бондаренко получил высокую правительственную награду – орден «За заслуги» III степени.

Харьковский филиал дирекции ОАО «Укртелеком» поддерживает тесные контакты с руководством вуза и соответствующими кафедрами. Выпускаемые университетом специалисты являются высококвалифицированными работниками, способными решать сложные современные задачи. Областная дирекция также принимает активное участие в подготовке специалистов: предоставляет базы практик, консультирует по вопросам текущего состояния и будущего развития отрасли. Ряд ведущих специалистов Дирекции участвуют в учебном процессе.

Один из примеров сотрудничества – настоящий сборник, в работе над которым приняли участие как специалисты ОАО «Укртелеком», так и ХНУРЭ.

С. И. Татарчук,
директор Харьковского филиала
ОАО «Укртелеком»,
кандидат технических наук

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 621.391

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

НАКАНУНЕ СОЗДАНИЯ ТЕОРИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Обычно любая отрасль имеет свою фундаментальную научную поддержку в виде одной или нескольких научных теорий. Такими дисциплинами оснащена и отрасль телекоммуникации, к числу которых следует отнести теорию связи, а также ряд «системных» дисциплин, которые тесно стыкуются с общей теорией систем: прикладная математика, теория управления, теория моделей, теория графов и др.

В зависимости от ситуации для обеспечения «системных» задач, выходящих за рамки теории связи, таких как синтез и анализ математических моделей, поиск оптимальных маршрутов, оптимизация структуры сети, анализ устойчивости, показателей функции телекоммуникационных систем (ТКС), приходится привлекать ту или иную математику и соответствующую теорию. Удачная математическая модель, обоснованно выбранные критерии оптимальных решений и области этих допустимых решений, сама процедура оптимизации, учет существенных ограничений и др., все это влияет на конечный результат. Можно было предположить, что для решения указанного класса «системных» задач телекоммуникации достаточно ограничиться хорошо разработанным аппаратом прикладной математики, формализовав саму эту задачу. Но это предположение справедливо лишь частично, ибо, как показывает практика, без учета спецификации структуры и особенностей функционирования ТКС, получить удовлетворительное «системное» решение не всегда возможно. Примеров тому множество. Так, задача оптимизации структуры, без учета особенностей функционирования, часто оказывается не эффективной: применение процедуры оптимизации маршрутов по критерию выбора кратчайших путей приводит к перегрузке одних путей и недогрузке других, что позволяет использовать около 30% ресурсов сети; попытки применения стратегии динамической маршрутизации в ряде случаев приводит к потере устойчивости. Задача выбора объема буферов, других ресурсов сети требует учета не только функциональных, но и структурных свойств ТКС. Отметим, что совместное рассмотрение этих двух свойств, в соответствии с выводами теории систем, весьма затруднительно, хотя в рамках одного из них как правило необходимые решения получить удастся.

Другой пример, подтверждающий необходимость дополнения классическим задачам прикладной математики. Из теории систем известно, что получение устойчивых решений возможно, исходя из одного из трех подходов: энтропийного, при котором устойчивое состояние достигается за счет расходования большого запаса ресурса, гомеостатический, при котором усилия системы направляются на решение задачи при неизменной структуре этой системы и бихейворальный, при котором допускается реконфигурация структуры системы. Все эти принципиальные методы синтеза авторы – разработчики телекоммуникационных технологий как правило не учитывают.

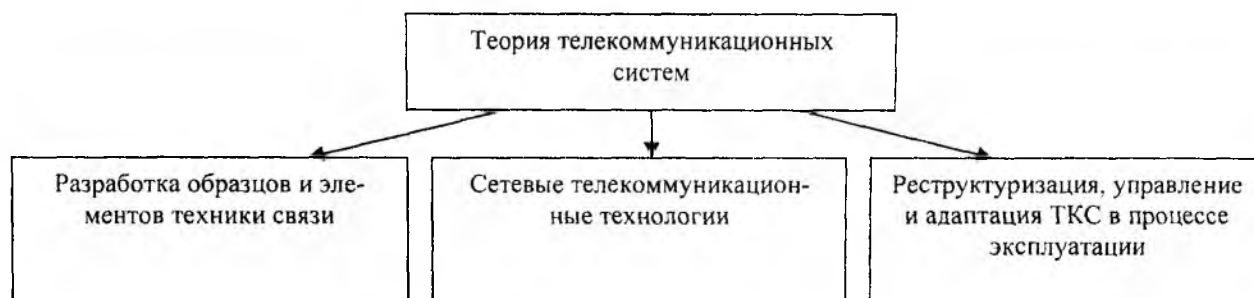
К решению «системных» задач слабо привлекаются многие достаточно хорошо разработанные математические методы и направления: тензорное исчисление, позволяющее уйти от матричных моделей связности, смежности, инцидентности, не обладающих свойствами инвариантности, а применимость их для решения динамических задач – проблематична. Хорошо разработанный аппарат сетей Петри, позволяющий строить достаточно адекватные модели; аппарат комплексных сплайн-функций, обеспечивающий получение моделей с хорошей увязкой структурных и функциональных свойств и др. Пока что не учитывается также такое важное свойство сложных организационно-технических систем, как нарушение принципа причинности, особенно на этапе их синтеза.

На наш взгляд при разработке современных телекоммуникационных технологий большая доля творчества ее авторов приходится на инженерную интуицию, которая в сложных многомерных задачах часто подводит. Разработчиками телекоммуникационных технологий в той или иной форме периодически поднимаются вопросы о необходимости системной проработки этих технологий. Достаточно упомянуть концепции «Traffic Engineering», Правила системной политики Policy – Based Network Management – PBNM и др. для реализации которых пока что не разработано единой теоретической базы. Такой базой должна стать теория телекоммуникационных систем.

На нынешнем этапе развития телекоммуникационных систем можно выделить три основных группы проблем: разработка и использование алгоритмов управления и адаптации ТКС в процессе эксплуатации. Очевидно эти проблемы между собой связаны, ибо выполнение требований по одной из них как правило влияет на требования к другим. Попытки раздельного рассмотрения этих проблем часто приводит к потерям качества ТКС в целом.

Именно в концепции принятия Правил системной политики наиболее явно просматривается дефицит системной проработки и системного анализа, которые по нашему мнению, является основным фактором, влияющим на эффективность функционирования ТКС. Это позволяет получить взаимосвязь между указанными проблемами.

Наличие широкого профиля специалистов позволяет принимать участие в решении практически всех основных проблем телекоммуникаций, в разработке: теоретических основ телекоммуникационных систем, электронных элементов и образцов техники телекоммуникаций, телекоммуникационных технологий и проблем управления системой в процессе эксплуатации (см. рисунок).



Проблемам построения и функционирования ТКС посвящено достаточно много работ, некоторые из которых представлены в списке литературы [1–5]. Мы уже отмечали [4, 5], что в телекоммуникациях успешно развиваются и внедряются в практику теории нижних уровней 7-и уровневой модели. Теория же телекоммуникационных систем пока еще не оформилась в единую системную дисциплину и над ее созданием работает достаточно много ученых и организаций. Пока же можно говорить лишь о необходимости привлечения общей теории систем и ряда разделов математики, которыми очевидно необходимо оснастить саму теорию телекоммуникационных систем, которые обеспечены «теорией связи». 2-й и более высокие уровни пока еще не имеют завершенной теоретической базы.

Список литературы: 1. *Стеклов В.К., Кильчицкий Е.В.* Управління в телекомунікаційних системах. К.: Наука, 2002. 223 с. 2. *Олифер В., Олифер Н.* Компьютерные сети. СПб.: Интер, 2000. 672 с. 3. *Олейник В.Ф.* Основы теорії систем зв'язку. Математичні моделі телекомунікаційних систем. К: Наука, 2000. 152 с. 4. *Поповский В.В.* Основные тенденции мирового развития телекоммуникаций // Всеукр. межведом. научн.-техн. сб. Радиотехника. Вып. 123, 2001, стр. 4 – 8. 5. *Поповский В.В., Григорьева Т.И.* Перспективы теории и практики телекоммуникаций // Всеукр. межведом. научн.-техн. сб. Радиотехника. Вып. 128, стр. 4 – 10.

*Харьковский национальный
университет радиозлектроники*

Поступила в редколлегию 25.07.2004

ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ТЕХНОЛОГИИ MPLS/GMPLS ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СЕТЕЙ

Значительный рост объема сетевого трафика за последние несколько лет требует постоянного увеличения пропускной способности сетей и, прежде всего, магистральных участков. В настоящее время наблюдается тенденция интеграции телекоммуникационных сетей на основе «универсального» протокола сетевого уровня. Этим протоколом является IP (Internet Protocol), чему способствовало несколько факторов. Во-первых, повсеместное внедрение сети Internet обусловило небывалый успех стека протоколов TCP/IP – он практически стал стандартом де-факто для построения локальных, корпоративных и глобальных сетей. Во-вторых, разработаны и используются технологии передачи IP-трафика поверх практически всех транспортных технологий (ATMoIP, FRoIP, PoS, TDMoIP), а также адаптированы условия для передачи мультимедийного трафика с помощью IP, что позволило организовать предоставление принципиально новых услуг (IP-телефония, видео-конференции и т.д.). Это создает условия для разработки сетевой технологии, изначально рассчитанной для передачи IP-трафика.

В конце 90-х годов сразу несколько производителей сетевого оборудования выдвинули идею так называемой IP-коммутации. Как известно, маршрутизация IP-пакетов производится в пошаговом режиме. Для этого производится анализ заголовков пакетов сетевого и, в некоторых случаях, транспортного уровня. Другим важным моментом технологии IP является дейтаграмный принцип работы без предварительного установления соединения. Однако для простого выбора следующего шага в маршруте обычно достаточно более простых процедур, чем анализ заголовков сетевого и транспортного уровней. При этом появится возможность уменьшить время, затрачиваемое на их анализ, что особенно важно при скоростях STM-64 и выше. С другой стороны, предоставление гарантированного обслуживания возможно только при организации в том или ином виде виртуальных каналов (например, как в IntServ/RSVP). Принятый в начале 2001 года стандарт [4] описывает основные принципы работы сетей с коммутацией меток – MPLS (Multiprotocol Label Switching – мультипротокольная коммутация меток). Под мультипротокольностью понимается возможность взаимодействия с любым протоколом сетевого уровня. Однако, учитывая, что IP является основным протоколом для построения сетей, в статье будут рассматриваться только особенности использования MPLS с IP.

Как отмечалось выше, для снижения задержки обработки пакетов процедуры маршрутизации выполняются на промежуточном (между канальным и сетевым) MPLS-уровне. В ряде исследований отмечалось, что эффективность MPLS можно пронаблюдать только при скорости выше E1 (2048кбит/с). Поэтому область применения этой технологии на данный момент – это магистральные участки сети, сети обмена трафиком (IX) и т.д. Маршрутизаторы или LSR (Label Switching Router – маршрутизатор с коммутацией меток), работающие по технологии MPLS, образуют облако (рис. 1). Входной (ingress) LSR на основании заголовка пакета выбирает путь прохождения пакета в пределах MPLS-области и добавляет соответствующие метки (например L1,L2,L3) перед заголовком пакета сетевого уровня. Присвоение пакету определенной метки присоединяют данный поток (последовательность пакетов) к некоторому FEC (Forwarding Equivalence Class – эквивалентный класс пересылки). В пределах одного класса пакеты обслуживаются одинаковым образом. Внутренние маршрутизаторы анализируют только значение метки, и на основании локальной таблицы соответствий меток и исходящих интерфейсов выбирают следующий шаг для пересылки пакета. На выходном (egress) LSR производится удаление всех меток, и дальше пакет пересылается традиционным способом. Для работы такой схемы, в общем случае, необходимо наличие протоколов маршрутизации и сигнализации, которые позволяли бы создавать виртуальный

канал, для пересылки пакетов от входного LSR к выходному, при этом выбирая оптимальный (исходя из определенных критериев) маршрут.

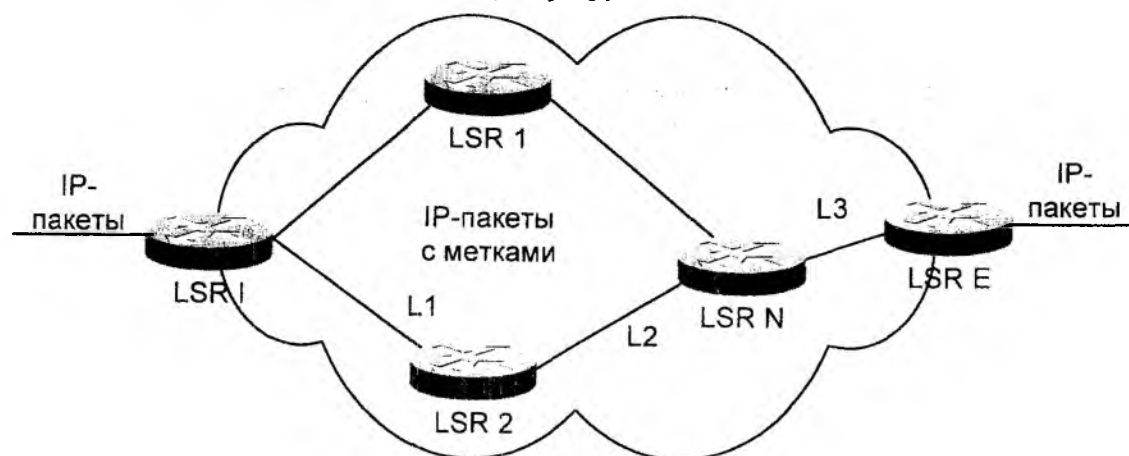


Рис. 1

Виртуальный канал для пересылки пакета от входного LSR к выходному называется LSP (Label Switched Path). До того, как пакет сможет пройти через MPLS-область, необходимо произвести конфигурирование LSP. Для этого входной LSR направляет специальный запрос по направлению к выходному; в каждом промежуточном узле при прохождении запросов/ответов на конфигурирование виртуального пути настраиваются таблицы пересылки для обработки соответствующих меток. Такой подход позволяет:

1. Значительно упростить процедуры маршрутизации и тем самым снизить стоимость оборудования;

2. Использовать практически любую технологию канального уровня (ATM, FR, Ethernet и т.д.);

3. Снизить время обработки пакета.

В MPLS предусмотрена поддержка дифференциальных услуг (DiffServ), что дает возможность гибко предоставлять требуемый уровень обслуживания, сохраняя при этом высокую масштабируемость. Помимо этого MPLS поддерживает технологию трафик-инжиниринга, позволяющего повысить эффективность использования сетевых ресурсов (таких как пропускная способность) и адаптивно реагировать на ошибки и сбои в сети.

Преимущества использования технологии коммутации меток дали толчок для разработки и реализации технологии передачи IP-пакетов непосредственно поверх оптического носителя, что позволяет минимизировать избыточность технологий канального уровня. В настоящий момент для построения магистральных участков сети используются технологии ATM и SDH, работающие поверх оптического носителя (DWDM). Таким образом используется четырехуровневая структура (рис. 2 а). В такой архитектуре оптический (DWDM) уровень формирует физическую транспортную среду для передачи информации, SONET/SDH используется для эффективного распределения пропускной способности. Эта технология хотя и отличается высокой гибкостью и надежностью, но не позволяет пользоваться возможностями «интеллектуальной» маршрутизации. На уровне ATM предоставляются дополнительные возможности для статистического мультиплексирования и предоставления качества обслуживания. При этом появляется возможность мультисервисной интеграции и в общем случае это увеличивает эффективность использования ресурсов, выделяемых нижестоящими уровнями [1]. Несмотря на четкую структуризацию, такая архитектура с одной стороны неэффективна по экономическим соображениям, а с другой – низкая производительность одного из уровней вызовет снижение эффективности сети в целом. Дальнейшее развитие такой архитектуры построения телекоммуникационных сетей сдерживается объективными ограничениями технологий. К примеру, вследствие большого (относительно полезной нагрузки) заголовка ячейки при передаче IP-трафика с помощью ATM избыточ-

ность обычно колеблется в пределах 20%, что является существенным ограничением как с экономической, так и с технической точки зрения.

Другой возможный вариант построения телекоммуникационной сети – трехуровневая структура (рис. 2б, 2в). Однако, несмотря на снижение избыточности, проблема принципиально не решается – в первом случае (рис. 2б) исключение ATM-уровня повлечет за собой невозможность гибко предоставлять требуемое качество обслуживания и использовать «интеллектуальные» возможности ATM. В другом случае (рис. 2в), остается основная проблема ATM-технологии – чрезмерная избыточность. Таким образом, мы приходим к двухуровневой структуре – IP и оптический/DWDM (рис. 2г). Эта технология получила название GMPLS (Generalized MPLS). GMPLS поддерживает не только коммутацию пакетов, но и коммутацию во времени (TDM), по длине волны (λ -коммутация) и др. Поскольку из архитектуры были удалены технологии канального уровня, потребовалось разработать новые протоколы сигнализации, изменить параметры метки (Generalized label), переработать соответствующим образом процедуры создания виртуальных каналов (G-LSP) и т.д. Эти изменения затрагивают протоколы маршрутизации и сигнализации для передачи меток, трафик инжиниринга, защиты и восстановления. Для GMPLS разработан новый протокол сигнализации – LMP (Link Management Protocol – протокол управления каналом), выполняющий функции маршрутизации, согласования параметров связи, управления каналом и трафик инжиниринга. В GMPLS реализованы основные функции для «исследования» топологии сети, управления ресурсами и соединениями. Для этого используются протоколы IGP, OSPF и RSVP с соответствующими расширениями. Помимо этого потребовалось внести изменения к существующим протоколам сигнализации и маршрутизации для управления между оптическими коммутаторами и системами передачи с DWDM.

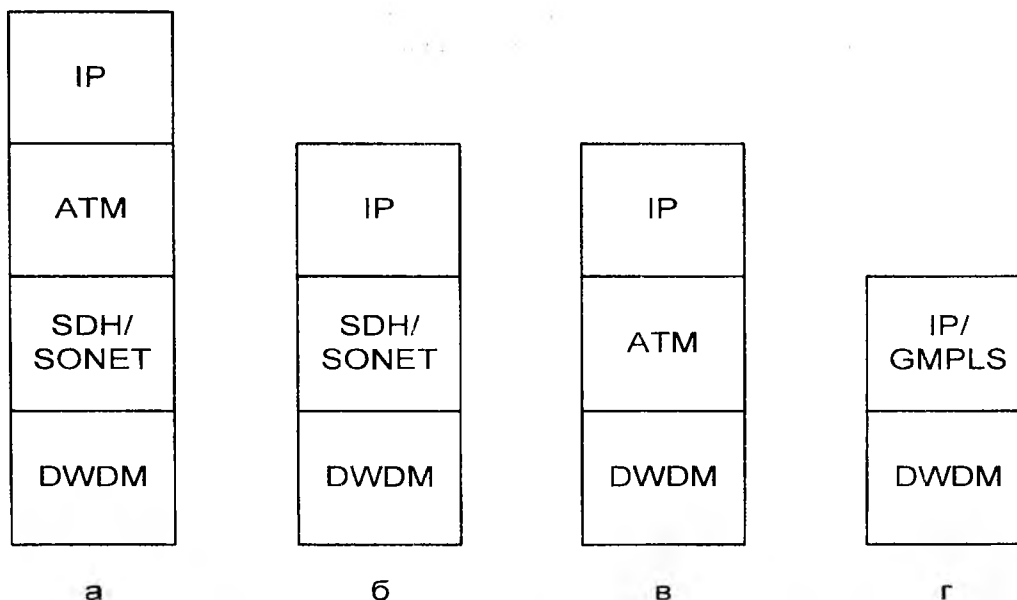


Рис. 2

Поскольку GMPLS должна заменить технологии канального уровня, основные доработки коснулись именно плоскости управления (control plane). Основное внимание уделяется выполнению функций управлением соединением информационной плоскости (data plane) как для интерфейсов с коммутацией пакетов, так и для всех остальных типов. Выделяют четыре основных функции:

- Управление маршрутизацией – собственно функции маршрутизации, трафик инжиниринг и исследование топологии;
- Поиск сетевых ресурсов – предоставляются механизмы для отслеживания доступности ресурсов (таких как пропускная способность) и параметров узлов (возможности мультиплексирования, порты трафика);

- Управление соединениями – включают в себя создание, модификацию, удаления соединений;

- Восстановление соединений – дополнительные возможности для защиты от ошибок и сбоев в сети.

Таким образом, GMPLS предоставляет средства для реализации услуг «следующего» поколения, таких как «пропускная способность по требованию». Однако одной из самых фундаментальных услуг является предоставление соединения из «конца в конец». Операторам необходимо лишь указать параметры соединения и переслать их на входящий узел. Входной узел сам определит путь в соответствии с параметрами трафика и сообщит соответствующим узлам о необходимости установлении соединения. Вся процедура может быть выполнена в течении секунд. Еще один вид новых услуг – оптические виртуальные частные сети (OVPN), позволяющие защищать данные на уровне оптического носителя.

Рассмотренные технологии являются следующим шагом в развитии телекоммуникационных технологий. MPLS позволяет перейти на более высокий уровень обслуживания, благодаря созданию виртуальных каналов и предоставлению дифференцированных услуг. Благодаря использованию GMPLS, появляется возможность исключить две технологии (ATM, SDH/SONET), что дает возможность создавать высокопроизводительные, масштабируемые сети с широким набором интеллектуальных возможностей. По прогнозам западных экспертов [1] в течение 3-5 лет произойдет смена телекоммуникационных технологий и MPLS/GMPLS станет основной технологией передачи речи / данных, заменив ATM и SDH/SONET.

Список литературы: 1. *Parasak Chokesatean, Titintorn Yaemnoi, Wonganan Sukcharoenkana, Yun Zhang* Will GMPLS replace ATM and SONET/SDH in the next few years? 2002. 2. *Ayan Banerjee, John Drake, Jonathan P. Lang, and Brad Turner, Kireeti Kompella, Yakov Rekhter*, Generalized Multiprotocol Label Switching: An Overview of Routing and Management Enhancements. *IEEE Communications Magazine*, January 2001. pp. 144 – 150. 3. *Neil Jerram, Adrian Farrel* MPLS IN OPTICAL NETWORKS, 2001. 4. *E. Rosen and oth.*, Multiprotocol Label Switching Architecture, RFC-3031, January 2001.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.05.2004

ОПТИМІЗАЦІЯ ФОРМУВАННЯ ІНФОРМАЦІЙНИХ НАПРЯМКІВ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНІЙ МЕРЕЖІ ЗА ЗМІННИМ КРИТЕРІЄМ

Досягнення мети управління в значній мірі залежить від якості забезпечення інформаційного обміну на інформаційних напрямках (ІН) в системі управління, тобто від ефективного використання ресурсу існуючих телекомунікаційних мереж (ТКМ), їх подальшого розгортання та побудови нових ефективних мереж.

У випадку, коли ТКМ вже розгорнута, проблема у значній мірі традиційно трансформується у формування множини можливих шляхів передавання повідомлень на кожному заданому ІН, проведення їх порівняльного оцінювання та виділення серед них шляхів, оптимальних за обраним критерієм. Одним з таких критеріїв, особливо з погляду на забезпечення інформаційного обміну в системах управління спеціального призначення, є живучість шляху. Живучість шляхів в значній мірі визначає живучість ТКМ, яка є одним з основних і визначальних показників якості мережі та дуже важливою складовою її стійкості.

Основним елементом ТКМ спеціального призначення є опорна мережа зв'язку (ОМЗ). Основу ОМЗ складають осьові і рокадні лінії зв'язку, в місцях перетину яких розгортаються опорні вузли зв'язку (ОВЗ). За допомогою ліній прив'язки вони з'єднуються з найближчими вузлами зв'язку пунктів управління (ВЗ ПУ), а також допоміжними вузлами зв'язку, які отримують через ОВЗ необхідну кількість каналів для забезпечення зв'язку. Ці лінії (канали) можуть закріплюватися (кресируватися) на тривалий час або на термін забезпечення інформаційного обміну (комутуватися).

Постановка проблеми у загальному вигляді. Визначити оптимальні за обраним критерієм (у наведеному прикладі – живучістю) шляхи передавання повідомлень на заданому інформаційному напрямку так, щоб кількість робочих каналів на ньому була не менше заданої.

Початковими даними для дослідження ТКМ є: необхідна кількість робочих каналів на ІН; можливі шляхи передавання повідомлень на ІН; показники живучості ліній і вузлів зв'язку; канална ємність ліній зв'язку та ліній прив'язки, що задані відповідно до родів зв'язку для ліній дротового, радіорелейного чи тропосферного зв'язку.

До обмежень оперативного характеру відноситься матриця заборонених вузлів (МЗВ). При формуванні шляхів МЗВ «забороняє» забезпечення інформаційного обміну крізь перелічені в ній вузли зв'язку (наприклад, ВЗ ПУ старших органів управління).

Формалізація проблеми. Мережа інтерпретується неорієнтованим зваженим графом $D = \langle A, R \rangle$ з кінцевою множиною $A = \{a_i\}, \bar{1}, n$ пронумерованих вершин, які відповідають ВЗ ПУ та ОВЗ, а також кінцевою множиною $R = \{[a_i, a_j]\} = \{r_{a_i a_j}\}$. $a_i \neq a_j$ ребер, які відповідають лініям зв'язку та лініям прив'язки, що з'єднують вузли між собою.

Ілюстративним прикладом описаної ТКМ може бути структура мережі зв'язку спеціального призначення, зображена на рис.1. На ньому мережа подана графом з 15 вершинами. Кожна вершина графа має позначення: 1 – 5 (відповідно ВЗ ПУ); 11 – 15 та 21 – 25 (відповідно ОВЗ). Крім того, для кожної вершини ($a_i, i = \bar{1}, n$) графа задані мітки ($b_i, i = \bar{1}, n$), які відображають очікувану живучість відповідної вершині вузла зв'язку. Ребра графа мають дві ваги: $u_{a_i a_j}$ – живучість відповідної лінії зв'язку та $v_{a_i a_j}$ – кількість каналів на кожній лінії за родом зв'язку, що позначається трійкою чисел, в якій перше число означає кількість каналів дротового зв'язку, друге – радіорелейного, а третє – тропосферного. Тобто реальну ТКМ відображаємо неорієнтованим зваженим графом.

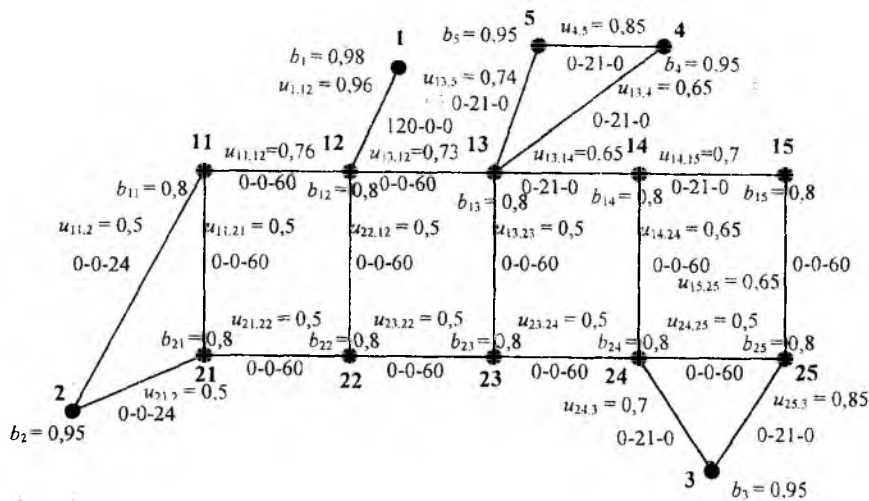


Рис. 1

Серед множини показників оцінки живучості мережі доцільно обрати ймовірність наявності зв'язку між певною кількістю вершин графа. В нашому випадку формалізації це зручно інтерпретувати як живучість певної частини графа.

У роботах [1 – 4] та інших, живучість (надійність) структури складної системи пов'язується і досліджується за допомогою побудови випадкового графа, кожна вершина чи дуга якого існує з деякою ймовірністю. Ймовірність зв'язності певної кількості вершин графа і є при цьому основним показником. В інших роботах, наприклад, [5 – 6] на задачу з визначення живучості (надійності) графа накладають задачу з визначення величини потоку в мережі. При цьому формулюються і досліджуються так звані багатокритеріальні задачі, що полягають у спільному дослідженні випадкової зв'язності та пропускної спроможності мережі.

Оскільки на даний час всі відомі нам багатокритеріальні задачі під час розв'язування тим чи іншим способом неминуче зводяться до однокритеріальних, то у зазначених роботах або вимоги до живучості (надійності) елементів мережі, або певний фіксований рівень потоку в мережі розглядаються як обмеження в задачі математичного програмування. Якщо вимоги до величини потоку вводяться в обмеження, а розглядаються вимоги до живучості (надійності) системи як цільова функція, то постановка задачі є досить подібною до досліджуваної нами в даній роботі проблеми. Саме подібною, але не тотожною, оскільки у зазначених роботах, наприклад, [6] фіксується необхідний рівень потоку в мережі і покладається як додаткове обмеження, а ймовірність випадкової події – зв'язності мережі – не оптимізується, а певним чином раціоналізується, тобто перебором ланцюгів в мережі оцінюється зверху та знизу за допомогою чисельних методів.

Метою ж статті є дослідити і віднайти не доцільні, а саме оптимальні шляхи в графі, що інтерпретує собою мережу зв'язку, які б визначалися живучістю потрібної частини цього графа.

Розв'язання поставленої проблеми. Дану проблему, на перший погляд, можна було б віднести до класичних потоково-мережевих задач з певними обмеженнями, але наявність додаткових міток вершин графа суттєво її ускладнює і виводить за межі відомих класичних задач. Живучість вузлів і ліній зв'язку, яка представлена мітками і вагами, буде впливати на живучість будь-якого шляху ІН незалежно від того, чи буде шлях на цьому напрямку оптимальним, чи ні. Тому постає потреба дослідження, як впливають живучості вершин і ребер графа на пошуки оптимального зв'язку.

Будь-який шлях має починатися у певній вершині (позначимо цю вершину a_i), відповідній певному ВЗ ПУ. Щоб говорити про сенс живучості будь-якого ребра $r_{a_i a_j}$, що

починається у вершині a_i , необхідно, щоб вершина a_i існувала. Тому мітку, відповідну вершині a_i та вагу, відповідну ребру $r_{a_i a_j}$, необхідно перемножити. Якщо з вершини a_i виходить кілька ребер, то мітка вершини a_i має множитися на вагу $u_{a_i a_j}$ кожного ребра $r_{a_i a_j}$, що починається в цій вершині.

Таким чином, щоб суворо дотриматись взаємно-однозначної відповідності між вершинами та ребрами графа, будемо кожному ребру графа ставити у відповідність його початкову вершину і враховувати мітки цих вершин у відповідних вагах ребер $u_{a_i a_j}$. Оскільки шляхом у графі є послідовність ребер, у якій кожен два сусідні ребра мають спільну вершину і ніяке ребро не зустрічається більше одного разу, то кожному ребру шляху завжди можна поставити у відповідність його початкову (кінцеву) вершину, яким би шлях не був. Кінцева (початкова) вершина шляху у взаємно-однозначну відповідність ребер та вершин не входить. Її мітку будемо домножувати на вагу останнього (першого) ребра. Таким чином, всі вершини шляху будуть враховані.

Але урахування міток вершин все-таки не дає можливості підійти до використання класичних потоково-мережевих задач. Це зумовлюється тим, що в зазначених задачах використовуються адитивні функції. Ми маємо за ваги ребер показники живучості відповідних їм ліній зв'язку. При послідовному з'єднанні ребер у шляху і їх стохастичній незалежності загальна живучість шляху буде обчислюватись як добуток імовірностей – живучостей кожної ділянки. Якщо на вибраному шляху, що містить k ребер, всі ребра з їх початковими вершинами занумерувати $l = \overline{1, k}$, то цільова функція, яка потребує максимізації, буде мультиплікативною і матиме вигляд

$$F = \left(\prod_{l=1}^k b_l \cdot v_l \right) \cdot b_{k+1}. \quad (1)$$

Жоден з відомих нам методів і алгоритмів розв'язання потоково-мережевих задач не передбачає використання неадитивних функцій. У нашому випадку доцільно розглядати функцію $Z = -\ln F$. Це дасть можливість перейти від мультиплікативної цільової функції до адитивної, яка потребуватиме вже не максимізації, а мінімізації. Отже, для можливості застосування певних методів математичного програмування та теорії графів кожній вазі ребра u_l , $l = \overline{1, k}$ шляху та кожній мітці вершини b_l , $l = \overline{1, k}$ поставимо у відповідність числа-образи $w_l = -\ln u_l$ та $p_l = -\ln b_l$, $l = \overline{1, k}$. Тоді цільова функція-відповідник матиме вигляд:

$$Z = \sum_{l=1}^k (p_l + w_l) + p_{k+1}. \quad (2)$$

Функція Z є адитивною, що дає нам право для її мінімізації застосувати відомі методи теорії графів.

Отримаємо вираз для визначення значення функції F за значенням функції Z . Оскільки $Z = -\ln F$, то $F = e^{-Z}$. Отже $F_{\max} = \exp(-Z_{\min})$.

Аналізуючи відомі методи і алгоритми рішення потоково-мережевих задач, доходимо висновку, що одним з найближчих за характером нашої задачі є алгоритм Дикстри пошуку найкоротшого шляху, в основі якого лежить метод розмітки вершин. Алгоритм полягає у відшуканні шляху мінімальної ваги, що з'єднує дві задані вершини графа за умови, що хоча б один такий шлях існує. Класичний алгоритм не передбачає наявності міток вершин, тому цей алгоритм неможливо використати для пошуку найкоротшого шляху у графі з мітками вершин. Врахування зазначених міток вершин у вагах ребер графа, перетвореного вищепоказаним способом, дає можливість використовувати класичний алгоритм Дикстри для мінімізації отриманої цільової функції (2).

Опишемо алгоритм пошуку найкоротшого шляху.

В описі алгоритму вагу кожного ребра $r_{a_i a_j}$ будемо умовно вважати його протяжністю (L_{ij}):

$$L_{ij} = p_i + w_{ij}, \quad (3)$$

де $p_i = -\ln b_i$; $w_{ij} = -\ln u_{ij}$.

В такому разі протяжність шляху буде дорівнювати сумі протяжностей його ребер і визначатиметься першим доданком у формулі (2).

Нехай необхідно знайти найкоротший шлях між вершинами a_s і a_t , причому вихідною є вершина a_s . Надамо їй мітку (вагу), яка дорівнює нулю, і будемо вважати її постійною. Усім іншим вершинам в якості мітки припишемо нескінченно велике число або будь-яке, що значно більше очікуваної довжини шляху і будемо вважати їх змінними.

На початку алгоритму виділимо підмножину вершин, суміжних з вихідною, і визначимо відстань до кожної з них:

$$m_j = 0 + L_{sj}. \quad (4)$$

Ці відстані приймемо за нові мітки вершин. Таким чином, усі вершини, суміжні з вихідною, отримують нові мітки. Серед них визначаємо найменшу і помічаємо її як постійну, оскільки далі вона не змінюється. Решту міток вважаємо змінними.

Потім виділимо підмножину вершин, суміжних з тією, яка щойно отримала постійну мітку. Нові мітки визначаємо за формулою:

$$m_j = m_i^* + L_{ij}, \quad (5)$$

де m_i^* – постійна мітка, яка знайдена на попередній ітерації.

Серед міток усіх вершин (в тому числі і помічених раніше) визначаємо найменшу та помічаємо її як постійну. Ці дії утворюють одну ітерацію процесу пошуку найкоротшого шляху. Потім переходимо до наступної ітерації і так до тих пір, доки кінцева вершина не отримає постійну мітку. Довжина найкоротшого шляху дорівнює постійній мітці m_t^* кінцевого вузла a_t .

Визначення найкоротшого шляху здійснюється в зворотному порядку: від вершини a_t до найближчої сусідньої, мітка якої задовольняє рівнянню

$$m_i^* = m_j^* - L_{ij}, \quad (6)$$

де m_j^* – постійна мітка попередньої вершини; m_i^* – постійна мітка наступної вершини; L_{ij} – довжина ребра, яке з'єднує вершини a_i і a_j .

Від a_i переходимо до найближчої вершини за тією ж методикою і так далі до вихідної вершини a_s . Не виключена можливість того, що в мережі існує не один, а декілька найкоротших шляхів.

Висновки

Оптимізація формування інформаційних напрямків ТКМ передбачає розв'язання двох основних задач. При розв'язанні першої задачі формується множина оптимальних за визначеним критерієм шляхів передавання повідомлень, сукупна кількість робочих каналів на яких не менша необхідної кількості робочих каналів ІН. Результатом розв'язку другої задачі

є оптимальний перерозподіл робочих каналів серед множини шляхів, сформованої при розв'язанні першої задачі. В статті запропоновано метод розв'язку першої задачі.

На відміну від традиційних підходів, запропонований метод забезпечує урахування живучості не тільки ліній, а й вузлів зв'язку, що суттєво підвищує адекватність існуючих методів розв'язку потоково-мережевих задач. У відомих роботах вузли зв'язку вважаються абсолютно живучими (надійними).

Застосування методу обумовлює можливість оптимального формування ІН за змінним критерієм (вартість оренди каналів, надійність, стійкість тощо). Це дозволяє формувати ТКМ спеціального призначення, структурно адаптовану до реальних умов функціонування.

Список літератури: 1. *Надежность и живучесть систем связи* / Б.Я. Дудник, В.Ф. Овчаренко, В.К. Орлов и др. Под ред. Б.Я. Дудника М.: Радио и связь, 1984. 216 с. 2. *Филин Б.П.* Методы анализа структурной надежности сетей связи. М.: Радио и связь, 1988. 205 с. 3. *L. Krus.* Some new results in interactive approach to multicriteria bargaining / Krus L., Bronisz P. // *Lectore Notes in Economics and Mathematical Systems.* – N 397. – Proceedings of the International IIASA Workshop. Poland, Sept. 9–13, 1991. – P. 21–34. 4. *Dagan N.* The bankruptcy problem: a cooperative bargaining approach / Dagan N., Volij O. // *Mathematical Social Sciences*, 1993. – N 3. – P. 205–318. 5. *Березовский Б.А.* Моделирование структуры предпочтений лица, принимающего решения / Б.А. Березовский, В.И. Борзенко, М.В. Полищук // *Кибернетика*. 1987. № 7. 6. *Ершов В.А.* Расчет вероятности обеспечения требуемой пропускной способности двухполюсной сети с ненадежными элементами / В.А. Ершов, В.А. Нетес, Б.П. Филин // *Автоматика и телемеханика*, 1996. № 3. С. 161–184. 7. *Галлагер Р.* Теория информации и надежная связь: Пер. с англ. М.: Мир, 1974. 8. *Романов А.И.* Телекоммуникационные сети и управление. К.: ИПЦ «КПІ», 2003. 247 с.

Науковий центр зв'язку та інформатизації

Збройних сил України

Надійшла до редколегії 10.05.2004

РЕКУРСИВНАЯ ПРОЦЕДУРА ОЦЕНКИ ПРОСТРАНСТВЕННОГО СПЕКТРА СИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ УПРАВЛЕНИЯ БАЗИСОМ НАБЛЮДЕНИЯ ДЛЯ СОТОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ

Постановка задачи

Системы сотовой связи (ССС) приобретают все большее развитие как по масштабу, так и по количеству услуг связи. Электромагнитная обстановка (ЭМО) в ССС обладает существенной спецификой и характеризуется большой динамикой, нестационарностью и неравномерностью параметров. В условиях все увеличивающегося удельного количества абонентских мобильных станций ССС возможно возникновение такой ЭМО, при которой наблюдается значительное снижение качества, а зачастую и отсутствие связи. Такая ситуация характерна для большого скопления мобильных станций (выставки, конференции и т.д.) Попытки решения этой проблемы традиционными средствами на практике не всегда успешны. Традиционно для решения этой проблемы применяются частотно-временные, кодовые и энергетические методы. Однако имеющая место тенденция постоянного усложнения ЭМО предполагает изыскание дополнительных методов помехозащиты систем и линий связи [1, 2, 3]. Одним из перспективных методов помехозащиты является пространственно-временная обработка сигналов, под которой в общем случае понимают некоторую совокупность действий над сигналами, принимаемыми в разных точках пространства, позволяющую с максимальным качеством извлечь содержащуюся в них полезную информацию.

Алгоритмы пространственно-временной (или поляризационно-временной) обработки являются дополнениями к обычным алгоритмам приема сигналов и могут решать целый ряд практически важных задач [1, 2, 3, 4, 5]:

- подавлять нежелательные излучения на величину до 30 дБ и более;
- оценивать параметры пространственного спектра сигналов и ориентировать или перераспределять минимумы (нули) или максимумы излучений в нужных направлениях;
- в многолучевых каналах отслеживать максимум направления прихода полезного сигнала;
- при достаточном количестве направленных излучений обеспечивать пространственно-временной доступ (каждому терминалу – отдельный луч диаграммы направленности);
- отслеживать поляризационные изменения, которые происходят в урбанизированной среде при перемещении различных проводящих объектов.

Структурная схема алгоритма предварительной оценки пространственного спектра $\{\hat{\theta}\}$ сигналов и использование его для формирования требуемого амплитудно-фазового распределения представлена на рис. 1. Достоинством такого алгоритма является то, что он является достаточно универсальным как для решения задач приема сигналов в условиях многолучевости, где обеспечивается отслеживание максимума этого спектра, так и для решения задач подавления нежелательных сигналов (помех). В последнем случае удастся осуществлять подавление различных нестационарных (типа импульсных) помех, поскольку дается оценка их направления прихода $\{\hat{\theta}\}$.

В силу универсальности алгоритм оценки пространственных спектров сигналов позволяет определять направление прихода сигналов, что обеспечивает:

- в многолучевых линиях находить оценку направления прихода многолучевого сигнала с максимальным уровнем, что обеспечивает возможность борьбы с замираниями этого сигнала;
- в условиях наличия помеховых воздействий от других, внешних источников, в том числе источников импульсных помех, с помощью этого алгоритма легко организовать опорный канал, свободный от полезного сигнала, с дальнейшим использованием этого канала для адаптивной компенсации помех.

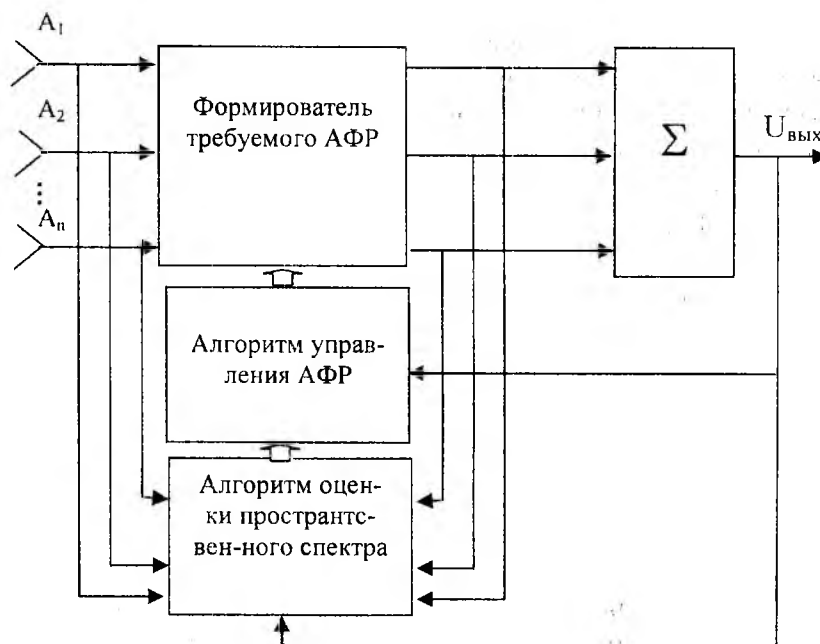


Рис. 1

Известные методы оценки пространственного спектра основаны на выделении и оценке компонент аддитивной смеси сигналов, приходящих из различных направлений.

Для детерминированных сигналов оценка вектора значений $\vec{\theta} = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n)^T$ производится с помощью разложения Фурье:

$$y_m(\omega_l) = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{-T/2}^{T/2} y_m(t) e^{-j\omega_l t} dt, \quad (1)$$

где $\omega_l = \frac{2\pi}{T}(l+1)$ – значения пространственной частоты, определяемые по выборке на интервале T , с учетом эквидистантного расположения $l = 1, 2, \dots, L$ относительно 1 – го антенного элемента.

Для случайных сигналов чаще используют алгоритмы Music, Esprit и другие процедуры, основанные на получении собственных значений матрицы пространственной корреляции R_{xx} . Процедура, основанная на выделении собственных значений, является достаточно громоздкой, поскольку требует большого объема выборки, чаще расходящейся (или слабо обусловленной). Кроме того, возникают ложные отметки, являющиеся результатом мешающих параметров. К мешающим параметрам можно отнести сигналы других станций, прием по боковым лепесткам, а также собственные шумы. Поэтому данные методы не всегда позволяют произвести уверенную оценку элементов пространственного спектра. Более того, для ССС данные задачи необходимо решать в реальном масштабе времени при наличии динамической сигнально-помеховой обстановки.

Новизна результатов

В [7] нами была предложена процедура формирования пространственного спектра, каждое отсчетное значение которой сопровождается алгоритмом адаптивного подавления излучений, находящимися за пределами выделенного пространственного окна. В данной работе предлагается рекурсивная процедура оценки пространственного спектра. Таким образом, переходя от одного пространственного окна к другому, мы на каждом переходе формируем нули диаграммы направленности, ориентированные на прочие направления прихода сигналов.

Процедура состоит из трех основных рекурсивных составляющих:

- 1) выделение пространственного окна;
- 2) подавление сигналов, приходящих со всех невыделенных направлений;
- 3) рекурсивное определение отметки соответствия амплитуды и пространственной фазы в выделенном окне.

Ограничение на ширину окна определяется исходя из числа и направленности антенных элементов [6].

В первой фазе цикла формируется пространственное окно с помощью управляющего вектора:

$$\vec{V}(\theta) = \exp(j(n-1) \cdot (\pi \cdot \sin(\theta/180) \cdot \pi)), \quad (2)$$

где n – номер антенного элемента, $n = \overline{1, N}$; N – количество антенных элементов, θ – направление пространственного окна.

На второй фазе цикла включается процедура подавления сигналов, приходящих по боковым лепесткам. Данная процедура может быть реализована с использованием алгоритма Уидроу, Калмана–Бьюси, Апфельбаума или других известных алгоритмов управления вектором весовых коэффициентов адаптивной антенной решетки. Так модификация алгоритма Апфельбаума для подавления сигналов вне выделенного окна имеет следующий вид:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\beta[\vec{X}(k)\vec{W}^T(k)\vec{X}(k) - \vec{V}(\theta)], \quad (3)$$

где β – шаговая постоянная.

Далее выполняется рекурсивная процедура определения отметки соответствия амплитуды и пространственной фазы в выделенном окне:

$$P(k+1, \theta) = P(k, \theta) + \vec{W}(\theta)^T (\vec{X}(k) \cdot \vec{X}(k)^T) \vec{W}(\theta). \quad (4)$$

К началу третьей фазы переходные процессы второй фазы должны быть завершены. При этом остается отметка о сигнале, попадающем в защитное окно.

В качестве примера рассмотрим аддитивную смесь пяти сигналов, приходящих на антенную решетку по различным направлениям и имеющим как регулярные, так и флуктуационные составляющие:

$$\vec{X}(t) = \sum_{i=1}^5 \vec{X}_{ci}(t) + \vec{X}_m(t), \quad (5)$$

где $\vec{X}_{ci}(t)$ – i -й векторный сигнал; $\vec{X}_m(t)$ – гауссовский белый шум.

Сигналы имеют регулярную $\vec{X}_{pi}(t)$ и флуктуационную $\vec{X}_{\phi i}(t)$ составляющие:

$$\vec{X}_{ci} = \vec{X}_{pi} + \vec{X}_{\phi i}(t), \quad (6)$$

$$\vec{X}_{pi}(t) = A_{pi} \exp(-j\omega_0 t) \vec{V}_{ci}, \quad (7)$$

где A_{pi} – амплитуда регулярной составляющей i -го процесса, ω_0 – несущая круговая частота, $\vec{X}_{\phi}(t)$ – вектор волнового фронта i -го сигнала, $\vec{V}_{ci} = \exp(j(n-1) \cdot (\pi \cdot \sin(\theta_{ci}/180) \cdot \pi))$.

$\vec{X}_{\phi}(t)$ – флуктуационная составляющая, представляет собой марковско-гауссовский случайный процесс и формируется в соответствии с выражением:

$$\vec{X}(k+1) = \Phi(k+1, k) \vec{X}(k) + \Gamma(k) \vec{\xi}(k), \quad (10)$$

где $\Phi(k+1, k), \Gamma(k)$ – матрицы состояния и возбуждения соответственно (для стационарных процессов в этих матрицах может быть опущена зависимость от времени), $\vec{\xi}(t)$ – векторный белый гауссовский процесс.

$$\Phi_{ij}(k+1, k) = \exp(-A_{ij} - B_{ij}), \quad (11)$$

$$\Gamma_{ij}(k) = \sqrt{D\Phi_{ij}(1-\Phi_{ij})^2}, \quad (12)$$

где $A_{ij} = \frac{T + (Z|i-j|\sin\theta)/3 \times 10^8}{T_0}$; $B_{ij} = \frac{Z|i-j|}{Z_0}$, T, Z – интервалы временной и пространственной дискретизации; T_0 – интервал временной корреляции; Z_0 – радиус пространственной когерентности; D – дисперсия (мощность) сигнала на выходе антенного элемента; θ – угол прихода сигнала.

Зададим численные значения для формирования сигналов: $A_{p1} = 0,95$; $A_{p2} = 0,95$; $A_{p3} = 0,95$; $A_{p4} = 0,9$; $A_{p5} = 1$; $\theta_{c1} = -50^\circ$; $\theta_{c2} = -45^\circ$; $\theta_{c3} = 0^\circ$; $\theta_{c4} = 10^\circ$; $\theta_{c5} = 25^\circ$; $T = 1$, $Z = 2$; $T_0 = 10$; $Z_0 = 2$; $D_i = 0,1$, диапазон частот $f_0 = 5,0$ ГГц ($\lambda_0 = 6$ см); $\omega_0 = 7,9577 \cdot 10^8$.

Для АР, состоящей из $N = 10$ ненаправленных элементов, размещенных с шагом $d = \lambda_0/2$, результат разложения по пространственному спектру показан на рис. 2.

Как видно из приведенного графика, сигналы мало различимые по углу прихода, не удастся оценить.

Более точные результаты оценивания достигаются при увеличении количества антенных элементов либо при использовании антенн с узким главным лепестком. Так результаты использования процедур (2–4) при $N = 100$ ненаправленных элементов показали достаточно точную оценку пространственного спектра. Результаты разложения приведены на рис. 3.

Также результаты анализа показали, что при отношении регулярных составляющих сигналов к флуктуационным составляющим, превышающем 10 и более раз, то процедура (4) позволяет оценить пространственный спектр уже на одном шаге.

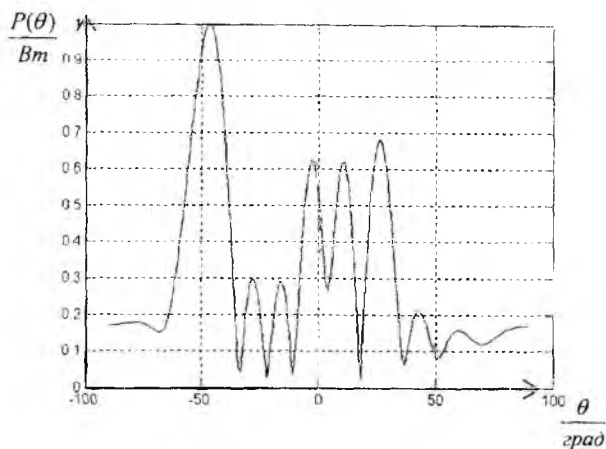


Рис. 2

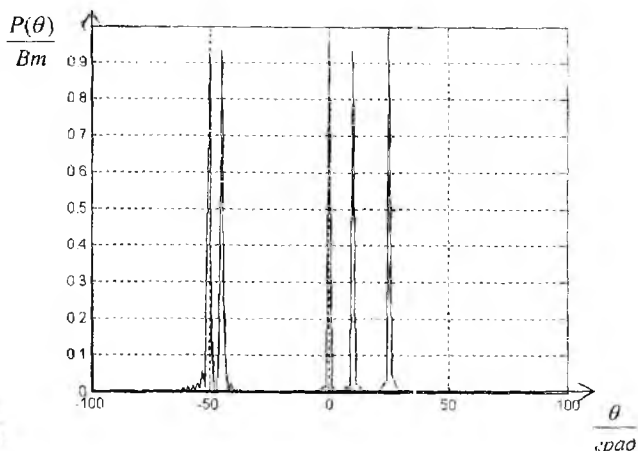


Рис. 3

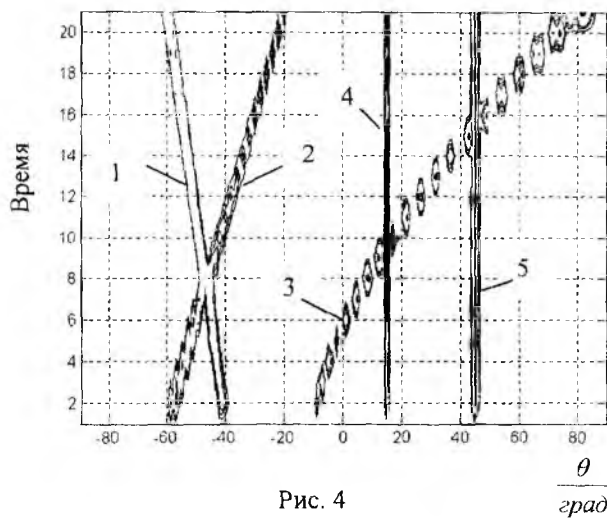


Рис. 4

Также проведен анализ функционирования процедуры (2–4) при изменении местоположения источников излучений, что характерно для ССС. Так на рис. 4 показана оценка пространственного спектра при динамической сигнально-помеховой обстановке при наличии шумов в канале наблюдения и флуктуаций сигналов. При этом источники излучений 1, 2 и 3 являются подвижными, а 4 и 5 неподвижными на данный момент. Как видно из приведенного рисунка, рекурсивная процедура оценки пространственного спектра оказалась робастной к данным деструктивным воздействиям и позволяет с достаточной точностью оценивать направления приходов сигналов в реальном масштабе времени.

Выводы

Предложенная процедура позволяет производить разложение сигналов по пространственному спектру при наличии как регулярных, так и флуктуационных составляющих. Данная рекурсивная процедура обобщает известные алгоритмы оценки пространственного спектра, не требует больших объемов выборки и работает в реальном масштабе времени, что наиболее важно при изменяющейся сигнально-помеховой обстановке, типичной для систем сотовой подвижной связи.

Список литературы: 1. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с. 2. Пистолькорс А.А., Литвинов О.С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с. 3. Родимов А.П., Поповский В.В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь, 1984. 272 с. 4. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 486 с. 5. Kolyadenko Yu.Yu. Adaptive antenna arrays in the auxiliary receiving channel of the interference compensator for user radioaccess systems / IVth International Conference on Antenna Theory And Techniques / 9–12 September 2003 / Sevastopol, Ukraine, pp. 421 – 423. 6. Проблемы антенной техники / Я.С. Шифрин, Г.И. Айзенберг, В.В. Поповский, Д.И. Воскресенский Под ред. Л.А. Бахраха, Д.И. Воскресенского М.: Радио и связь, 1991. 420 с. 7. Коляденко Ю.Ю. Оценка пространственного спектра сигналов с адаптивной пространственно-временной обработкой / Вісник Українського будинку економічних та науко-технічних знань. 2003. Вип. 2. С. 128 – 132.

МОДЕЛЬ УПРАВЛЕНИЯ РЕСТРУКТУРИЗАЦИЕЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

Одной из наиболее важных проблем, влияющих на качество передачи QoS , является возможность быстрой реакции телекоммуникационной системы (ТКС) на своевременные изменения трафика [1, 2]. Очевидным адекватным решением, обеспечивающим своевременную обработку этих изменений, является задача динамического, в текущем времени, управления информационными потоками за счет перераспределения ресурсов сети. Данное решение о перераспределении находится на основе выборочной статистики и в общем случае обеспечивается при выполнении последовательности операций: наблюдение (измерение) – оценка – управление. Само воплощение данного решения может быть достаточно разнообразным, соответствующим известным алгоритмам, выбор которых зависит не только от адекватности ситуации, но и от чисто субъективного подхода исследователей. Многообразие критериев, которые можно выбрать при этих решениях, порождает и многообразие оптимальных алгоритмов, синтезируемых по этим критериям [2, 3, 4, 5]. Поиск «более оптимального» решения в этом случае является некорректным.

Вместе с тем, во многих случаях можно выбрать один достаточно общий показатель ТКС, который позволит судить о большей или меньшей эффективности выбранного решения. Таким показателем, лежащим в основе выбираемого критерия, может служить время реакции системы на те или иные изменения, возмущающие данную систему, вызывающие необходимую реакцию со стороны функциональных и (или) структурных особенностей этой системы [4, 5, 6].

Отметим, что функциональные особенности ТКС, как и любой другой системы, определяются динамикой ее состояния [5], приводящей к дифференциальным моделям состояния. Структурные же свойства определяются связностью ее элементов, моделируемых соответствующими графами и матричными представлениями в виде матриц инцидентности, связности, сложности и др. Из теории систем известно, что совместное исследование функциональных и структурных особенностей систем вызывает большие трудности [7].

Получим, на наш взгляд, достаточно общее решение, связывающее функциональные и структурные стороны ТКС, базирующиеся на методах марковской теории фильтрации [5] и методах переменных состояния, позволяющих минимизировать время реакции ТКС на изменение трафика.

Постановка задачи на управление системой

В ряде работ, посвященных задачам управления в ТКС [1, 2, 3], рассматривается трафик в виде графика со случайными изменениями, замираниями, всплесками, выбросами над допустимым уровнем. Очевидно, именно ход этой кривой во времени дает основание к выработке управляющих воздействий $u(x_i, t)$, где x_i – переменные состояния. Управляющие воздействия при этом направлены на изменение маршрутных таблиц, на перераспределение пропускных способностей, полос используемых частот, размерность буферов и другие акции, которые относятся к управлению структурными свойствами ТКС на основании изменения текущих функциональных параметров $\vec{x}^T = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, $n = \overline{1, n}$. Изложенная процедура является общей для любой технологии и политики управления в ТКС.

Дальше возможны различия в формировании выборочной статистики

$$\bar{y}(t) = H(t)\vec{x}(t) + v(t), \quad (1)$$

где $H(t)$ – масштабирующая матрица, определяющая, насколько усилены (при $H > 1$) или ослаблены (при $H < 1$) измеряемые переменные состояния $\bar{x}(t)$, $\bar{v}(t)$ – шум наблюдения со спектральной плотностью мощности $N_v(t)$. Различия также возможны и в обработке этой статистики, оценке состояния и выборе управления $u(\bar{x}, t)$ структурой ТКС, решением задачи реструктуризации.

Рассмотрим некоторые существующие решения и обсудим возможность их модернизации.

Измерение, сбор и обработка статистики

Реализация задач управления в стохастических системах возможна лишь при условии выполнения условий наблюдаемости всех необходимых параметров этих систем, что является очевидным при выборе структуры по принципу Уатта (по возмущению). Наблюдения могут быть как линейны (1), так и нелинейны. Ограничимся рассмотрением линейного варианта. На основании наблюдений $\bar{y}(t)$ формируется выборочная статистика $\bar{y}(k)$, $k = \overline{1, N}$, подлежащая далее обработке и оценке. Эта выборочная статистика может содержать количественную и качественную информацию об обслуженных вызовах, количестве переданных и принятых пакетов, числе потерянных пакетов, параметрах джиттера и вандера, типе выбранного кодека, задержках и др. Кроме задач архивации, формирования базы данных, создания основы для дифференциации оплаты услуги абонентам в зависимости от QoS , эта статистика используется для синтеза управления. Нам, в данном случае, интересуют именно последняя задача, нахождение оптимального управляющего воздействия $\bar{u}(\bar{x}, t)$.

Известны решения по нахождению вектора управляющего воздействия $u(x(k), k)$ по результатам обработки статистики $x(k)$. Так, в [1, 2, 3] рекомендуется использовать спектральные свойства трафика. В этих работах рекомендуется определять пересечение некоторого уровня (порога) этой спектральной плотности и считать превышение его управляющим сигналом для реструктуризации сети. Нам представляется, что данное решение можно улучшить, сократив время на обработку статистики (формирование ковариационной матрицы и преобразование к спектральной плотности). Имеющие место временные потери при формировании и обработке статистики неизбежно приводят к задержкам в контуре управления и, соответственно, потере эффективности решения. Кроме того, спектральные характеристики, являясь результатом усреднения статистики на определенном интервале, не позволяют в полной мере учитывать особенности временной структуры. Так скачкообразное изменение состояния (например, при выходе из строя какого-либо сетевого элемента) приводит лишь к расширению спектра и порог не будет преодолен.

Формализация процедуры оценки кусочно-стационарного процесса

Известны другие, столь же эффективные, но обеспечивающие снижение практически до нуля временные потери на обработку и оценку статистики. К таким относится метод переменных состояния, позволяющий в предположении марковости наблюдаемых процессов получать оптимальную в смысле минимума среднего квадрата погрешности оценку $\hat{\bar{x}}(k)$, $k = \overline{1, N}$.

Можно предположить, что в отсутствие резких скачков трафика, при отсутствии технических неисправностей сетевых элементов и линий связи $\bar{y}(t)$, так же как и $\bar{y}(k)$ представляют собой реализации стационарных случайных процессов, математическая модель состояния которых на этих интервалах времени описывается дифференциальным уравнением [5].

$$d\bar{x}(t)/dt = A(t)\bar{x}(t) + B(t)\bar{w}(t), \quad t = t_c + \Delta t_i, \quad (2)$$

где $A(t)$ и $B(t)$ матрицы, элементами которых являются величины, связанные соответственно: с коэффициентами сноса и диффузии; $\bar{w}(t)$ – вектор независимых между собой гауссовых белых шумов, порождающих сам процесс $\bar{x}(t)$; Δt_i – i -й интервал стационарности.

Стационарное состояние сохраняется до момента t_c , когда состояние изменяется скачком или это состояние, а не спектральная плотность пересекает ранее выбранный порог, что как раз и является основанием для формирования соответствующего управляющего воздействия $u(\hat{x}_i, t)$, направленного на реструктуризацию. В целом же имеет место кусочно-стационарный процесс, состояние которого представим в виде [5]:

$$d\bar{x}(t)/dt = A(t)\bar{x}(t) + B(t)\bar{n}(t) + R(t)\bar{e}(t), \quad (3)$$

где $R(t)$ – матрица, регламентирующая появление нестационарности $\bar{e}(t)$. Компонентами $R(t)$ могут быть, например, символы Кронекера

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{при } i \geq \tau, \\ 0 & \text{при } i < \tau, \end{cases}$$

τ – момент наступления нестационарности.

Нестационарность модели ТКС можно отобразить и иным способом [4, 5], через изменение, уравнения наблюдения:

$$\bar{y}(t) = H^T(t)\bar{x}(t) + D(t)\bar{d}(t) + \bar{v}(t), \quad (4)$$

где $D(t)\bar{d}(t)$ – аддитивная добавка, которая может быть обусловлена наступлением начала нестационарности $\bar{d}(t)$, изменением уровня невязки $\gamma(t) = H^T(t)\hat{x}(t) - y(t)$ и др. Матрица $D(t)$, так же как и $R(t)$, может носить регламентирующий смысл, а $\bar{d}(t)$ описывает наступление той или иной нестационарности. В частности, когда нас интересует только факт наступления нестационарности, то в уравнении (4) можно даже положить член $H^T(t)\hat{x}(t) = 0$.

Возможно, очевидно, и более обобщенное представление состояния и структуры модели ТКС в виде тензора состояния, что позволит еще больше расширить рамки обсуждаемой проблемы. Перспективным и конструктивным математическим аппаратом, позволяющим получать высокую точность такой дискретно-непрерывной, кусочно-стационарной модели, может служить теория сплайнов, с помощью которой допускается рассмотрение достаточно общих, разрывных нестационарных процессов.

Общее уравнение оценки для кусочно-стационарной ситуации представим в виде процедуры Калмана-Бьюси [7]:

$$d\hat{x}(t)/dt = A(t)\hat{x}(t) + R(t)e(t) + K(t) \left[y(t) - D(t)\hat{x}(t) - H^T(t)\hat{x}(t) \right], \quad (5)$$

где $K(t) = V(t)H^T(t)N_v^{-1}(t)$ – коэффициент усиления перед невязкой, представленной в квадратных скобках;

$$dV(t)/dt = A(t)V(t) + V(t)A(t) + BN_n B^T - K(t)N_v K^T(t), \quad (6)$$

апостериорная дисперсия ошибки оценки.

Ограничимся наличием индикатора нестационарности $D(t)\bar{d}t$ лишь в уравнении наблюдения (4), что для практики как раз и характерно, ибо уравнение состояния (3) строится на основе априорных данных, которых в распоряжении исследователя может и не оказаться.

В соответствии с методологией [5] оценка состояния для i -й компоненты:

$$d\hat{x}_i(t)/dt = -\alpha_i \hat{x}_i(t) + \sum_{j=1}^n \left[P(d_i(t)/\hat{x}_i(t), y(t)) \sum_{j=1}^n K_{ij} \frac{\partial F_j'(\hat{x}_i, t)}{\partial \hat{x}_j(t)} \right], \quad (7)$$

где

$$\begin{aligned}
 P(d_i(t) / \hat{x}_i(t), y(t)) &= \sum_{i=1}^r \left\{ \alpha_{ij} P(d_i(t) / \hat{x}_i(t), y(t)) + P(d_j(t) / \hat{x}_j(t), y(t)) \right\} + \\
 &+ \sum_{i=1}^r \left\{ P(d_i(t) / \hat{x}_i(t), y(t)) \right\} \left\{ F(\hat{x}_i, d_j(t)) - F(\hat{x}_i, d_i(t)) \right\} + \\
 &+ \frac{1}{2} \sum_{m=1}^n K_{mi} \frac{\partial^2}{\partial x_m \partial x_e} \left[F(\hat{x}_i, d_j(t)) - F(\hat{x}_i, d_i(t)) \right] -
 \end{aligned} \tag{8}$$

условная апостериорная вероятность состояния нестационарности $d_i(t)$, когда оценка состояния $\hat{x}_i(t)$, r – число возможных состояний, α_{ij} – элемент матрицы интенсивности переходов для вероятностей состояния:

$$\frac{dP_j(t)}{dt} = \sum_{i=1}^r \alpha_{ij}(t) P_i(t), \quad \sum_{i=1}^r \alpha_{ij} = 0.$$

Случайную структуру системы можно характеризовать соответствующим номером $\sigma(t) = \overline{1, n_\sigma}$, а ее функция состояния n_x – мерным вектором состояния $\bar{x}(t)$.

Для каждой из структур уравнения состояния (3) и уравнения наблюдения имеет соответствующие индексы $\sigma : A_\sigma, B_\sigma, H_\sigma$.

Между состоянием $x(t)$ и структурой σ_n может существовать статистическая или функциональная связь. При наличии лишь статистической связи такие системы носят название систем с распределенными переходами. Если же эта связь функциональна, то есть смена структуры происходит в те моменты, когда процесс $x(t)$ достигает определенных границ, то такие системы называются системами с сосредоточенными переходами. Те и другие называют системами с условной случайной структурой [5]. Альтернативные системы с независимыми между собой процессами $x(t)$ и σ_n носят название систем с независимой структурой.

Совместное описание процессов $\bar{x}(t)$ и σ_n приводит к разрывным (в момент смены структуры) кусочно-непрерывным или непрерывно-значным процессам $\bar{x}(t) = [\bar{x}(t), \sigma_n]^T$, состоящим из отрезков векторных марковских процессов $\bar{x}(t)$ одинаковой или различной размерности с заданными вероятностными характеристиками, представимых в виде (1). Дискретный процесс переключения σ_n может быть марковским или условно марковским [5].

Можно предположить наличие априорной информации о распределении $f(\bar{x}_t, \sigma, t)$ и условном распределении $f(\bar{x}_t, \sigma, t | \bar{x}'_t, \sigma', t')$. Тогда, с учетом плотности вероятности нахождения системы в рамках одной из структур $P(\sigma_n) = \overline{1, n}$, получим:

$$\left\{ \begin{aligned}
 \sum_{\sigma=1}^{n_\sigma} \int_{-\infty}^{\infty} f(\bar{x}_t, \sigma, t | \bar{x}'_t, \sigma', t') d\bar{x} &= 1, \\
 \sum_{\sigma=1}^{n_\sigma} \int_{-\infty}^{\infty} f(\bar{x}_t, \sigma, t) d\bar{x} &= 1, \\
 f(\bar{x}_t, \sigma, t) &= P_\sigma(t) f_\sigma(x_t, t), \\
 \sum_{\sigma=1}^{n_\sigma} P_\sigma(t) &= 1.
 \end{aligned} \right. \tag{9}$$

Очевидно, что и апостериорные плотности вероятностей $\hat{f}(\bar{x}_t, \sigma, t)$, $\hat{f}(\bar{x}_t, \sigma, t | \bar{x}'_t, \sigma', t')$ и $P_\sigma(t)$ обладают той же нормировкой (9). Отметим, что апостериорные плотности распределений определяются по результатам наблюдений или измерений (2). Для указанного перечня априорных плотностей может быть записано уравнение Стратоновича.

Для процесса смены случайной структуры системы, в предположении пуассоновского потока моментов перехода и интенсивности перехода, когда $v_{rs}(\bar{x}_t, t) = v_{rs}(t)$, дифференциальное уравнение, определяющее скорость изменения вероятностей:

$$dP_\sigma^{(s)}(t)/dt = -P_\sigma^{(s)}(t) \sum_{\substack{r=1 \\ (r \neq \delta)}}^{n_\delta} v_{rs}(t) + \sum_{\substack{r=1 \\ (r \neq \delta)}}^{n_\delta} P_\sigma^{(s)}(t) v_{rs}(t). \quad (10)$$

Данные уравнения полностью характеризуют особенности динамики дискретно-непрерывных процессов для систем со случайной структурой. Однако более интересными и с менее громоздкими математическими преобразования, чем решения уравнений ФПК и Стратоновича, являются частные характеристики: условные средние $\hat{x}_t(t/y)$, $\bar{P}_\sigma(t/y)$ и условные апостериорные дисперсии $V_x(t/y)$ и $V_\sigma(t/y)$ как на этапе установления переходного режима в контуре управления при $t \ll \tau_{кор}$ так и после его наступления при $t \gg \tau_{кор}$, где $\tau_{кор}$ – интервал корреляции случайных процессов, происходящих в данной системе.

Процедуры управления и оценки

Для синтеза управления $\bar{u}(\hat{x}(k))$ можно воспользоваться теоремой о разделении. Возможно также и совместное более общее нахождение управления и оценки.

Для рассматриваемых в данной работе линейных моделей структур управляемых систем при гауссовских внешних воздействиях для $\hat{x}_\sigma(t)$ и $\bar{V}_x(t)$ дифференциальные уравнения, обобщающие процедуры Калмана-Бьюси, принимают вид:

$$d\hat{x}_\sigma(t)/dt = A_\sigma(t)\hat{x}_\sigma(t) + U_\sigma(t)\bar{u}(t) - \sum_{\substack{r=1 \\ (r \neq \delta)}}^{n_\delta} \left\{ v^{(sr)}(t) \frac{\hat{P}^{(r)}(t)}{\hat{P}^{(s)}(t)} (\hat{x}_\sigma - \hat{x}_r) + \right. \\ \left. + V^{(\sigma)}(t) H_\sigma^T(t) N_{v(\sigma)}^{-1} (\bar{y}(t) - H_\sigma(t) \hat{x}_\sigma(t)) \right\}, \quad (11)$$

где $\bar{u}(t)$ – вектор управлений в системе с коэффициентом $U_\sigma(t)$, зависящим от текущей оценки состояния $\hat{x}_\sigma(t)$ и параметров самой системы.

Апостериорная дисперсия ошибки оценки для конкретного номера структуры σ , приобретает вид [5]:

$$V_\sigma(t)/dt = A_\sigma(t)H_\sigma(t) + H_\sigma(t)A_\sigma^T(t) - \sum_{\substack{r=1 \\ (r \neq s)}}^{n_\delta} \left\{ v^{(sr)} \frac{P^{(s)}(t)}{P^{(r)}(t)} [V_\sigma(t) - V_r(t) - (x_r(t) - \hat{x}_\sigma(t))] \times \right. \\ \left. \times [y_r(t) - x_\sigma(t)] \right\} - V_{(\sigma)}(t)H_\sigma^T(t)N_{v(\sigma)}^{-1}H_\sigma(t)V_\sigma(t) + B_\sigma N_n B_\sigma^T. \quad (12)$$

Уравнение для оценки вероятности перехода:

$$d\hat{P}_\sigma(t)/dt = -\hat{P}_\sigma(t) \sum_{\substack{r=1 \\ (r \neq s)}}^{n_\sigma} v_{rs}(t) + \sum_{\substack{r=1 \\ (r \neq s)}}^{n_\sigma} \hat{P}_\sigma(t) v_{rs}(t) - \frac{1}{2} \hat{P}_\sigma(t) \left[\hat{\gamma}_\sigma(\bar{y}, t) - \sum_{\substack{r=1 \\ (r \neq \sigma)}}^{n_\sigma} \hat{P}_\sigma^{(r)}(\bar{y}, t) \right], \quad (13)$$

где

$$\hat{\gamma}_\sigma(\bar{y}(t), t) = \int_{-\infty}^{\infty} \gamma(\bar{x}_i, \bar{y}_i, \sigma, t) \hat{f}_\sigma(\bar{x}_i, t) dx \quad (14)$$

взвешенная со спектральной плотностью мощности шума наблюдения невязка, входящая в уравнение Стратоновича.

Полученные оценки функциональной характеристики, определяемые как $\hat{x}_\sigma(t)$, при конкретной, пронумерованной σ_n случайной структуре системы и оценка скорости изменения вероятностей этой структуры $\hat{P}_\sigma(t)$ могут быть использованы далее для управления как функциональной, так и структурной сторонами системы.

Использование полученных результатов в современных ТКС

- 1) Изложенная теория совместных оценок вектора состояния $\bar{x}(t)$ и вероятности изменения структуры системы, по нашему мнению, является одной из немногих решений, в рамках которых одновременно отображаются как структурные, так функциональные свойства конкретной системы. К функциональным свойствам ТКС могут быть отнесены текущие параметры трафика, загрузка ресурсов, размеры резервов, отклонение рабочих параметров сетевых элементов. К структурным – относится существующая конфигурация сети ТКС, которую следует реструктуризировать в соответствии с изменением состояния функциональных свойств. Среди известных из теории систем трех методов обеспечения высокой устойчивости: энтропийных, гомеостатических и морфогенетических в данном случае реализуется морфогенетический.
- 2) Политика реструктуризации в ТКС может осуществляться различными способами. При прямом способе по полученным оценкам функциональных характеристик в реальном времени осуществляется то или иное изменение структуры: создаются обходные пути при возникновении неисправностей, при изменении трафика перераспределяются наличные ресурсы, создаются необходимые маршруты, корректируется маршрутная карта и др. При косвенном методе создается адекватная математическая модель ТКС и непрерывно, по получаемым оценкам, осуществляется ее идентификация. Сама модель ТКС и ее структура описываются тензором состояния, графоаналитическими методами, матрицами инцидентий и др. При изменении состояния ТКС с привлечением тех или иных методов оптимизации (Форда-Фалкерсона, Беллмана-Форда и др.) производится реструктуризация.
- 3) Переходные состояния структуры P_σ , $\sigma = \overline{1, n}$ могут принимать различные счетные значения. В простейшем бинарном варианте (0,1) значения P_σ образуют обычную матрицу инцидентий. Увеличение числа $n_\sigma > 2$ дает возможность дискретно оценивать загрузку того или иного направления связи. С учетом стандартизации скоростей цифровых потоков выбор n_σ можно соответственно согласовать с данными стандартами, что позволит достаточно точно осуществлять перераспределение нагрузки и др.
- 4) Важнейшим параметром ТКС является величина задержки в контуре управления. Как показывает анализ [4, 7], процедура управления достигает цели, если циклы этого управления Δt_n существенно меньше периода между возможными изменениями состояния сети, требующими реструктуризации.

- 5) Рассмотренная методология управления ТКС является достаточно общей, позволяющей эффективно решать задачи изменения структуры сетей, в том числе для гибридных и мультипротокольных, поскольку сами процедуры управлений практически свободны от особенностей той или иной технологии.

Список литературы: 1. *Линец Г.И., Фомин Л.А., Будко П.А., Ватага А.И.* Учет влияния спектральных свойств трафика на параметры сети с технологией АТМ // *Электросвязь*. 2001. №11. С. 21 – 24. 2. *Турко С.А., Фомин Л.А., Будко П.А. и др.* Об оптимальном использовании сглаживающего влияния буферов на параметры трафика Ш–ЦСИС // *Электросвязь*. 2002. №10. С. 26 – 29. 3. *Пашкин П.В.* Устойчивость дискретных схем со случайной структурой при постоянно действующих возмущениях // *Автоматика и телемеханика*, 1986. 16. С. 142 – 152. 4. *Стеклов В.К., Кильчицкий Е.В.* Основы управления сетями и услугами телекоммуникаций. К.: Техніка, 2002. 432 с. 5. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 623 с. 6. *Родимов А.П., Поповский В.В.* Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов в линиях связи. М.: Радио и связь, 1984. 320 с. 7. *Олійник В.Ф.* Основы теорії систем зв'язку. К.: Техніка. 2000. 152 с. 8. *Сейдж Э., Мелс Дж.* Теория оценивания и ее применения в связи и управлении. М.: Связь, 1976. 496 с.

*Харьковский национальный
университет радиозлектроники*

Поступила в редколлегию 05.05.2004

ПОТОКОВАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА МАРШРУТИЗАЦИИ С ГАРАНТИРОВАННЫМ КАЧЕСТВОМ ОБСЛУЖИВАНИЯ

Как показывает анализ тенденций, наметившихся в области телекоммуникаций, основным направлением развития телекоммуникационных сетей (ТКС) являются высокоскоростные мультисервисные сети, предоставляющие широкий перечень инфокоммуникационных услуг, – сети следующего поколения (Next Generation Network, NGN). Базовым принципом концепции NGN является разделение функций переноса и коммутации, функций управления вызовом и функций управления услугами. Основу NGN составляет универсальная транспортная сеть, реализующая услуги переноса и охватывающая транспортный уровень и функции управления коммутацией и передачей. Ключевым моментом в построении универсальной транспортной сети следующего поколения является ее способность обеспечивать широкий перечень услуг с заданным уровнем качества обслуживания (Quality of Service, QoS). Задача обеспечения гарантированного качества обслуживания заявок пользователей охватывает все уровни эталонной модели взаимодействия открытых систем. При этом ключевое место в обеспечении QoS «из конца в конец» отводится сетевому уровню, в частности задачам маршрутизации, от качества решения которых во многом зависит эффективность функционирования ТКС в целом. В связи с этим актуальным становится задача разработки моделей и методов, а в дальнейшем и протоколов маршрутизации в сети следующего поколения.

На основе анализа концепции универсальной транспортной сети [1] и основных подходов к построению методов QoS-маршрутизации [2], можно сформулировать следующие основные требования к методу маршрутизации в NGN.

1) В основу метода маршрутизации должна быть положена модель расчета маршрута от источника (source routing), что обусловлено концептуальным вынесением интеллектуальных управляющих устройств, в том числе и маршрутизаторов, на границу сети следующего поколения.

2) С целью обеспечения высокой степени масштабируемости телекоммуникационной сети и снижения объемов циркулирующей в ней служебной информации целесообразно при построении метода маршрутизации базироваться на использовании модели «от управления», предполагающей создание маршрута не в момент поступления потока данных, а при поступлении управляющей информации. Высокая эффективность данного подхода подтверждена его практической реализацией в одной из перспективных технологий – многопротокольной коммутации меток (Multiprotocol Label Switching, MPLS).

3) Учитывая, что задачей QoS-маршрутизации является не только определение маршрута для вновь поступающих в сеть потоков с учетом их QoS-требований, но и достижение высокой эффективности использования сетевых ресурсов в целом, метод маршрутизации должен обладать свойством адаптации к изменяющимся условиям функционирования сети.

4) Как показывает анализ современных телекоммуникационных технологий и их возможностей по обеспечению QoS, в качестве технологической основы универсальной транспортной сети NGN могут быть использованы ATM, IP/IntServ, IP/DiffServ и IP/MPLS. При этом, по мнению большинства производителей сетевого оборудования, наиболее перспективной считается сеть IP. Как следствие при описании информационного обмена в такой сети кроме потоков, обслуживаемых с гарантированным QoS, следует учитывать потоки, обслуживаемые по принципу best effort, то есть без обеспечения QoS. Учитывая, что предоставление жестких гарантий по обеспечению QoS (hard QoS) возможно только в режиме виртуальных соединений или резервирования сетевых ресурсов (квазивиртуальные соединения), сеть должна рассматриваться как гибридная, то есть сочетающая в себе различные режимы пакетной коммутации: датаграммный обмен (best effort) и режим с установлением виртуального соединения (hard QoS).

Величины $w_{m,i}^{(B)}$ и $w_{m,i}^{(D)}$ предполагаются известными и при условии, что в сети реализуется только динамический план распределения, находятся в соотношении $w_{m,i}^{(D)} = 1 - w_{m,i}^{(B)}$. В общем случае соотношение пропускных способностей, выделенных для реализации различных режимов передачи, может изменяться в соответствии с состоянием сети. Тогда последние два ограничения на маршрутные переменные трансформируются к виду

$$\sum_{j=1}^N \left(u_{i,i}^{(B)j}(k) + u_{i,i}^{(D)j}(k) \right) \leq 1.$$

Для того чтобы в рамках предлагаемой функциональной модели ТКС учесть особенности режима виртуальных соединений, введем ряд дополнительных обозначений. Пусть $P_i^s = \{P_i^s(q)\}$ – множество всех путей (маршрутов) доведения пользовательских трафиков от узла V_i до узла V_s в рассматриваемой транспортной сети, где $P_i^s(q) = [V_i, V_j, \dots, V_k, V_s]$ – произвольный q -й виртуальный путь длины d , т.е. $|P_i^s(q)| = d$. В соответствии с тем что одновременно на узле V_i ТКС может обслуживаться целый ряд пользовательских запросов M , под $\zeta_{i,s}^{(n)}$ будем понимать интенсивность поступления в сеть произвольного (n)-го пользовательского трафика от узла V_i с адресатом V_s , претендующего на обслуживание по виртуальным каналам с определенными показателями качества QoS, причем $\zeta_{i,s} \equiv \sum_{n=1}^M \zeta_{i,s}^{(n)}$.

Введем также следующие обозначения: $P_i^s(q, n)$ – искомая последовательность узлов, через которые будет проходить путь передачи (n)-го пользовательского трафика, построенный на основе q -го пути доведения $P_i^s(q)$; $U_i^{(B)s}(q, n) = [u_{i,j}^{(B)s}, u_{j,l}^{(B)s}, \dots, u_{k,s}^{(B)s}]$ – вектор загрузки трактов в $P_i^s(q, n)$ размерности d .

С целью наглядности последующего изложения в рамках рассматриваемого трафика (n) нумерацию узлов в пути его доведения будем производить относительно исходящей (первой) вершины пути, ограничиваясь его рангом, т.е. ранее введенные обозначения примут вид

$$P_1^d = [V_1, V_2, \dots, V_{d-1}, V_d];$$

$$U_1^{(B)d} = [u_{1,2}^{(B)d}, u_{2,3}^{(B)d}, \dots, u_{d-2,d-1}^{(B)d}, u_{d-1,d}^{(B)d}];$$

$$\zeta_{i,s}^{(n)} = \zeta^{(n)}.$$

Как было указано ранее, в рамках функциональной модели необходимо учесть требования к QoS чувствительных к задержкам и ширине полосы пропускания приложений, таких как передача речи и потоковое видео. Необходимость введения для (n)-го пользовательского потока минимальной пропускной способности $C^{\min}(n)$ выступает в качестве ограничения, налагаемого на маршрутные переменные при решении задачи маршрутизации, которое может быть сформулировано следующим образом:

$$C_{\text{пути}}(n) \geq C^{\min}(n), \quad (4)$$

где $C_{\text{пути}}(n)$ – пропускная способность пути, выделяемого для доведения (n)-го пользовательского потока и определяемая как $C_{\text{пути}}(n) = \min_{(i,i+1)} \left[c_{i,i+1}^{(B)} u_{i,i+1}^{(B)d} \right]$, $i = \overline{1, d-1}$.

С целью реализации перечисленных требований в работе будет предложена модель QoS маршрутизации, которая в отличие от предложенных в [3, 4] ориентирована на обслуживание потоков. В качестве математического аппарата для описания процесса информационного обмена в гибридных сетях будем использовать аппарат разностных уравнений состояния [3, 4], и в рамках модели в пространстве состояний сделаем ряд предположений. Предположим, при поступлении в сеть абонентская нагрузка анализируется и в зависимости от требуемого уровня качества обслуживания, срочности и важности передаваемой информации определяется режим передачи: датаграммный или режим виртуальных соединений. Одним из основных способов реализации различных режимов пакетной коммутации является разделение пропускной способности канала связи на две составляющие, выделяемые для передачи пакетов данных соответственно в датаграммном режиме и режиме виртуальных соединений.

Пусть общее количество коммутационных узлов (маршрутизаторов) составляет N , множество $V = \{V_i\}$, $i = \overline{1, N}$ соответствует множеству узлов ТКС, а множество $E = \{E_{m,i}\}$, $m, i = \overline{1, N}$, $m \neq i$ – множеству трактов передачи ТКС, тогда динамику изменения очередей на узле V_i гибридной сети можно представить в виде системы разностных уравнений:

$$x_{i,j}(k+1) = x_{i,j}(k) - \sum_{\substack{l=1, \\ l \neq i}}^N b_{i,l}^{(b)}(k) u_{i,l}^{(b)j}(k) + \sum_{\substack{m=1, \\ m \neq i,j}}^N b_{m,i}^{(b)}(k) u_{m,i}^{(b)j}(k) - \\ - \sum_{\substack{l=1, \\ l \neq i}}^N b_{i,l}^{(a)}(k) u_{i,l}^{(a)j}(k) + \sum_{\substack{m=1, \\ m \neq i,j}}^N b_{m,i}^{(a)}(k) u_{m,i}^{(a)j}(k) + y_{i,j}(k), \quad (1)$$

где $b_{m,i}^{(b)}(k) = c_{m,i}(k) w_{m,i}^{(b)} \Delta t$; $b_{m,i}^{(a)}(k) = c_{m,i}(k) w_{m,i}^{(a)} \Delta t$; $y_{i,j}(k) = \zeta_{i,j}(k) \Delta t$; $k=0, 1, 2, \dots$; $\Delta t = t_{k+1} - t_k$; $x_{i,j}(k)$ – объем данных, находящийся на узле V_i и предназначенный для передачи узлу V_j в момент времени t_k , трактуемый в дальнейшем как переменная состояния; $c_{m,i}(k)$ – скорость передачи данных в момент времени t_k в тракте $E_{m,i}$; $u_{i,l}^{(b)j}(k)$, $u_{i,l}^{(a)j}(k)$ – доли пропускной способности тракта $E_{i,l}$, выделенные пользовательскому трафику с адресом V_j в момент времени t_k для реализации соответственно режима виртуального соединения и датаграммного (маршрутные переменные); $w_{m,i}^{(b)}$, $w_{m,i}^{(a)}$ – доли пропускной способности тракта $E_{m,i}$, выделенные для реализации соответственно режимов виртуального соединения и датаграммного; $\zeta_{i,j}(k)$ – интенсивность поступления данных на узле V_i в момент времени t_k с адресом V_j от пользователей сети; Δt – период перерасчета маршрутных переменных.

На введенные маршрутные переменные накладывается ряд ограничений, связанных с их физическим смыслом,

$$0 \leq x_{i,j}(k) \leq x_{i,j}^{\max}, \quad (2)$$

$$\begin{cases} 0 \leq u_{i,l}^{(a)j}(k); \\ 0 \leq u_{i,l}^{(b)j}(k); \\ \sum_{n=1}^N u_{i,l}^{(a)n}(k) \leq w_{i,l}^{(a)}; \\ \sum_{n=1}^N u_{i,l}^{(b)n}(k) \leq w_{i,l}^{(b)}, \end{cases} \quad (3)$$

где $x_{i,j}^{\max}$ – емкость буфера очереди для трафиков с адресом V_j на узле V_i .

Величины $w_{m,i}^{(B)}$ и $w_{m,i}^{(D)}$ предполагаются известными и при условии, что в сети реализуется только динамический план распределения, находятся в соотношении $w_{m,i}^{(D)} = 1 - w_{m,i}^{(B)}$. В общем случае соотношение пропускных способностей, выделенных для реализации различных режимов передачи, может изменяться в соответствии с состоянием сети. Тогда последние два ограничения на маршрутные переменные трансформируются к виду

$$\sum_{j=1}^N \left(u_{i,l}^{(B)j}(k) + u_{i,l}^{(D)j}(k) \right) \leq 1.$$

Для того чтобы в рамках предлагаемой функциональной модели ТКС учесть особенности режима виртуальных соединений, введем ряд дополнительных обозначений. Пусть $P_i^s = \{P_i^s(q)\}$ – множество всех путей (маршрутов) доведения пользовательских трафиков от узла V_i до узла V_s в рассматриваемой транспортной сети, где $P_i^s(q) = [V_i, V_j, \dots, V_k, V_s]$ – произвольный q -й виртуальный путь длины d , т.е. $|P_i^s(q)| = d$. В соответствии с тем что одновременно на узле V_i ТКС может обслуживаться целый ряд пользовательских запросов M , под $\zeta_{i,s}^{(n)}$ будем понимать интенсивность поступления в сеть произвольного (n)-го пользовательского трафика от узла V_i с адресатом V_s , претендующего на обслуживание по виртуальным каналам с определенными показателями качества QoS, причем $\zeta_{i,s} = \sum_{n=1}^M \zeta_{i,s}^{(n)}$.

Введем также следующие обозначения: $P_i^s(q, n)$ – искомая последовательность узлов, через которые будет проходить путь передачи (n)-го пользовательского трафика, построенный на основе q -го пути доведения $P_i^s(q)$; $U_i^{(B)s}(q, n) = [u_{i,j}^{(B)s}, u_{j,l}^{(B)s}, \dots, u_{k,s}^{(B)s}]$ – вектор загрузки трактов в $P_i^s(q, n)$ размерности d .

С целью наглядности последующего изложения в рамках рассматриваемого трафика (n) нумерацию узлов в пути его доведения будем производить относительно исходящей (первой) вершины пути, ограничиваясь его рангом, т.е. ранее введенные обозначения примут вид

$$P_1^d = [V_1, V_2, \dots, V_{d-1}, V_d];$$

$$U_1^{(B)d} = [u_{1,2}^{(B)d}, u_{2,3}^{(B)d}, \dots, u_{d-2,d-1}^{(B)d}, u_{d-1,d}^{(B)d}];$$

$$\zeta_{i,s}^{(n)} = \zeta^{(n)}.$$

Как было указано ранее, в рамках функциональной модели необходимо учесть требования к QoS чувствительных к задержкам и ширине полосы пропускания приложений, таких как передача речи и потоковое видео. Необходимость введения для (n)-го пользовательского потока минимальной пропускной способности $C^{\min}(n)$ выступает в качестве ограничения, налагаемого на маршрутные переменные при решении задачи маршрутизации, которое может быть сформулировано следующим образом:

$$C_{\text{пути}}(n) \geq C^{\min}(n), \quad (4)$$

где $C_{\text{пути}}(n)$ – пропускная способность пути, выделяемого для доведения (n)-го пользовательского потока и определяемая как $C_{\text{пути}}(n) = \min_{(i,i+1)} \left[c_{i,i+1}^{(B)} u_{i,i+1}^{(B)d} \right]$, $i = \overline{1, d-1}$.

Выполнение ограничения (4) эквивалентно реализации класса обслуживания Constant Bit Rate (CBR) в АТМ. Однако для приложений, критичных в величине задержки, выделение необходимой ширины полосы пропускания не является достаточным условием для обеспечения своевременной доставки потока (n). Более общей формулировкой является условие обеспечения величины задержки в рамках допустимого значения:

$$T_{\text{дост}}(n) \leq T^{\text{max}}(n), \quad (5)$$

где $T_{\text{дост}}(n)$ – время доставки пользовательского трафика (n); $T^{\text{max}}(n)$ – максимальное время обслуживания (доставки) пользовательского трафика (n) в транспортной сети.

В соответствии с потоковой моделью время доставки пользовательского трафика (n) может быть определено как сумма задержек передачи в трактах передачи, образующих в совокупности путь доведения P данного трафика,

$$T_{\text{дост}}(n) = \sum_{V_i \in P} T_i(n). \quad (6)$$

При решении задачи маршрутизации в режиме виртуальных соединений на соответствующие маршрутные переменные накладываются ограничения, связанные с спецификой данного режима и с гарантией требуемого качества обслуживания. Ограничения первого типа требуют нахождения пути доведения пользовательского потока $\zeta_{i,s}^{(n)}$, а затем загрузки этого пути в виде вектора маршрутных переменных. Ограничения второго типа, представленные формулами (4) и (5), регулируют загрузку путей доведения. Результатом решения задачи маршрутизации для потока $\zeta_{i,s}^{(n)}$ в режиме виртуальных соединений должен быть вектор переменных $u_{j,l}^{(b)s}$ таких, что тракты передачи $E_{j,l}$, соответствующие нижним индексам элементов управляющего вектора, образуют путь доставки рассматриваемого потока. При этом, учитывая, что одним из требований к методу маршрутизации была реализация модели от управления, то есть концепции заранее вычисляемых (Pre-Computed) маршрутов, можно предложить следующий подход к ее решению. Первым шагом будет формирование множества маршрутов P в соответствии с запрашиваемым классом обслуживания, что позволит исключить из рассмотрения заведомо неподходящие тракты, при этом используются только номинальные значения пропускной способности. Затем, по аналогии с процедурой управления доступом САС (Connection Admission Control) [5], осуществляется проверка наличия объема доступных сетевых ресурсов, то есть осуществляется проверка условий (4) и/или (5) вдоль всех потенциально возможных маршрутов в имеющемся множестве. Проверку условия (5) вдоль всех маршрутов P из сформированного множества P можно формализовать следующим образом

$$\prod_P e(T_{\text{дост}P}(n) - T^{\text{max}}(n)) = 0,$$

где $e(\cdot)$ – единичная функция.

В результате, если вдоль хотя бы одного пути выполняются требования на качество обслуживания, то данный поток может быть принят к обслуживанию с запрашиваемым качеством. В противном случае заявка может быть отклонена или обслужена с более низким качеством.

Сформированное на первом этапе множество маршрутов выступает в качестве исходных данных для формирования множества путевых векторов, которые в свою очередь выступают в качестве ограничений на маршрутные переменные этого вектора. Численное значение маршрутных переменных, выбранных на основе сформированного множества путевых векторов, будет определяться в результате решения маршрутной задачи с учетом ограничений (5).

Проверка условия (5) сопряжена с необходимостью вычисления времени доставки пользовательского потока данных вдоль всех возможных маршрутов, при этом подходы к вычислению $T_{\text{дост}}(n)$ могут быть как статистическими, так и аналитическими. Аналитическое определение величины задержки доставки потока данных сопряжено с определенными допущениями, однако позволяет своевременно получить результат. В данном случае конкретный вид аналитического выражения будет зависеть от используемого математического аппарата и от модели трафика, положенной в основу.

При использовании потоковой модели и ограничении источника трафика (n) в соответствии с алгоритмом «корзины маркеров» с параметрами $\langle \sigma_n, \rho_n \rangle$, где σ_n – размер корзины маркеров, ρ_n – средняя скорость поступления маркеров, предельная (граничная) величина межконцевой задержки при передаче потока данных будет зависеть от реализованной дисциплины обслуживания (табл.) [6]. Здесь приняты следующие обозначения: r_n – гарантированная скорость передачи для трафика (n), в нашем случае $r_n = C_{\text{пути}}(n)$; L – длина пакета; $K_{i,i+1}$ – количество соединений, использующих тракт $E_{i,i+1}$. Для примера в таблице приведены выражения для определения величины джиттера, являющейся одним из показателей качества обслуживания. Следует отметить, что при описании гарантированной доставки данных более важными показателями являются предельные величины: максимальная межконцевая задержка и максимальный джиттер, определяемые для наихудшего случая. Поэтому для описания QoS в рамках таких сетей в качестве L следует использовать максимальное значение длины пакета.

Для определения времени доставки потока (n) можно использовать результаты теории массового обслуживания [7], которые в терминах модели пространства состояний можно записать как

$$T_{\text{дост}}(n) = \sum_{i=1}^{d-1} \frac{L}{c_{i,i+1}^{(B)} u_{i,i+1}^{(B)d} - \zeta_{i,i+1}},$$

где $\zeta_{i,i+1}$ – величина интенсивности потока в тракте $E_{i,i+1}$; L – средняя длина пакета.

Т а б л и ц а

Дисциплина обслуживания	Межконцевая задержка	Величина джиттера
Fluid Fair Queueing (FFQ)	$\frac{\sigma_n}{r_n}$	$\frac{\sigma_n}{r_n}$
Virtual Clock (VC); Weighted Fair Queueing (WFQ); Worst-case Fair Weighted Fair Queueing (WF ² Q)	$\frac{\sigma_n + dL}{r_n} + \sum_{i=1}^{d-1} \frac{L}{c_{i,i+1}}$	$\frac{\sigma_n + dL}{r_n}$
Self-Clocked Fair Queueing (SCFQ)	$\frac{\sigma_n + dL}{r_n} + \sum_{i=1}^{d-1} K_{i,i+1} \frac{L}{c_{i,i+1}}$	$\frac{\sigma_n + dL}{r_n} + \sum_{i=1}^{d-1} (K_{i,i+1} - 1) \frac{L}{c_{i,i+1}}$

Для решения маршрутной задачи, т.е. для нахождения искомым путей доведения (n)-го пользовательского трафика в виде вектора загрузки $U_i^{(B)S}(q, n)$ и $U^{(A)}$ в соответствии с ограничениями (2) – (5) представим систему разностных уравнений состояния (1) в векторно-матричной форме:

$$X(k+1) = X(k) + B^{(B)}(k)U^{(B)}(k) + B^{(A)}(k)U^{(A)}(k) + Y(k), \quad (7)$$

где $X(k) = [x_{1,2}(k), \dots, x_{i,j}(k), \dots, x_{N,N-1}(k)]^T$ – вектор загрузки буферных устройств на узлах

сети в момент времени t_k размерности $N \cdot (N-1)$; $U^{(b)}(k) = [u_{1,2}^{(b)2}(k), \dots, u_{i,l}^{(b)j}(k), \dots, u_{N,N-1}^{(b)N-1}]^T$, $U^{(a)}(k) = [u_{1,2}^{(a)2}(k), \dots, u_{i,l}^{(a)j}(k), \dots, u_{N,N-1}^{(a)N-1}]^T$ – векторы маршрутных переменных режимов виртуального соединения и датаграммного режима размерности $N(N-1)^2$, в соответствии с которыми в ТКС реализуется процесс маршрутизации в момент времени t_k ; $B^{(b)}(k)$, $B^{(a)}(k)$ – матрицы пропускных способностей трактов между узлами ТКС в момент времени t_k размерности $N(N-1) \times N(N-1)^2$ для различных режимов пакетной коммутации, элементами которой являются $b_{i,j}^{(b)}(k)$ и $b_{i,j}^{(a)}(k)$, $Y(k) = [y_{1,2}(k), \dots, y_{i,j}(k), \dots, y_{N,N-1}(k)]^T$ – вектор пользовательской нагрузки на узлы ТКС в момент времени t_k размерности $N(N-1)$.

В качестве критерия оптимальности может выступать, например, минимум квадратичного функционала

$$J = \sum_{k=0}^{a-1} [X^T(k)Q_X X(k) + U^T(k)Q_U U(k)] \rightarrow \min, \quad (8)$$

где Q_X , Q_U – диагональные соответственно неотрицательно и положительно определенные весовые матрицы, определяемые приоритетностью очередей в узлах и важностью цифровых трактов передачи в сети.

Физически функционал (8) характеризует суммарную стоимость использования сетевых ресурсов. При этом первое слагаемое определяет затраты по использованию буферных устройств узлов сети, а второе – количественно отображает стоимость использования канальных ресурсов ТКС. Введение $a > 1$ дает возможность учета величины поступающей (или ожидаемой) нагрузки в момент времени t_k как на текущих, так и на последующих временных интервалах, что наделяет модель свойством прогнозирования.

В качестве выводов следует отметить, что в статье предложена модель маршрутизации с гарантированным качеством обслуживания, отвечающая требованиям сетей следующего поколения. Новизна модели состоит в том, что она ориентирована на использование потоковой модели трафика.

Задача маршрутизации представлена как оптимизационная задача по распределению ресурсов, состоящая в минимизации стоимостного функционала (8) при ограничениях (2) – (5), (7). Решение маршрутных задач в рамках разработанной модели предполагается осуществлять в соответствии со схемой маршрутизации от источника (source routing) на приграничных узлах универсальной транспортной сети. Предоставление в NGN различных услуг связи, в том числе и гарантированного качества, нашло отображение в представленной модели маршрутизации в виде соответствующих ограничений на маршрутные переменные. Причем в рамках модели были формализованы такие показатели качества обслуживания, как требуемая скорость и время обслуживания пользовательских потоков.

Список литературы: 1. Валов С.Г., Гольшико А.В. Инфокоммуникационные сети будущего: архитектура сети // Вестник связи. 2003. № 7. С. 42 – 47. 2. Вегешина Ш. Качество обслуживания в сетях IP. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 368 с. 3. Евсеева О.Ю. Динамическая маршрутизация в гибридных телекоммуникационных сетях // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 86 – 90. 4. Лемешко А.В., Евсеева О.Ю., Беленков А.Г. Обеспечение гарантированного качества связи при решении задач сетевого уровня МВОС // Точно-Европейский журнал передовых технологий. 2003. №6(6). С. 30 – 33. 5. ATM Forum, Private Network Network Interface(PNNI) v 1.0 specifications, 1996. 6. Zhang H. Service Disciplines For Guaranteed Performance Service in Packet-Switching Networks // Proceeding of the IEEE, 10 (83), Oct. 1995. 7. Вишневский В.М. Теоретические основы проектирования компьютерных сетей. М.: Техносфера, 2003. 512 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 12.05.2004

КІЛЬКІСНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕОДНОРІДНИХ УМОВНИХ АЛГОРИТМІВ ДІАГНОСТУВАННЯ

Широке використання в процесі технічного обслуговування і ремонту радіоелектронної апаратури, цифрових і мікропроцесорних засобів вимірювання дало можливість застосовувати під час локалізації дефектів у техніці зв'язку ефективні неоднорідні умовні алгоритми діагностування, які відрізняються від бінарних меншим значенням середньої кількості перевірок, які виконуються [1, 2].

У відомих роботах [3, 4] встановлено, що за критерієм мінімуму діагностичних помилок (відхилення діагнозу від справжнього положення елемента, що відмовив, у виробі) найкращі для застосування неоднорідні алгоритми зі зменшенням модуля вибору в міру збільшення глибини пошуку дефекту. Мета цієї статті – отримання аналітичних виразів щодо кількісної оцінки середнього часу діагностування за неоднорідними алгоритмами зі зменшенням модуля вибору з урахуванням можливості виникнення діагностичних помилок.

Відомий вираз для обчислення середнього числа перевірок (K) вимагає наявності неоднорідного алгоритму мінімальної форми для одержання вихідних даних [3, 4]:

$$K = (k(Z - I) + (k + 1)(L - Z + I)) / L, \quad (1)$$

де k – число перевірок за алгоритмом досконалої форми; Z – число результатів в алгоритмі досконалої форми після виконання k перевірок; I – число перевірок з результатами на останньому $(k + 1)$ кроці діагностування; L – число елементів в об'єкті, із глибиною до яких здійснюється пошук дефекту. Так, наприклад, для алгоритму, який наведений на рис. 1, за виразом (1) отримуємо:

$$K = (2(12 - 7) + (2 + 1)(19 - 12 + 7)) / 19 = 2,74.$$

При розробці діагностичного забезпечення за відомим значенням L ще до побудови алгоритму локалізації дефектів необхідно оцінити середній час відновлення, що неможливо зробити за виразом (1). Задача полягає в отриманні аналітичних виразів у вигляді функціональних залежностей виду $K(L, M)$, де M – максимальне значення модуля вибору на першому кроці діагностування (для алгоритму рис. 1 $M = 4$).

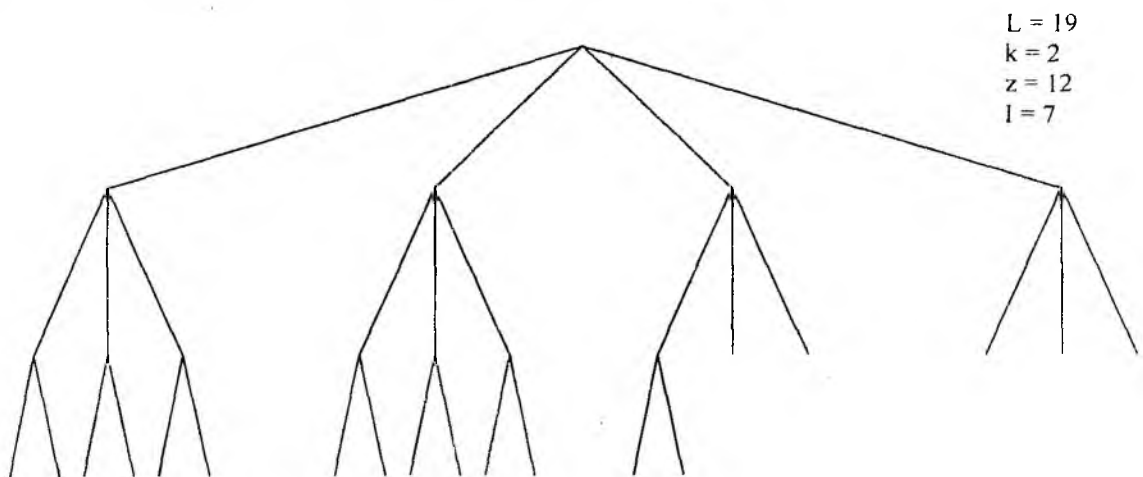


Рис. 1

Комбінаторний аналіз алгоритмів дозволяє встановити закономірності зміни значення $K(L)$ при заданих значеннях M , що у вигляді розрахункових формул зведені в табл. 1, де

ділянка існування розв'язку $L_{\min} \leq L \leq L_{\max}$, K' – наближене значення середнього числа перевірок ($K' \leq K$), а символом $\lfloor B \rfloor$ позначена ціла частина числа B .

Таблиця 1

M	L _{min}	L _{max}	Середнє число перевірок	
			K	K'
3	2	3	1	1
	3	6	$2 - \lfloor (L_{\max} - L) / 1 \rfloor / L$	$3(1 - 2/L)$
4	2	4	1	1
	4	12	$2 - \lfloor (L_{\max} - L) / 2 \rfloor / L$	$2,5 - 6/L$
	12	24	$3 - \lfloor (L_{\max} - L) / 1 \rfloor / L$	$4(1 - 6/L)$
5	2	5	1	1
	5	20	$2 - \lfloor (L_{\max} - L) / 3 \rfloor / L$	$2,33 - 6,66/L$
	20	60	$3 - \lfloor (L_{\max} - L) / 2 \rfloor / L$	$3,5 - 30/L$
	60	120	$4 - \lfloor (L_{\max} - L) / 1 \rfloor / L$	$5(1 - 24/L)$

Результати обчислень значень K і K' для $M = 4$ і $2 \leq L \leq 24$ графічно показані на рис.

2.

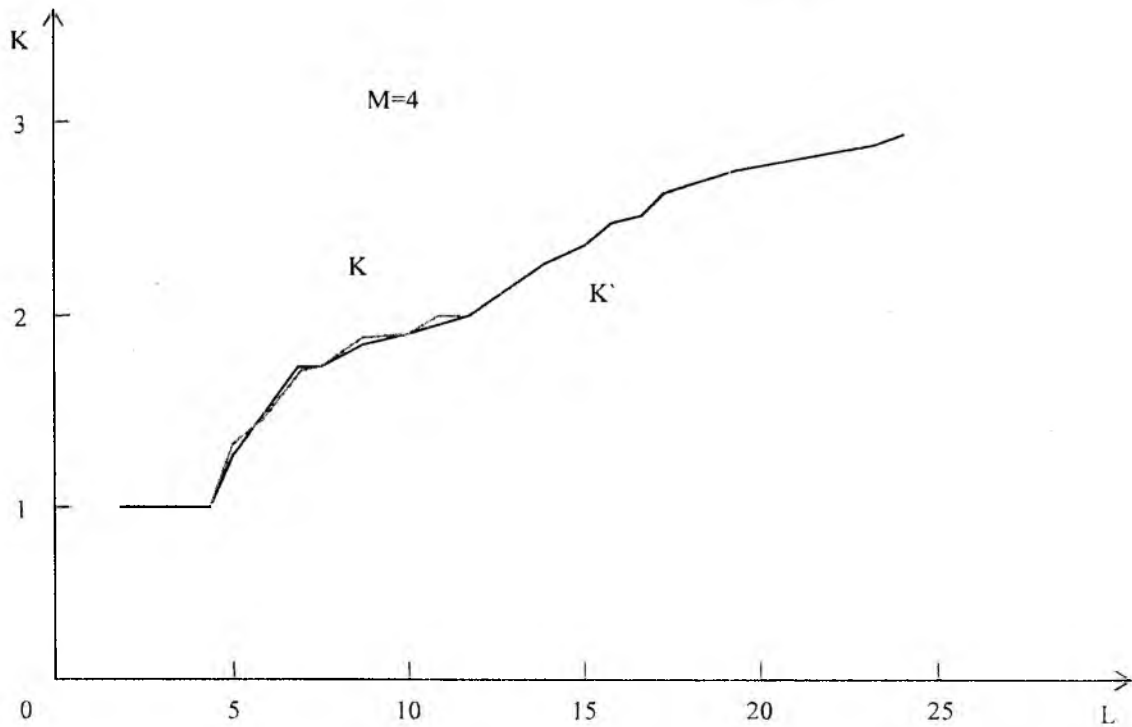


Рис. 2

При кожному M на ділянці $0,5M! \leq L \leq M!$ середнє число перевірок визначається за виразом:

$$K = M(1 - (M-1)!/L). \quad (2)$$

Так, наприклад, для алгоритму рис.1 одержуємо:

$$M! = 24, \quad 12 < L < 24, \\ K = 4(1 - (4-1)!/19) = 2,74.$$

При відомому значенні модуля вибору на останньому кроці діагностування (m) середнє число перевірок для будь-яких значень L обчислюється за виразом:

$$K = (M - m + 1) - \lfloor (L_{\max} - L) / (m - 1) \rfloor / L, \quad (3)$$

де $L_{\max} = M! / (m - 1)!$.

Значення m знаходиться до побудови алгоритму при розв'язанні системи нерівностей (4) покроковим збільшенням m від 2 до M :

$$\begin{cases} M! / L \leq m!, \\ (m - 1)! \leq M! / L. \end{cases} \quad (4)$$

Наприклад, для алгоритму рис. 1 одержуємо $m = 2$, тоді

$$K = (4 - 2 + 1) - \lfloor (24 - 19) / (2 - 1) \rfloor / 19 = 2,74.$$

Розв'язок задачі можливий при відомому значенні максимального числа перевірок:

$$K_m = k + 1, \quad (5)$$

тоді

$$K = K_m - \left\lfloor \left(\prod_{i=0}^{K_m-1} (M - i) - L \right) / (M - K_m) \right\rfloor / L, \quad (6)$$

звідки

$$K = K_m - \frac{M(M-1)\dots(M-K_m+1) - L}{(M-K_m)L}. \quad (7)$$

У загальному випадку для будь-яких значень M і L із ділянки існування рішення $2 \leq L \leq M!$ без попередньої побудови неоднорідного дерева логічних можливостей мінімальної форми зі зменшенням модуля вибору середнє число перевірок обчислюється за алгоритмом, наведеним на рис. 3.

Результати обчислень значень $K(L, M)$ показані графічно на рис. 4 і можуть бути використані під час розробки діагностичного забезпечення поточного ремонту радіоелектронних засобів різного призначення.

Середній час відновлення (T_B) залежить не тільки від середнього числа перевірок, які виконуються за алгоритмом, але й від імовірності поставлення правильного діагнозу (P), що, у свою чергу, визначається імовірністю безпомилкового виконання операцій, і оцінки їхніх результатів (p) [1, 2]:

$$T_B = (K t_n + t_y) / P, \quad (8)$$

де t_n – середній час виконання перевірки; t_y – середній час усунення дефекту.

Якщо при діагностуванні використовуються вбудовані засоби діагностування (індикатори), то значення p змінюється залежно від кількості показників, які оцінюються одночасно (індикаторів) (π) [3, 4]:

$$p(\pi) = 1 + 3,25\pi(\pi^2 - 17,61\pi + 8,92)10^{-4}, \quad (9)$$

тоді

$$P = \prod_{\pi=1}^{M-1} p(\pi); \pi = \overline{1, 6}. \quad (10)$$

У випадку використання універсальних цифрових або мікропроцесорних засобів вимірювання значення p залежить від кількості розрядів (r) [3, 4]:

$$r \leq 3; p = 0,9997;$$

$$3 < r \leq 5; p = 0,9993;$$

$$5 < r \leq 8; p = 0,9985,$$

тоді [1]:

$$P = p^k. \quad (11)$$

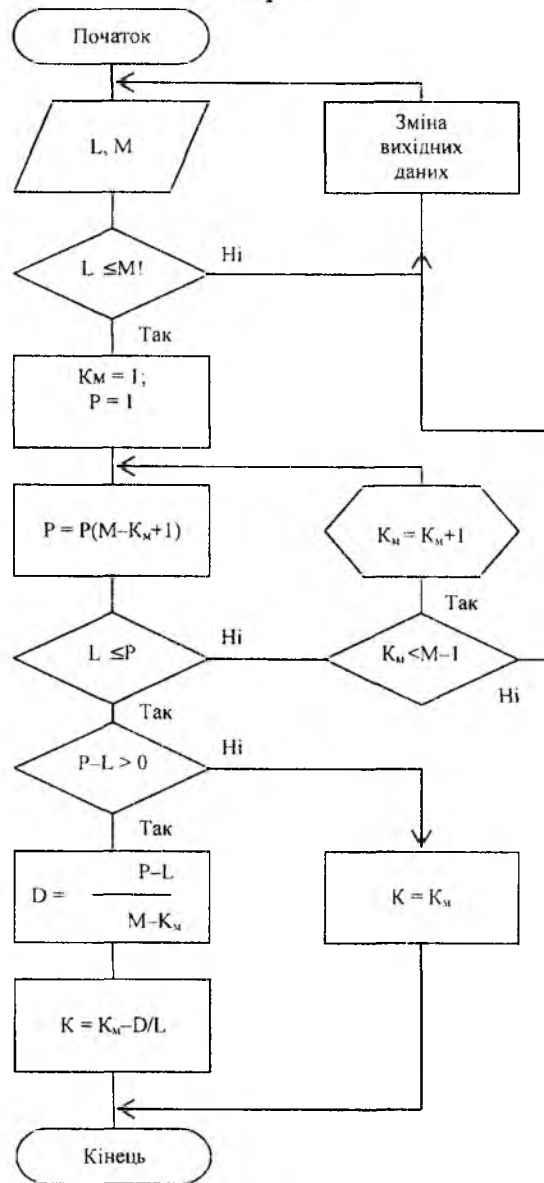


Рис. 3

За наявності в об'єкті кратних дефектів ($Q > 1$) використовується усічена процедура пошуку, яка полягає в скороченні простору пошуку в міру виявлення дефектів і усунення несправностей, які ними викликані [1]. У цьому випадку ступінь пошкодження об'єкта встановлюється в процесі дефектації і з урахуванням частки явних дефектів, які виявляються й усуваються під час дефектації. Для виявлення прихованих дефектів об'єкт розподіляється на частини таким чином, щоб у кожній з них при рівномірному розподілі дефектів містилося по одному елементу, який відмовив (рис. 5):

$$n = s(1-d)L, \quad (12)$$

де s – ступінь пошкодження об'єкта; d – частка явних дефектів; $l = L/n$; $Q = sL$.

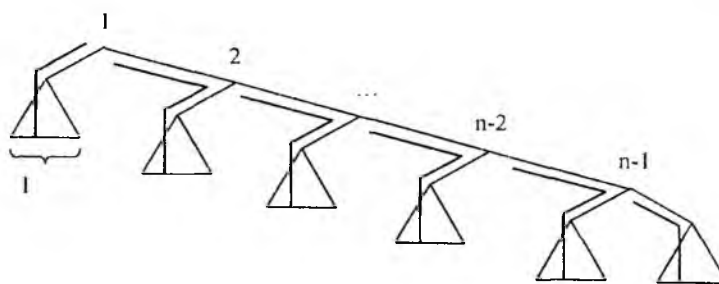


Рис. 4

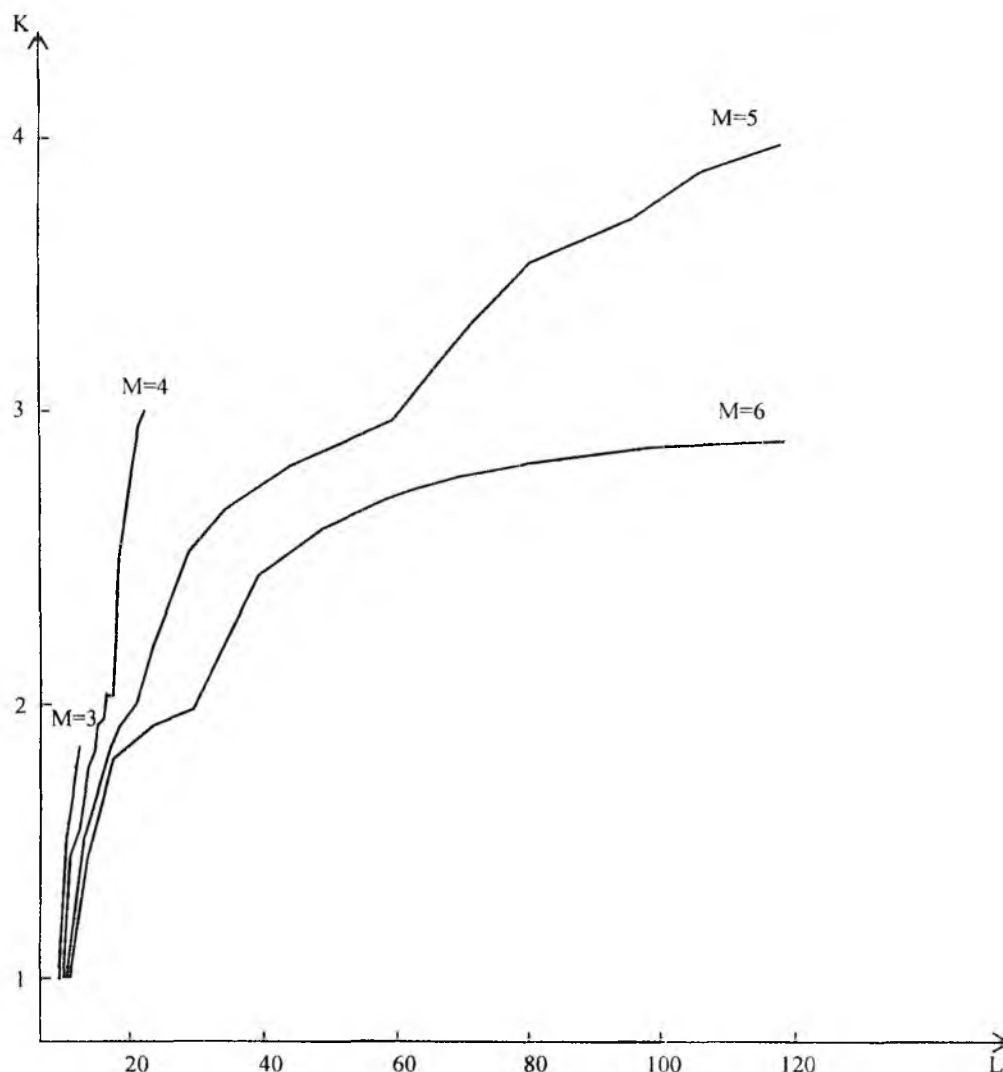


Рис. 5

Ремонт економічно доцільний, якщо $s \leq 0,4$. Частка явних дефектів збільшується при механічних пошкодженнях об'єкта і зменшується при пошкодженнях, які викликані тривалим збереженням.

Середня кількість перевірок при діагностуванні підмножини з l елементів обчислюється за виразами (3), (6) або (7) підставленням значення l замість L . У такому випадку загальна кількість перевірок при локалізації прихованих дефектів буде дорівнювати:

$$K(g) = g[K(l) - g/L] + 2(g-1), \quad (13)$$

де g – число прихованих дефектів (у даному випадку $g = n$).

Тоді середній час відновлення об'єкта з L елементів, який містить Q дефектів, обчислюються за виразом:

$$T_n(Q) = \frac{(t_n K(l) + t_y)g}{p^{K(l)}} + t_n \left[2(g-1) - \frac{g^2}{L} \right] + t_y(Q-g). \quad (14)$$

З урахуванням попередніх зауважень розробка алгоритмів діагностування об'єктів із кратними дефектами виконується в такій послідовності:

визначення глибини пошуку дефектів (L);

завдання можливого ступеня пошкодження (s) і частки явних дефектів (d);

обчислення за виразом (12) кількості груп елементів (n) в алгоритмі;

розрахунок середньої кількості перевірок $K(l)$ за виразами (3), (6) або (7);

розрахунок середнього часу відновлення об'єкта за виразом (14) з використанням вихідних даних про значення t_n , t_y , p ;

якщо отримане значення $T_B(Q)$ відповідає необхідному, то розробляється алгоритм діагностування й уточнюються його характеристики, у противному випадку необхідно змінити вихідні дані.

Так, наприклад, при таких вихідних даних:

$$L = 300; s = 0,05; d = 0,8; t_n = 1; t_y = 3; p = 0,9997$$

отримуємо

$$Q = 15; n = 0,05(1 - 0,8)300 = 3; l = 100; M = 5; K = 3,8 \text{ (рис. 4);}$$

$$T_B = \frac{(3,8 + 3)3}{0,9997^3} + 2 \cdot 2 - \frac{9}{300} + 3(15 - 3) = 60 \text{ (хв).}$$

Слід зазначити, що зі збільшенням ступеня пошкодження об'єкта значна частина часу відновлення витрачається не на діагностування, а на усунення несправностей: у наведеному прикладі при слабких пошкодженнях об'єкта 40% часу займає діагностування. Ця обставина підвищує значення дефектації, у ході якої виявляються й усуваються явні дефекти.

Таким чином, у результаті аналізу кількісних характеристик неоднорідних умовних алгоритмів діагностування отримані аналітичні вирази для оцінки значень середньої кількості перевірок і середнього часу відновлення об'єктів з різним ступенем пошкодження та формалізований порядок їхнього обчислення.

Список літератури: 1. Ксенз С.П. Диагностика и ремонтпригодность радиоэлектронных средств. М.: Радио и связь, 1989. 248 с. 2. Сакович Л.Н., Рыжиков В.А. Усеченная процедура поиска кратных дефектов по однородным небинарным условным алгоритмам диагностирования // Информатизация та нові технології. 1996. №4. С. 43 – 44. 3. Сакович Л.Н., Рыжиков В.А. Оценка погрешности измерений при локализации кратных дефектов // Электроника и связь. 1997. № 3. С. 120 – 123. 4. Сакович Л., Мервінський О., Курченко О. Помилки діагностування засобів ТЗІ загального призначення при агрегатному методі ремонту // Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні. Вип. № 2. К.: НТУУ «КПІ». 2001. С. 79 – 85.

Національна академія
оборони України

Надійшла до редколегії 12.05.2004

ФРАКТАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ ПРОГРАММНОЙ МАРШРУТИЗАЦИИ В 3G - СЕТЯХ

Интенсивность поступления трафика в любой сети носит фрактальный характер: по мере увеличения масштабов сети пики и спады трафика не сглаживаются, как можно было бы предположить, а, наоборот, складываются в еще более крупные пики и спады. Это означает, что запас производительности сети должен измеряться не десятками процентов, а десятками раз. Таким образом, без интеллектуального управления трафиком проблематично обеспечить требуемое качество сетевых услуг, особенно в интегрированных сетях. Обеспечение качества услуг в современных сетях (особенно мобильных) является серьезной проблемой, которая должна решаться интенсивными методами.

1 Сбор и обработка статистических данных

Многие наблюдения различных процессов приводят к временным зависимостям или рядам измерений. В данной работе исследуются пульсации трафика различного происхождения, поступающего на маршрутизирующий сервер через множество сетевых подключений и интерфейсов мультимедийных служб 3G-сетей (рис. 1). Кроме сетевой, в сетях третьего поколения используется маршрутизация на прикладном уровне, параметры которой определяются, исходя из содержимого трафика. Трафик передается на прикладной уровень [1] с помощью протоколов SOAP/HTTP по интерфейсам MM1, MM3, MM4 и MM7, и затем из общего потока вычлняются отдельные объекты: текст, речь, потоковый звук, фотографии, битовые карты, векторные рисунки, видео и т.д. Они анализируются по многим критериям: подозрение на спам, продвижение по каналам с заданным уровнем безопасности и качества обслуживания, содержимое текста и изображений. Также поток тестируется на наличие корреляции данных для увеличения скорости передачи за счет удаления дублирующихся данных.

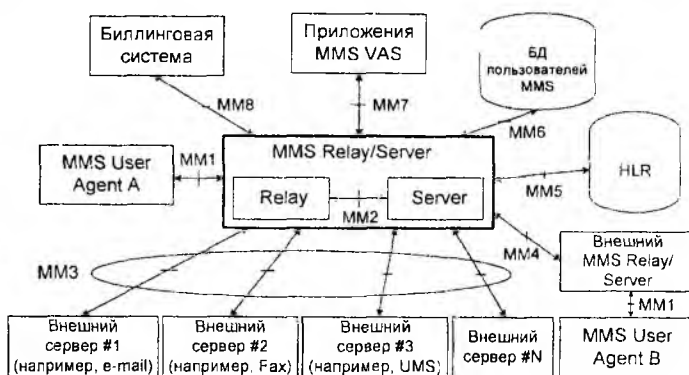


Рис. 1

Особенностью потока HTTP/SOAP является высокая вероятность прохождения по гетерогенным сетям с различными уровнями безопасности. Она обуславливается тем, что программный порт с номером 80 (ассоциированный с обработчиками HTTP), как правило, не блокируется, а поток передается в сеть после процедуры переназначения адресов согласно внутренней структуре сети. При этом, если над объектом производится декомпозиция и подьекты передаются по различным маршрутам, то можно с высокой степенью уверенности утверждать, что количество параметров, от которых зависит вероятность сборки на конечном (промежуточном) сервере, не увеличится.

Поток данных состоит из последовательности комплектов объектов $\{O_1, O_2, O_3, \dots, O_N\}$ переменной мощности, зависящих от времени, размером $\{S_1, S_2, S_3, \dots, S_2, \dots, S_N\}$. Состав комплекта фиксируется для определенного момента времени t . Последовательность комплектов фиксируется на протяжении периода τ . Тогда трафик, обслуживаемый маршрутизатором в определенный момент времени t , можно представить в виде

$$\{O_1^t, O_2^t, O_3^t, \dots, O_2^t, \dots, O_N^t, ST^t\}, \quad (1)$$

где ST – служебный трафик, необходимый для поддержания функционирования той части инфраструктуры, которая обслуживает объекты $\{O^t\}$.

Временные последовательности таких величин, как ресурсы, необходимые для поддержания функциональности интерфейсов ММ1, ММ3, ММ4 и ММ7, можно исследовать с помощью метода нормированного размаха или метода Херста [2]. Такие последовательности измерений характеризуются показателем H , называемым показателем Херста. Запись измерений представляет собой кривую фрактальной размерности $D = 2 - H$.

Оптимальным является такое выделение ресурсов, верхний порог которого никогда не превышает. В течение определенного промежутка времени t маршрутизатор принимает трафик $\xi(t)$, одновременно генерируя исходящий трафик $\langle \xi \rangle_\tau$. Исходящий трафик не обязательно должен быть идентичен по составу входящему: применение политики безопасности и добавление дополнительной информации, необходимой для маршрутизации, меняет содержимое передаваемых данных.

Средний «расход» ресурса (процессорного времени, оперативной памяти, сетевых соединений и т.д.), выделяемого для обработки трафика в системе за выбранный период времени τ , равен:

$$\langle R \rangle_\tau = \frac{1}{\tau} \cdot \sum_{t=1}^{\tau} \xi(t) \cdot r(t), \quad (2)$$

где $r(t)$ – ресурс, необходимый для обработки трафика, поступающего в момент t .

Это среднее должно равняться среднему объему высвобождаемого маршрутизатором ресурса в течение каждого такого указанного промежутка времени. Пусть $X(t)$ – накопившееся отклонение $\xi(t) \cdot r(t)$ от среднего $\langle R \rangle_\tau$:

$$X(t, \tau) = \sum_{u=1}^t \{ \xi(u) \cdot r(u) - \langle R \rangle_\tau \}. \quad (3)$$

Разность максимального и минимального выделенного X :

$$R(\tau) = \max_{1 \leq t \leq \tau} X(t, \tau) - \min_{1 \leq t \leq \tau} X(t, \tau), \quad (4)$$

где t – дискретное время, принимающее целочисленные значения; τ – длительность рассматриваемого промежутка времени.

Размах зависит от рассматриваемого периода τ , и мы ожидаем, что R растет с τ .

Для обработки разнородных данных будем использовать безразмерное отношение R/S , где S – квадратный корень из дисперсии:

$$S = \left(\frac{1}{\tau} \sum_{t=1}^{\tau} \{ \xi(t) - \langle \xi \rangle_\tau \}^2 \right)^{1/2} \quad (5)$$

Для многих временных рядов наблюдаемый нормированный размах R/S очень хорошо описывается эмпирическим соотношением

$$R/S = (\tau/2)^H. \quad (6)$$

Показатель Херста H более или менее симметрично распределен вокруг среднего значения 0,73 со стандартным отклонением, равным примерно 0,09.

Для повышения точности анализа необходимо находить все показатели для каждого из сетевых элементов и типа трафика. В реальной ситуации как правило рассматриваются группы элементов и совокупности типов трафика.

При отсутствии долговременной статистической зависимости отношение R/S должно быть асимптотически пропорционально $\sqrt{\tau}$, если временные ряды связаны со случайными процессами с независимыми значениями и конечной дисперсией $R/S = (\pi\tau/2)^{1/2}$. Основным показателем при маршрутизации является загруженность (виртуальных) каналов передачи данных, и поэтому все показатели вычислялись, исходя именно из него.

Для практических исследований по загруженности каналов использовался сервер компании «Технаучсервис». В качестве сканера использовалась программа MRTG (рис. 2, а, б, в). Графики г, д, е были получены усреднением во времени уровня загруженности канала. Данные по отдельным направлениям и протоколам обособливались дополнительными системными утилитами (снифферами).

Графики за день, неделю и месяц являются типичными и статистически подобными (при одинаковых эксплуатационных условиях оборудования и стабильности активности клиентов). Это позволяет оптимизировать процесс перераспределения нагрузки путем использования алгоритмов, основанных на использовании статистики: предсказание нагрузки путем поиска и наложения шаблонов.

Для маршрутизации исследовалась только та часть данных, которая поступала по протоколу SOAP/HTTP. Как показали наблюдения, долгосрочное прогнозирование соответствует реальной ситуации, поскольку оборудование статистически подобно реагирует на ситуации в сети и поэтому применение шаблонов, основанных на временном соответствии, корректно.

Данная статистическая информация (и производная от нее) может использоваться в дальнейшем для организации более сложных подсчетов. Возможно вычленение информации, относящейся к определенным группам сетевых элементов и маршрутизаторов и составление из них взаимосвязанных групп (кластеров). Фрактальная размерность кластера служит количественной характеристикой одной из особенностей кластера, а именно, заполнения им определенной части канала и занятия вычислительного ресурса.

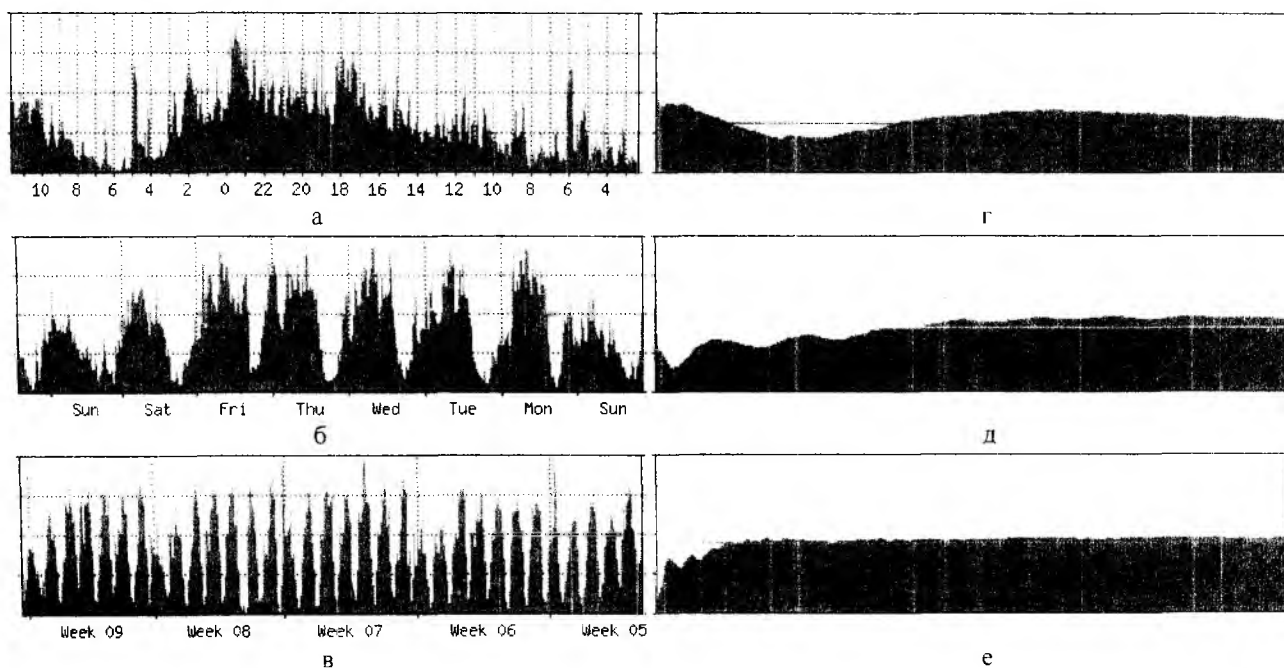


Рис. 2

Оценка ситуации производится с помощью показателя H . Для белого гауссовского шума этот показатель равен $1/2$. Одновременно анализируются участки статистики нескольких временных масштабов. Если для наибольшего масштаба показатель H начинает изменяться (что свидетельствует об изменении корреляции), то система управления маршрутизатором

восстанавливает участки для меньшего масштаба, производит композицию и отслеживает изменение показателя на смежных и подобных участках. Анализ производится с учетом ситуации на нескольких маршрутизаторах и сетевых элементах. При совпадении текущей ситуации (с установленным порогом соответствия) в сети с ранее происходившими событиями выносится решение о дальнейшем управлении в соответствии ранее предпринятыми мерами. При этом, если меры, предпринятые ранее, не способствовали равномерному распределению нагрузки в сети, принимаются корректирующие действия, направленные на улучшение решения. В этом выражается обучаемость маршрутизатора.

Одной из проблем, возникающих при функционировании системы по таким алгоритмам, является вычислительная сложность анализа. Это вызвано как значительным количеством элементов в сети, так и необходимостью анализировать продолжительные временные интервалы. Поэтому для реализации алгоритмов необходимо использовать оптимизационные подходы, например, использовать потоковые инструкции процессоров и распределение вычислительной нагрузки между процессорами (если используются мультипроцессорные системы).

Потоковые инструкции позволяют обрабатывать массив данных за одну инструкцию (технология SIMD – Single Instruction Multiple Data). Поскольку в алгоритмах используются операции усреднения, сложения, умножения и сравнения над большими блоками данных, происходит значительное увеличение их скорости работы. Для проводившихся исследований было получено ускорение функционирования алгоритмов: при использовании MMX-инструкций – в среднем в 1,9 раз; SSE2-инструкций – в 3,7 раза.

Хранение данных на маршрутизирующем сервере и обмен данными с элементами сети предусматривает их предварительное сжимающее кодирование. В системе используются два типа кодирования статистической последовательности: кодирование, основанное на сегментированных итерационных функций (PIFS) [3] и основанное на поиске по словарю. Первый способ используется для формирования словаря и заключается в разбиении интервала выборки на участки и нахождении на них подобия. Кодирование по словарю заключается в индексации фрагментов статистики (восстановление осуществляется при помощи алгоритмов прямого или сужающегося поиска). Здесь обнаруживается существенный недостаток фрактального статистического анализа – необходимость в накоплении значительного количества данных для выявления точных зависимостей. В некоторых случаях для достижения необходимой точности требуется сбор данных о работе системы в течение нескольких дней или недель.

2 Многокритериальная маршрутизация

Несмотря на множество математических моделей маршрутизации в телекоммуникационных сетях обстановка показывает, что методы решения были не идеальными. В большинстве систем сбор данных, необходимых для принятия решения, производится с помощью оперативной аналитической обработки данных (online analytical processing, OLAP), основывающейся на методах «грубого» разведочного анализа. Для нее присуще использование концепции усреднения по выборке, приводящее к операциям над фиктивными величинами (например, средней интенсивности трафика узла сети).

Методы Data Mining [4] (наиболее популярный метод – анализ на основе нейронных сетей) показывают много дополнительных скрытых статистических зависимостей, однако для их реализации требуется гораздо больше вычислительных ресурсов. Это обусловлено необходимостью анализа данных за продолжительный период времени и значительных пересчетах при поступлении новых данных.

Фрактальные методы статистики позволяют выявить все те же свойства элементов, поступающих в потоке данных, что и Data Mining, однако в то же время требуют значительно меньше ресурсов. Сравнение различных методов приведено в таблице.

	OLAP	Data Mining	Фрактальные методы
Выявление закономерностей:			
ассоциация	да	да	да
последовательность	слабо	да	да
классификация	да	да	да
кластеризация	нет	да	да
прогнозирование	слабо	да	да
Размер выборки	малый	средний	большой
Скорость принятия решения	средняя	низкая	высокая

Маршрутизация на прикладном уровне является многокритериальной и может производиться по следующим параметрам: исходя из загруженности серверов и сетевых элементов, по пункту назначения, по типу трафика, согласно принятой политике безопасности, по временным показателям.

Поскольку маршрутизация осуществляется на прикладном уровне при установленных соединениях, то возможно определить множество путей от отправителя к получателю. Пере-направление трафика по смежной ветви задается с помощью условной вероятности отказа в обслуживании p . Данная вероятность вычисляется, исходя из сложившейся обстановки в сети, которая оценивается маршрутизаторами

$$p = E(\xi(t), Q), \quad (7)$$

где E – функция оценки возможности обслуживания трафика смежным маршрутизатором, Q – вектор параметров, задающий дополнительные характеристики качества обслуживания при взаимодействии двух сетей.

Функция оценки складывается из оценок возможности удовлетворения вышеназванным параметрам:

$$\begin{cases} \xi(t) \leq c, \\ \xi(t) \cdot r(t) \leq R, \\ \text{CONTENT}(\xi(t)) \in \text{CONTENT}, \end{cases} \quad (8)$$

где c – пропускная способность исходящих каналов; R – свободный ресурс на маршрутизаторах; $\text{CONTENT}()$ – функция проверки параметров (например, политики безопасности) на допустимость, использующая в качестве параметров содержимое заголовков сопроводительной информации или вектор Q ; CONTENT – допустимое содержимое.

Оценка производится по всем возможным путям следования трафика. При этом маршрутизатор получает сведения только лишь для смежных ветвей, и, таким образом, отпадает необходимость в сведениях о структуре сети без потери информативности.

После получения вектора вероятностей становится возможным вычленение тех путей, вероятность прохождения трафика по которым низка. Разбиение трафика на порции производится, исходя из нескольких правил: 1) неделимость простейших (атомарных) объектов; 2) приоритетность трафика; 3) возможность промежуточной сборки разделенных объектов; 4) использование свойств триадного канторовского множества [2, 5].

Использование четвертого правила позволяет сбалансировать нагрузки в сети: трафик передается не только по наименее загруженным маршрутам, но также и пропорционально распределению ресурса, необходимого для обслуживания нагрузки в сети. Одним из важнейших свойств канторовских множеств, которое используется маршрутизатором, является свойство сохранять некоторые характеристики целого при его разбиении на части. Это свойства равенства фрактальной размерности, размерности подобия и размерности кластера (массы).

Обмен статистикой в разнородной среде производится с помощью технологии XML. Это вызвано универсальностью технологии и малым (сжатым) объемом данных (коэффициенты преобразований и параметры неподвижной точки). Последовательность данных при обмене определяется XML-схемами.

Выводы

Для повышения устойчивости работы современных сетей необходима разработка нового программного обеспечения, особенно программных маршрутизаторов. Анализ содержимого должен проводиться не только общепринятыми методами математической статистики, но и методами, позволяющими найти более сложные закономерности, выделить приоритетные группы и предсказать поведение сети для значительного интервала времени. Необходим анализ, позволяющий обнаружить шаблоны, отражающие фрагменты многоаспектных взаимоотношений в поступающих данных. При применении методов, основывающихся на использовании результатов суперпозиции шаблонов, становится возможным равномерное распределение нагрузки в сети.

Сложность выбора алгоритмов и программных средств обуславливается необходимостью проведения анализа в реальном масштабе времени. Применение фрактальных методов на всех этапах анализа трафика и принятия решения о дальнейшей маршрутизации позволяет унифицированно решить все задачи. Этот подход позволяет уменьшить скорость разработки программного обеспечения за счет использования небольшого количества алгоритмов. Также следует отметить значительное увеличение скорости принятия решения за счет использования потоковых инструкций и распараллеливания в многопроцессорных системах.

Список литературы: 1. 3GPP TS 23.140: «Multimedia Messaging Service; Functional Description; Stage 2». 2. Федер Е. Фракталы. М.: Мир, 1991. 254 с. 3. Barnsley M., Hurd L. Fractal Image Compression. San-Diego: Academic Press, 1988. 4. Дюк В., Самойленко А. Data mining: Учебный курс. СПб.: Питер, 2001. 368 с. 5. Колмогоров А.Н., Фомин С.В. Элементы теории функций и функционального анализа. М.: Наука, 1976. 544 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 02.04.2004

ТЕНЗОРНАЯ МОДЕЛЬ РЕШЕНИЯ МАРШРУТНЫХ ЗАДАЧ С АДАПТИВНОЙ ФРАГМЕНТАЦИЕЙ (ДЕФРАГМЕНТАЦИЕЙ) ПАКЕТОВ В ТРАНЗИТНЫХ УЗЛАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ

Всевозрастающий спрос пользовательских приложений на пропускную способность не-локальных телекоммуникационных сетей (ТКС) определил два основных направления ее повышения. Первое направление основано на увеличении сетевых мощностей и связано с наращиванием емкости магистралей ТКС, повышением производительности узлов (маршрутизаторов, коммутаторов) сети. Однако, учитывая тот факт, что современная ТКС – это сложная организационно-техническая система, ее системные свойства определяется не только и не столько свойствами отдельных сетевых элементов, сколько особенностью ее целостного структурно-функционального построения. Поэтому в рамках второго направления рост производительности, надежности, живучести и других показателей системных свойств ТКС во многом зависит как раз от реализованных в ней принципов сетевых концепций и технологий, методов и протоколов взаимодействия сетевых элементов – трактов передачи и узлов сети.

Основные усилия разработчиков таких передовых концепций, как Traffic Engineering (TE), правил системной политики PBNM (Policy-Based Network Management), а также технологий многопротокольной коммутации меток MPLS (Multi Protocol Label Switching) и сетей следующего поколения NGN (Next Generation Network) направлены на оптимизацию использования имеющихся сетевых ресурсов, в том числе с целью обеспечения предоставления мультисервисных услуг связи гарантированного качества – QoS (Quality of Service) [1]. Внедрение перечисленных концепций и технологий напрямую связано с приданием «интеллектуальных» свойств узлам сети, которые, адаптивно и скоординировано отслеживая состояние ТКС, должны обеспечить обработку разнородного по своему составу трафика в соответствии с установленными приоритетами и показателями QoS. Следующим шагом на этом пути является реализация идеи по наделению самих приложений способностью определять полностью или частично порядок своей обработки, что связано с возможностью дополнительной настройки функционирования сети под текущие потребности отдельных информационных трафиков пользователей. Этот подход был положен в основу концепции активных сетей – Active Network (AN), представляющей собой один из вариантов активных технологий [2]. Концепция активных сетей вводит активные технологии в самое ядро сети, распространяя их действие на отдельные маршрутизаторы, коммутаторы и серверы с повышением их интеллектуальности на новый качественный уровень.

В обычных сетях пакетной коммутации обработка пакетов в узлах сети сводилась преимущественно к пассивной пересылке данных из входных портов на выходные в соответствии с содержанием маршрутной таблицы. При этом содержание данных передаваемого приложения обычно игнорировалось. В функции же активного оборудования дополнительно входит анализ управляющей информации APCI (Active Processing Control Information) в заголовке каждого пакета, содержащей идентификатор функции и дескриптор. 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, 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, а в-четвертых, с обновленным заголовком пакет передается на следующий узел. Примерами функций, выполняемых на активных узлах сети [2], 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.

Существенный отпечаток концепция AN оказывает, например, на порядок решения маршрутных задач в ТКС, во многом определяющих качество взаимодействия сетевых элементов в процессе обслуживания информационных трафиков пользователей. В технологиях NGN и MPLS реализуется модель маршрутизации «от источника» (source routing), в соответствии с которой все интеллектуальные функции сети вынесены на ее границу и искомым маршрут каждого трафика рассчитывается на приграничном узле. В этом случае сам пакет содержит информацию о маршруте своего продвижения и таким образом осуществляет управление своей обработкой на транзитных узлах сети, что вполне согласуется с концепцией AN. Однако для более полной реализации преимуществ данной концепции при решении маршрутных задач следует учесть возможность фрагментации и дефрагментации пакетов на транзитных узлах. Процедура фрагментации может разбить исходный пакет на фрагменты произвольной длины и затем восстановить его в первоначальном виде. Стоит отметить, что необходимость фрагментации должна быть продиктована состоянием сети, что позволит в процессе транспортировки отдельных фрагментов использовать тракты передачи, которые по той или иной причине для доставки пакетов исходной длины с заданными показателями качества не могли быть использованы, например, ввиду их низкой пропускной способности. При этом важным требованием будет выступать обеспечение минимального или заданного времени транспортировки исходного пакета к узлу-получателю, причем оно должно быть приблизительно одинаковым для всех фрагментов этого пакета для упрощения процедуры его последующей дефрагментации.

В этой связи представляется актуальной научной и практической задачей разработка моделей маршрутизации информационных потоков в современных и перспективных ТКС, связанной с синтезом эффективных механизмов управления фрагментацией (дефрагментацией) пакетов в транзитных узлах с учетом состояния сети.

Анализ основных подходов к моделированию телекоммуникационных сетей показал, что, как правило, исследователь/разработчик ориентируется на среднюю длину пакета того или иного информационного трафика при решении задач структурного или функционального анализа (синтеза) [3; 4]. Это особо отчетливо проявляется при использовании в этих целях возможностей аппарата сетей массового обслуживания [3], где длины всех сообщений по предложению независимы и распределены по показательному закону с известным средним [4]. При моделировании ТКС также хорошо себя зарекомендовал аппарат тензорного анализа сетей [5], нашедший свое применение при математическом описании моделей однопродуктовых двухполюсных [6], многопродуктовых двухполюсных [7] и многопродуктовых многополюсных сетей [8]. В отличие от ранее полученных результатов [6–8] для сетей, обслуживающих отдельные сообщения пользователей, рассматриваемый в настоящей работе подход будет ориентирован на потоковые модели трафика.

Тензорное описание телекоммуникационной сети

Тензорное описание ТКС базируется на использовании геометрических объектов – тензоров, которые представляются в некотором выбранном пространстве, а при смене координатной системы их координаты (проекции) изменяются по линейному закону. Ниже остановимся на особенностях выбора пространства, систем координат и координатных осей при описании модели ТКС в тензорном виде.

Пусть при моделировании структуры ТКС одномерной сетью (1-сетью) множество ее узлов $\Psi = \{\psi_i\} (i = \overline{1, m})$ составляют маршрутизаторы (Mr), где m – их общее количество в ТКС, а множество ветвей $\Omega = \{\sigma_{i,j}\} (i, j = \overline{1, m}; i \neq j)$ моделирует n трактов передачи. В рамках тензорного анализа сетей [5] при исследовании ТКС будет рассматриваться анизотропное пространство-структура, образованное совокупностью замкнутых и разомкнутых путей (контуров и пар узлов). Размерность такого пространства, являясь структурным инвариантом, определяется общим количеством ветвей в сети и равна n . В этой связи множество

структур, отвечающих различным вариантам соединений n ветвей, может трактоваться как множество частных систем координат во введенном n -мерном пространстве. Преобразование же структуры сети с сохранением начального числа ветвей или переход от одной совокупности независимых путей к другой трактуется как преобразование системы координат. Таким образом, каждый путь ввиду своей независимости определяет в рамках рассматриваемого пространства-структуры координатную ось.

Известно [5], что количество ветвей в любой одномерной сети, представимой на плоскости в виде графа, численно равно сумме независимых контуров (r) и пар узлов (s), при этом численность независимых узловых пар определяется разницей количества узлов (m) в сети и числа несвязных подсетей (α). Общее число базисных (координатных) путей, каждый из которых в частной системе координат определяет координатную ось, может перераспределяться между числом независимых контуров r и числом независимых узловых пар в сети s , т.е. имеет место тождество

$$n = r + s. \quad (1)$$

В сети из m узлов количество независимых узловых пар однозначно определяется из выражения

$$s = m - \alpha, \quad (2)$$

тем самым, исходя из выражения (1), обуславливая формульную зависимость

$$r = n - s \quad (3)$$

для расчета числа независимых контуров в сети произвольной конфигурации.

Пусть изначально структура ТКС представлена 1-сетью (рис. 1), содержащей шесть узлов ($У1-У6$, $m = 6$) и восемь ветвей ($В1-В8$, $n = 8$). Размерность введенного пространства-структуры (n) равна восьми. Вследствие справедливости выражений (1), (2) и (3) число несвязных подсетей (α) равно единице, количество независимых пар узлов (s) соответствует пяти, а численность независимых контуров (r) равняется трем, что определяет в сумме общее число ветвей в сети.

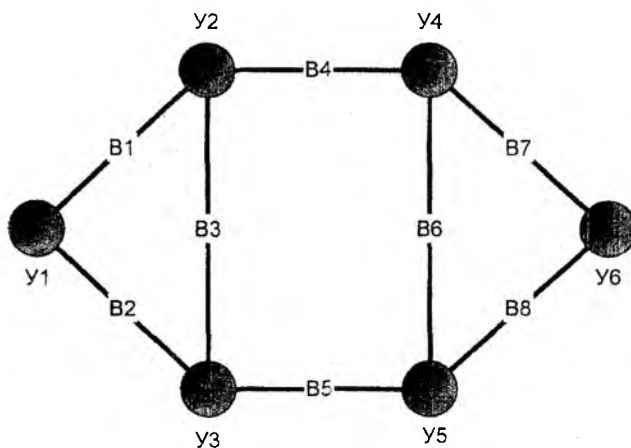


Рис. 1

Для примера произведем выбор координатных путей в 1-сети (рис. 1). К контурам сети относятся замкнутые пути $В1-В3-В2$, $В3-В4-В6-В5$, $В6-В7-В8$, а к парам узлов – пути $У1-У6$, $У1-У4$, $У1-У5$, $У1-У2$ и $У1-У3$. Узел 1, относительно которого определяются остальные пары узлов, назовем опорным. Перечисленные контуры и пары узлов определяют в n -мерном пространстве базис системы координат, отвечающей структуре сети, изображенной на рис. 1. Через базисные пути можно выразить любой другой путь сети, причем алгебраическая сумма путей – это путь, проходящий по всем слагаемым суммы в соответствии с их ориентацией [5].

При рассмотрении функциональной стороны тензорной модели ТКС будет приняты во внимание структура сети с указанием величин доступных пропускных способностей отдельных ее ветвей, а также основные параметры трафика, принимаемого к обслуживанию сетью. В рамках потоковой модели трафика к его основным параметрам относятся битовая интенсивность поступления пакетов λ , измеряемая, например, в байт/с; пакетная интенсивность трафика d , измеряемая в пакетах/с; изначальный размер пакета h , измеряемый в байтах, и время обслуживания трафика τ , измеряемое в секундах, под которым будет пониматься требуемая задержка передачи одного пакета пользовательского трафика между заданной парой узлов сети. Предлагаемая модель должна обеспечить решение задачи многопутевой маршрутизации, для чего необходимо, во-первых, рассчитать величины пропускных способностей ветвей, которые подлежат резервированию при обслуживании данного трафика, а во-вторых, определить порядок фрагментации (дефрагментации) пакетов в узлах сети.

Для последующей формализации решения маршрутных задач во введенном n -мерном пространстве произведем тензорное описание ТКС с помощью одновалентного тензора величин битовой интенсивности трафика Λ с компонентами λ^l , одновалентного тензора величин пакетов (фрагментов) H с компонентами h^i , одновалентного тензора временных задержек передачи T с компонентами τ_j , а также тензора третьей валентности G дважды контравариантного и один раз ковариантного, координаты которого рассчитываются, исходя из выражения

$$g_{ij}^l = \lambda^l h^i \tau_j \quad (i, j, l = \overline{1, n}), \quad (4)$$

где λ^l – битовая интенсивность трафика, передаваемого по l -му координатному пути, измеряемая в байт/с; h^i – величина пакета (фрагмента), переданного через i -й координатный путь, измеряемая в байтах; τ_j – временная задержка передачи пакета (фрагмента) в j -м координатном пути, измеряемая в секундах. Каждой структуре сети отвечает свой набор координат (4).

В прямом обозначении выражение (4) принимает вид

$$G = \Lambda \otimes H \otimes T,$$

где \otimes – знак прямого тензорного умножения.

В рамках функционального описания ТКС в рассматриваемом n -мерном дискретном пространстве могут приняты во внимание целый ряд систем координат (СК). Основное требование, которое должно удовлетворяться в процессе выбора, это информативность этих систем координат, т.е. в этих СК должны быть искомые или известные проекции различных компонент тензора G , опираясь на которые можно рассчитать необходимые координаты (4) в той или иной СК. По этой причине введем в рассмотрение две координатные системы. Первая – система координат ветвей сети, соответствующая структуре отдельных несоединенных между собой трактов ТКС, а вторая – система координат независимых контуров и пар узлов (КПУ) сети, соответствующая реальной структуре моделируемой ТКС (рис. 1). При этом в первой системе координат в качестве координатных путей непосредственно выступают отдельные ветви сети, а во второй – координатные пути представлены независимыми контурами и парами узлов. Подобный выбор СК обусловлен тем, что обычно в системе координат ветвей сети необходимо рассчитать неизвестные величины: информационную нагрузку, величины пакетов и их временные задержки передачи в каждом тракте ТКС. В системе координат независимых контуров и пар узлов проекции тензоров Λ , H и T определяют исходные данные для решения расчетных задач: величину пользовательского трафика, изначальный размер пакетов в нем, а также межконцевую задержку передачи.

Ввиду одинаковой размерности введенных координатных систем существуют однозначные правила преобразования координат любых геометрических объектов из одной системы координат в другую. Если же эти геометрические объекты являются тензорами, то по определению [5] правила координатного преобразования носят линейный характер и формализуемы с помощью невырожденной квадратной матрицы размера $n \times n$. Таким образом, искомая матрица контравариантного преобразования C определяется из соотношения

$$H_{\theta} = C H_{\kappa, n. y.}, \quad (5)$$

где H_{θ} , $H_{\kappa, n. y.}$ – проекции одновалентного тензора величин пакетов H , представленные в виде векторов размерности n во введенных выше координатных системах отдельных ветвей сети, а также независимых контуров и пар узлов. Как ниже будет показано, согласно соотношению (5) на транзитных узлах будет производиться управление фрагментацией (дефрагментацией) пакетов с учетом состояния сети.

Векторы H_{θ} и $H_{\kappa, n. y.}$ имеют следующую структуру и содержание

$$H_{\theta} = \begin{bmatrix} h_{\theta}^1 \\ \vdots \\ h_{\theta}^i \\ \vdots \\ h_{\theta}^n \end{bmatrix}; H_{\kappa, n. y.} = \begin{bmatrix} H_{\kappa} \\ \text{---} \\ H_{n. y.} \end{bmatrix}; H_{\kappa} = \begin{bmatrix} h_{\kappa}^1 \\ \vdots \\ h_{\kappa}^j \\ \vdots \\ h_{\kappa}^r \end{bmatrix}; H_{n. y.} = \begin{bmatrix} h_{n. y.}^1 \\ \vdots \\ h_{n. y.}^p \\ \vdots \\ h_{n. y.}^s \end{bmatrix},$$

где h_{θ}^i – величина пакета (фрагмента) трафика, передаваемого через i -ю ветвь сети; H_{κ} , $H_{n. y.}$ – векторы величин пакетов трафика, возникающего в контурах сети и поступающего на ее узлы размерностей r и s соответственно; h_{κ}^j – величина пакета трафика в j -м контуре сети; $h_{n. y.}^p$ – величина пакета внешнего трафика, поступающего в сеть и убывающего из сети через p -ю пару узлов.

Контравариантный закон преобразования тензора Λ формализуем с помощью соотношения

$$\Lambda_{\theta} = C \Lambda_{\kappa, n. y.},$$

где Λ_{θ} , $\Lambda_{\kappa, n. y.}$ – проекции одновалентного тензора интенсивностей трафика Λ , представленные в виде векторов размерности n во введенных выше координатных системах отдельных ветвей сети, а также независимых контуров и пар узлов. Далее будет проиллюстрировано, что именно эта зависимость определяет порядок распределения трафика по исходящим ветвям (трактам) сети в ходе решения маршрутных задач.

В свою очередь, векторы Λ_{θ} и $\Lambda_{\kappa, n. y.}$ имеют составляющие

$$\Lambda_{\theta} = \begin{bmatrix} \lambda_{\theta}^1 \\ \vdots \\ \lambda_{\theta}^i \\ \vdots \\ \lambda_{\theta}^n \end{bmatrix}; \Lambda_{\kappa, n. y.} = \begin{bmatrix} \Lambda_{\kappa} \\ \text{---} \\ \Lambda_{n. y.} \end{bmatrix}; \Lambda_{\kappa} = \begin{bmatrix} \lambda_{\kappa}^1 \\ \vdots \\ \lambda_{\kappa}^j \\ \vdots \\ \lambda_{\kappa}^r \end{bmatrix}; \Lambda_{n. y.} = \begin{bmatrix} \lambda_{n. y.}^1 \\ \vdots \\ \lambda_{n. y.}^p \\ \vdots \\ \lambda_{n. y.}^s \end{bmatrix},$$

где λ_g^i – битовая интенсивность трафика, передаваемого через i -ю ветвь сети; $\Lambda_k, \Lambda_{n.y.}$ – векторы величины трафика, протекающего в контурах сети и поступающего на ее узлы размерностей r и s соответственно; λ_k^j – битовая интенсивность трафика в j -м контуре сети; $\lambda_{n.y.}^p$ – битовая интенсивность внешнего трафика, поступающего в сеть и убывающего из нее через p -ю пару узлов (полюсов сети).

Проекция тензора задержек T в системе координат ветвей представлена вектором T_g , а в координатной системе независимых контуров и пар узлов – вектором $T_{k.n.y.}$. Эти векторы имеют размерность n и следующую структуру:

$$T_g = \begin{bmatrix} \tau_1^g \\ \vdots \\ \tau_i^g \\ \vdots \\ \tau_n^g \end{bmatrix}; T_{k.n.y.} = \begin{bmatrix} T_k \\ \text{---} \\ T_{n.y.} \end{bmatrix}; T_k = \begin{bmatrix} \tau_1^k \\ \vdots \\ \tau_j^k \\ \vdots \\ \tau_r^k \end{bmatrix}; T_{n.y.} = \begin{bmatrix} \tau_1^{n.y.} \\ \vdots \\ \tau_p^{n.y.} \\ \vdots \\ \tau_s^{n.y.} \end{bmatrix}.$$

Здесь $\tau_i^g, \tau_j^k, \tau_p^{n.y.}$ – задержки передачи пакетов в i -й ветви, в j -м контуре и между p -й парой узлов сети. Векторы T_k и $T_{n.y.}$ имеют размерность r и s соответственно.

Ковариантный характер тензора задержек T обуславливает следующий закон координатного преобразования:

$$T_g = A T_{k.n.y.}, \quad (6)$$

в котором A – матрица ковариантного преобразования размера $n \times n$, связанная с матрицей C условием ортогональности

$$C^t = [A]^{-1}, \quad (7)$$

где $[\bullet]^t$ – операция транспонирования, $[\bullet]^{-1}$ – операция обращения матрицы.

Согласно физике процессов информационного обмена, протекающих в сети, компоненты h_g^i и τ_i^g векторов H_g и T_g связаны между собой соотношением

$$h_g^i = l_g^{ii} \tau_i^g \quad (i = \overline{1, n}), \quad (8)$$

где l_g^{ii} – часть пропускной способности i -й ветви сети, выделенная для обслуживания данного информационного трафика и измеряемая в байт/с.

Также примем во внимание следующие зависимости:

$$\lambda_g^i = d_g^{ii} h_i^g \quad (i = \overline{1, n}), \quad (9)$$

где d_g^{ii} – пакетная интенсивность трафика, т.е. число пакетов в секунду, проходящих по i -й ветви сети. Важно заметить, что при фрагментации пакетов в узле с распределением его фрагментов по исходящим ветвям пакетная интенсивность трафика остается постоянной, тогда как битовая интенсивность (λ_g^i) изменяется.

В соответствии с постулатом второго обобщения Г. Крона [5], в качестве функционального инварианта предлагаемой модели выступают тензорные уравнения, полученные путем

Ввиду одинаковой размерности введенных координатных систем существуют однозначные правила преобразования координат любых геометрических объектов из одной системы координат в другую. Если же эти геометрические объекты являются тензорами, то по определению [5] правила координатного преобразования носят линейный характер и формализуемы с помощью невырожденной квадратной матрицы размера $n \times n$. Таким образом, искомая матрица контравариантного преобразования C определяется из соотношения

$$H_{\epsilon} = C H_{\kappa, n. y.}, \quad (5)$$

где H_{ϵ} , $H_{\kappa, n. y.}$ – проекции одновалентного тензора величин пакетов H , представленные в виде векторов размерности n во введенных выше координатных системах отдельных ветвей сети, а также независимых контуров и пар узлов. Как ниже будет показано, согласно соотношению (5) на транзитных узлах будет производиться управление фрагментацией (дефрагментацией) пакетов с учетом состояния сети.

Векторы H_{ϵ} и $H_{\kappa, n. y.}$ имеют следующую структуру и содержание

$$H_{\epsilon} = \begin{bmatrix} h_{\epsilon}^1 \\ \vdots \\ h_{\epsilon}^i \\ \vdots \\ h_{\epsilon}^n \end{bmatrix}; H_{\kappa, n. y.} = \begin{bmatrix} H_{\kappa} \\ \text{---} \\ H_{n. y.} \end{bmatrix}; H_{\kappa} = \begin{bmatrix} h_{\kappa}^1 \\ \vdots \\ h_{\kappa}^j \\ \vdots \\ h_{\kappa}^r \end{bmatrix}; H_{n. y.} = \begin{bmatrix} h_{n. y.}^1 \\ \vdots \\ h_{n. y.}^p \\ \vdots \\ h_{n. y.}^s \end{bmatrix},$$

где h_{ϵ}^i – величина пакета (фрагмента) трафика, передаваемого через i -ю ветвь сети; H_{κ} , $H_{n. y.}$ – векторы величин пакетов трафика, возникающего в контурах сети и поступающего на ее узлы размерностей r и s соответственно; h_{κ}^j – величина пакета трафика в j -м контуре сети; $h_{n. y.}^p$ – величина пакета внешнего трафика, поступающего в сеть и убывающего из сети через p -ю пару узлов.

Контравариантный закон преобразования тензора Λ формализуем с помощью соотношения

$$\Lambda_{\epsilon} = C \Lambda_{\kappa, n. y.},$$

где Λ_{ϵ} , $\Lambda_{\kappa, n. y.}$ – проекции одновалентного тензора интенсивностей трафика Λ , представленные в виде векторов размерности n во введенных выше координатных системах отдельных ветвей сети, а также независимых контуров и пар узлов. Далее будет проиллюстрировано, что именно эта зависимость определяет порядок распределения трафика по исходящим ветвям (трактам) сети в ходе решения маршрутных задач.

В свою очередь, векторы Λ_{ϵ} и $\Lambda_{\kappa, n. y.}$ имеют составляющие

$$\Lambda_{\epsilon} = \begin{bmatrix} \lambda_{\epsilon}^1 \\ \vdots \\ \lambda_{\epsilon}^i \\ \vdots \\ \lambda_{\epsilon}^n \end{bmatrix}; \Lambda_{\kappa, n. y.} = \begin{bmatrix} \Lambda_{\kappa} \\ \text{---} \\ \Lambda_{n. y.} \end{bmatrix}; \Lambda_{\kappa} = \begin{bmatrix} \lambda_{\kappa}^1 \\ \vdots \\ \lambda_{\kappa}^j \\ \vdots \\ \lambda_{\kappa}^r \end{bmatrix}; \Lambda_{n. y.} = \begin{bmatrix} \lambda_{n. y.}^1 \\ \vdots \\ \lambda_{n. y.}^p \\ \vdots \\ \lambda_{n. y.}^s \end{bmatrix},$$

где λ_g^i – битовая интенсивность трафика, передаваемого через i -ю ветвь сети; $\Lambda_k, \Lambda_{n.y.}$ – векторы величины трафика, протекающего в контурах сети и поступающего на ее узлы размерностей r и s соответственно; λ_k^j – битовая интенсивность трафика в j -м контуре сети; $\lambda_{n.y.}^p$ – битовая интенсивность внешнего трафика, поступающего в сеть и убывающего из нее через p -ю пару узлов (полюсов сети).

Проекция тензора задержек T в системе координат ветвей представлена вектором T_g , а в координатной системе независимых контуров и пар узлов – вектором $T_{k.n.y.}$. Эти векторы имеют размерность n и следующую структуру:

$$T_g = \begin{bmatrix} \tau_1^g \\ \vdots \\ \tau_i^g \\ \vdots \\ \tau_n^g \end{bmatrix}; T_{k.n.y.} = \begin{bmatrix} T_k \\ \text{---} \\ T_{n.y.} \end{bmatrix}; T_k = \begin{bmatrix} \tau_1^k \\ \vdots \\ \tau_j^k \\ \vdots \\ \tau_r^k \end{bmatrix}; T_{n.y.} = \begin{bmatrix} \tau_1^{n.y.} \\ \vdots \\ \tau_p^{n.y.} \\ \vdots \\ \tau_s^{n.y.} \end{bmatrix}.$$

Здесь $\tau_i^g, \tau_j^k, \tau_p^{n.y.}$ – задержки передачи пакетов в i -й ветви, в j -м контуре и между p -й парой узлов сети. Векторы T_k и $T_{n.y.}$ имеют размерность r и s соответственно.

Ковариантный характер тензора задержек T обуславливает следующий закон координатного преобразования:

$$T_g = A T_{k.n.y.}, \tag{6}$$

в котором A – матрица ковариантного преобразования размера $n \times n$, связанная с матрицей C условием ортогональности

$$C^t = [A]^{-1}, \tag{7}$$

где $[\bullet]^t$ – операция транспонирования, $[\bullet]^{-1}$ – операция обращения матрицы.

Согласно физике процессов информационного обмена, протекающих в сети, компоненты h_g^i и τ_i^g векторов H_g и T_g связаны между собой соотношением

$$h_g^i = l_g^{ii} \tau_i^g \quad (i = \overline{1, n}), \tag{8}$$

где l_g^{ii} – часть пропускной способности i -й ветви сети, выделенная для обслуживания данного информационного трафика и измеряемая в байт/с.

Также примем во внимание следующие зависимости:

$$\lambda_g^i = d_g^{ii} h_i^g \quad (i = \overline{1, n}), \tag{9}$$

где d_g^{ii} – пакетная интенсивность трафика, т.е. число пакетов в секунду, проходящих по i -й ветви сети. Важно заметить, что при фрагментации пакетов в узле с распределением его фрагментов по исходящим ветвям пакетная интенсивность трафика остается постоянной, тогда как битовая интенсивность (λ_g^i) изменяется.

В соответствии с постулатом второго обобщения Г. Крона [5], в качестве функционального инварианта предлагаемой модели выступают тензорные уравнения, полученные путем

обобщения уравнений (8) и (9) и сохраняющие свою форму неизменной независимо от координатной системы рассмотрения сети:

$$H = L T \quad (10)$$

и

$$\Lambda = D H, \quad (11)$$

где L – тензор резервируемых в интересах данного величин трафика пропускных способностей координатных путей сети, проекции которого в каждой частной системе координат имеют вид матрицы $\|l^{ij}\|$ ($i, j = \overline{1, n}$) размера $n \times n$, D – тензор пакетной интенсивности трафика, проекции которого в произвольной системе координат имеют вид матрицы $\|d^{ij}\|$ ($i, j = \overline{1, n}$) размера $n \times n$. Следует отметить, что в координатной системе ветвей тензоры L и D имеет вид диагональных матриц.

Приняв во внимание выражения (8), (9), (10), (11), можно сделать вывод о том, что тензор L является дважды контравариантным метрическим тензором, проекции которого при смене координатной системы преобразуются следующим образом:

$$L_{\sigma} = C L_{k.n.y.} C^t \text{ и } L_{k.n.y.} = A^t L_{\sigma} A, \quad (12)$$

где L_{σ} , $L_{k.n.y.}$ – проекции тензора L в системах координат ветвей сети и независимых контуров и пар узлов.

Вид функционального уравнения сети (12) в системе координат КПУ примет вид

$$H_{k.n.y.} = L_{k.n.y.} T_{k.n.y.} \quad (13)$$

Чтобы обеспечивалось существование решений и однозначная их интерпретация, матричное уравнение (13) должно представлять собой систему из n скалярных уравнений с n неизвестными. В зависимости от характера решаемой задачи по расчету искомым параметров, n неизвестных могут произвольно перераспределяться между составляющими векторов $H_{k.n.y.}$ и $T_{k.n.y.}$. Предельными являются случаи, когда полностью известны компоненты одного из этих векторов.

Рассмотрим особенности расчета однопродуктовых двухполюсных сетей в рамках изложенной выше тензорной модели, представленной 1-сетью. Причем под однопродуктовой двухполюсной сетью понимается модель ТКС, в которой протекает один трафик (продукт) между заданной парой узлов (полюсами сети), из которых один источник, а второй получатель информации. Анализ предложенной модели ограничивается рассмотрением лишь однопродуктовых сетей ввиду одномерности воздействующих величин и величин отклика, связанных с каждым элементом сети.

В качестве приложения тензорных моделей к расчету ТКС обеспечим решение задачи многопутевой маршрутизации с требуемой задержкой передачи пакета. Результатом решения поставленной задачи является порядок распределения трафика в узлах сети с фрагментацией (дефрагментацией) пакетов с учетом состояния ТКС. К характерной особенности подобных задач следует отнести наличие условия

$$T_k = 0, \quad (14)$$

накладываемого на контурные компоненты вектора $T_{k.n.y.}$. Выполнение условия (14) гарантирует, с одной стороны, отсутствие циклов в маршрутах передачи фрагментов пакета между выбранной парой отправитель-получатель, а с другой – минимально одинаковое время задержки передачи для всех фрагментов [6].

При решении задачи многопутевой маршрутизации к r известным контурным компонентам вектора $T_{к.п.у.}$ (14) добавляются s известных компонент вектора $H_{к.п.у.}$ – координаты вектора $H_{п.у.}$, определяющие, в свою очередь, величину пакета трафика, поступающего или убывающего из узлов сети. Подобные исходные данные исключают возможность непосредственного расчета неизвестных компонент векторов $H_{к.п.у.}$ и $T_{к.п.у.}$ путем непосредственного решения функционального уравнения, заданного в форме (13). Для успешного решения задачи целесообразно использовать специальную форму векторов $H_{к.п.у.}$ и $T_{к.п.у.}$, т.е. уравнение (13) представим в виде

$$\begin{bmatrix} H_{к.} \\ \text{---} \\ H_{п.у.} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{к.п.у.}^{(1)} & | & L_{к.п.у.}^{(2)} \\ \text{---} & | & \text{---} \\ L_{к.п.у.}^{(3)} & | & L_{к.п.у.}^{(4)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{к.} \\ \text{---} \\ T_{п.у.} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

где

$$\begin{bmatrix} L_{к.п.у.}^{(1)} & | & L_{к.п.у.}^{(2)} \\ \text{---} & | & \text{---} \\ L_{к.п.у.}^{(3)} & | & L_{к.п.у.}^{(4)} \end{bmatrix} = L_{к.п.у.}$$

Тогда согласно выражению (15) имеют место соотношения:

$$H_{к.} = L_{к.п.у.}^{(1)} T_{к.} + L_{к.п.у.}^{(2)} T_{п.у.}, \quad (16)$$

$$H_{п.у.} = L_{к.п.у.}^{(3)} T_{к.} + L_{к.п.у.}^{(4)} T_{п.у.}. \quad (17)$$

Равенство нулю первого слагаемого ввиду выполнения условия (14) преобразует выражение (17) к виду

$$\begin{bmatrix} H_{п.у.}^{(1)} \\ \text{---} \\ H_{п.у.}^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{к.п.у.}^{(4,1)} & | & L_{к.п.у.}^{(4,2)} \\ \text{---} & | & \text{---} \\ L_{к.п.у.}^{(4,3)} & | & L_{к.п.у.}^{(4,4)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{п.у.}^{(1)} \\ \text{---} \\ T_{п.у.}^{(2)} \end{bmatrix}, \quad (18)$$

где

$$\begin{bmatrix} H_{п.у.}^{(1)} \\ \text{---} \\ H_{п.у.}^{(2)} \end{bmatrix} = H_{п.у.}; \quad \begin{bmatrix} L_{к.п.у.}^{(4,1)} & | & L_{к.п.у.}^{(4,2)} \\ \text{---} & | & \text{---} \\ L_{к.п.у.}^{(4,3)} & | & L_{к.п.у.}^{(4,4)} \end{bmatrix} = L_{к.п.у.}^{(4)}; \quad \begin{bmatrix} T_{п.у.}^{(1)} \\ \text{---} \\ T_{п.у.}^{(2)} \end{bmatrix} = T_{п.у.}.$$

В выражении (18) компоненты вектора $H_{п.у.}$ изначально известны, при этом первая компонента $H_{п.у.}^{(1)}$ – относится к полюсам сети, т.е. узлам, через которые трафик поступает в сеть или убывает из нее, а вторая компонента $H_{п.у.}^{(2)}$ имеет отношение к оставшимся узлам сети, внешний трафик через которые ввиду двухполюсности сети по определению равен нулю. Компоненты вектора $T_{п.у.}$ по условиям задачи частично известны – вектор $T_{п.у.}^{(1)}$, опреде-

ляющий требования к предельной задержке передачи пакета, а частично нет – вектор $T_{n,y}^{(2)}$. Компоненты матрицы $L_{k,n,y}^{(4)}$, определяющие величину пропускной способности ветвей, подлежащую резервированию, являются искомыми величинами.

Исходя из выражения (18), можно получить систему двух матричных уравнений

$$H_{n,y}^{(1)} = L_{k,n,y}^{(4,1)} T_{n,y}^{(1)} + L_{k,n,y}^{(4,2)} T_{n,y}^{(2)}, \quad (19)$$

$$H_{n,y}^{(2)} = L_{k,n,y}^{(4,3)} T_{n,y}^{(1)} + L_{k,n,y}^{(4,4)} T_{n,y}^{(2)}. \quad (20)$$

Равенство нулю вектора $H_{n,y}^{(2)}$ позволяет из уравнения (20) получить выражение для расчета вектора $T_{n,y}^{(2)}$

$$T_{n,y}^{(2)} = - \left[L_{k,n,y}^{(4,4)} \right]^{-1} L_{k,n,y}^{(4,3)} T_{n,y}^{(1)},$$

подставляя которое в уравнение (19), получаем неравенство

$$H_{n,y}^{(1)} \leq \left(L_{k,n,y}^{(4,1)} - L_{k,n,y}^{(4,2)} \left[L_{k,n,y}^{(4,4)} \right]^{-1} L_{k,n,y}^{(4,3)} \right) T_{n,y}^{(1)}. \quad (21)$$

Выполнение условий неравенства (21) гарантирует удовлетворение требований, касающихся величины временной задержки передачи пакета в сети.

Метод многопутевой маршрутизации с фрагментацией пакетов в узлах сети

На основании полученных выше результатов можно определить следующий метод многопутевой маршрутизации информационного трафика с поддержкой QoS.

Во-первых, производится предварительная оценка возможности принятия к обслуживанию сетью информационного трафика с заданными параметрами качества.

Оценка производится путем расчета минимального времени многопутевой транспортировки пакета заданной величины с использованием всех доступных сетевых ресурсов. В рамках предложенной тензорной модели ввиду известности векторов $H_{n,y}$ и T_k согласно выражению (16) рассчитывается вектор $T_{n,y}^\partial$.

$$T_{n,y}^\partial = \left[L_{k,n,y}^{(4)\partial} \right]^{-1} H_{n,y} - \left[L_{k,n,y}^{(4)\partial} \right]^{-1} L_{k,n,y}^{(3)\partial} T_k,$$

где $L_{k,n,y}^{(3)\partial}$ и $L_{k,n,y}^{(4)\partial}$ матрицы, получаемые из выражений (15), если в уравнения (12) вместо L_g подставить L_g^∂ . По значениям координат $T_{n,y}^\partial$ оценивается минимальная задержка передачи пакета заданной длины. Кроме того, производится расчет в каждой ветви максимальной пакетной интенсивности d_g^{ii} ($i = \overline{1, n}$), которую она может обслужить при соответствующих значениях длины фрагмента h^i и максимальной битовой интенсивности трафика λ^i , которая, в свою очередь, не может превышать пропускную способность ветви l_g^{ii} . При распределении трафика, проводя фрагментацию пакетов в узлах, его пакетная интенсивность остается постоянной, т.е. одинаковой для всех ветвей, через которые транспортируется трафик сетью. Для предотвращения перегрузки ветвей сети за максимально возможную пакетную интенсивность трафика, поступающего в сеть, принимается минимальное значение из множества

величин пакетных интенсивностей в ветвях сети. По рассчитанной пакетной интенсивности определяется максимально возможная величина битовой интенсивности λ (9), с которой трафик может обслуживаться сетью.

Если оцениваемая величина задержки пакета и битовая интенсивность трафика удовлетворяют требованиям исходных данных, то информационный трафик принимается сетью к обслуживанию, в противном случае – получает отказ. В ряде случаев, когда вопрос доступности сетевых ресурсов не является острым, оценка возможности принятия трафика к обслуживанию сетью может не проводиться, т.е. первый этап метода может быть опущен.

Во-вторых, производится расчет величин пропускных способностей ветвей сети, подлежащих резервированию путем определения диагональных значения матрицы L_g .

Расчет осуществляется согласно условию (21), но исходя из того, что резервирование сетевых ресурсов в общем случае можно произвести множеством способом, формализацию процедуры резервирования можно осуществить, например, путем решения следующей оптимизационной задачи.

Необходимо минимизировать стоимость резервирования сетевых ресурсов, значение которой выражено целевой функцией

$$W = V^T L_g^{(v)}, \quad (22)$$

где V – вектор весовых коэффициентов размерности n , координаты v_i ($i = \overline{1, n}$) которого характеризуют удельную стоимость резервирования единицы пропускной способности i -й ветви сети; $L_g^{(v)}$ – вектор величин зарезервированных пропускных способностей ветвей сети, n координат которого соответствуют диагональным элементам матрицы L_g , т.е.

$$L_g = \text{diag}(L_g^{(v)}). \quad (23)$$

Минимизацию функции (22) необходимо проводить в соответствии с ограничениями (12) и (21), ограничением

$$L_g \leq L_g^{\partial}, \quad (24)$$

а также ограничением

$$\Lambda_g \leq L_g^{(v)}, \quad (25)$$

которое вводится для предотвращения перегрузки ветвей сети, т.е. битовая интенсивность трафика в каждой из них не должна превышать пропускной способности ветви, выделенной для обслуживания данного трафика.

В системе координат ветвей сети выражение (11) принимает вид

$$\Lambda_g = D_g H_g,$$

где H_g рассчитывается согласно зависимости (5), в которой, в свою очередь,

$$H_{k.n.y.} = \begin{bmatrix} H_k \\ \dots \\ H_{n.y.} \end{bmatrix} \text{ и } H_k = L_{k.n.y.}^{(2)} \left[L_{k.n.y.}^{(4)} \right]^{-1} H_{n.y.} \quad (26)$$

С учетом (5) и (26) ограничение (25) принимает вид

$$D_g C \left[\begin{array}{c} L_{к.н.у.}^{(2)} \cdot \left[L_{к.н.у.}^{(4)} \right]^{-1} H_{н.у.} \\ \hline H_{н.у.} \end{array} \right] \leq L_g^{(v)}. \quad (27)$$

Расчет вектора $L_g^{(v)}$ в рамках решения сформулированной оптимизационной задачи с целевой функцией (22) и ограничениями (12), (21), (24) и (27) гарантирует минимальную стоимость резервирования необходимых сетевых ресурсов. Подобная постановка задачи характерна для задач структурного синтеза, в частности, задачи выбора топологии и пропускных способностей трактов сети. В этой связи для ее решения могут быть применены известные методы – метод замены ветвей, метод устранения ветвей, метод насыщенного сечения, а также всевозможные модификации перечисленных методов, например, метод М-структур [9]. При этом вычислительная сложность реализации перечисленных методов существенно снижается, так как начальная структура сети выбирается не случайно, а соответствует заданной в исходных данных (рис. 1).

В процессе решения задачи также необходимо отслеживать выполнение условия

$$h_g^i \geq h_{\min} \quad i = \overline{1, n},$$

где h_{\min} – минимальная величина пакета, передаваемого в сети, не подлежащая дальнейшей фрагментации.

Пример расчета сети

В качестве примера произведем расчет ТКС, структура которой представлена топологической моделью 1-сети (рис. 1). Параметры трафика представлены величиной его битовой интенсивности $\lambda = 9000$ байт/с, исходной величиной пакета $h = 500$ байт и требуемой задержкой передачи пакета $\tau = 0.13$ с. Необходимо, во-первых, рассчитать величины пропускных способностей ветвей, которые подлежат резервированию при обслуживании данного трафика и представлены в виде диагональных элементов матрицы L_g , а во-вторых, определить порядок фрагментации (дефрагментации) пакетов в узлах сети. При этом величины доступных пропускных способностей ветвей сети заданы в виде диагональных элементов матрицы

$$L_g^0 = \begin{vmatrix} 12000 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 6000 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 19000 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 8000 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10000 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 18000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 12000 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 9000 \end{vmatrix}.$$

Для решения поставленной задачи выбор базисных путей в системах координат ветвей и независимых контуров и пар узлов, заданных последовательностью входящих в них узлов, приведен в таблице.

Система координат	Направленность базисного пути, имеющего номер							
	1	2	3	4	5	6	7	8
Ветвей сети	$Y1 \Rightarrow Y2$	$Y1 \Rightarrow Y3$	$Y2 \Rightarrow Y3$	$Y2 \Rightarrow Y4$	$Y3 \Rightarrow Y5$	$Y5 \Rightarrow Y4$	$Y4 \Rightarrow Y6$	$Y5 \Rightarrow Y6$
Контуров и пар узлов	$Y1 \Rightarrow Y2$	$Y2 \Rightarrow Y4$	$Y4 \Rightarrow Y6$	убыв. из $Y6$	убыв. из $Y4$	убыв. из $Y5$	убыв. из $Y2$	убыв. из $Y3$

Координаты ко- и контравариантных тензоров в различных системах координат рассмотрения сети увязаны между собой следующим образом:

$$\begin{cases}
 \tau_1^\alpha = \tau_1^{к.п.у.} + \tau_7^{к.п.у.}; \\
 \tau_2^\alpha = \tau_2^{к.п.у.}; \\
 \tau_3^\alpha = -\tau_7^{к.п.у.} + \tau_8^{к.п.у.}; \\
 \tau_4^\alpha = \tau_2^{к.п.у.} + \tau_5^{к.п.у.} - \tau_7^{к.п.у.}; \\
 \tau_5^\alpha = \tau_6^{к.п.у.} - \tau_8^{к.п.у.}; \\
 \tau_6^\alpha = \tau_5^{к.п.у.} + \tau_6^{к.п.у.}; \\
 \tau_7^\alpha = \tau_3^{к.п.у.} + \tau_4^{к.п.у.} - \tau_5^{к.п.у.}; \\
 \tau_8^\alpha = \tau_4^{к.п.у.} - \tau_6^{к.п.у.}
 \end{cases}
 \begin{cases}
 h_\alpha^1 = h_{к.п.у.}^1; \\
 h_\alpha^2 = -h_{к.п.у.}^1 + h_{к.п.у.}^4 + h_{к.п.у.}^5 + h_{к.п.у.}^6 + h_{к.п.у.}^7 + h_{к.п.у.}^8; \\
 h_\alpha^3 = h_{к.п.у.}^1 - h_{к.п.у.}^2 - h_{к.п.у.}^7; \\
 h_\alpha^4 = h_{к.п.у.}^2; \\
 h_\alpha^5 = -h_{к.п.у.}^2 + h_{к.п.у.}^4 + h_{к.п.у.}^5 + h_{к.п.у.}^6; \\
 h_\alpha^6 = -h_{к.п.у.}^2 + h_{к.п.у.}^3 + h_{к.п.у.}^5; \\
 h_\alpha^7 = h_{к.п.у.}^3; \\
 h_\alpha^8 = -h_{к.п.у.}^3 + h_{к.п.у.}^4.
 \end{cases}
 \quad (28)$$

Согласно выражениям (28) матрицы ко- и контравариантного преобразования A и C имеют следующий вид:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (29)$$

Согласно значениям матриц A и C (29) выполнение условия ортогональности (7) подтверждает тензорный характер величин Λ , H и T , а также разнотипность законов их координатного преобразования.

В рамках доступных ресурсов задержка передачи пакета исходного объема (500 байт) составит 0.08 с, пакетная интенсивность трафика в четвертой ветви определит максимально возможное значение пакетной интенсивности на входе в сеть (32 пакета/с). Согласно выражению (9) максимальная битовая интенсивность трафика, поступающего в сеть, не должна превышать 16000 байт/с. В соответствии с полученными результатами предварительных расчетов трафик может быть обслужен сетью.

Допустимое решение задачи может быть представлено в виде следующей матрицы

$$L_g = \begin{pmatrix} 9000 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2000 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 17000 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 4000 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 8000 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 18000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 9500 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4000 \end{pmatrix},$$

удовлетворяющей условиям (12), (21), (24) и (27). Оставшаяся часть канальных ресурсов может быть использована для обслуживания других информационных трафиков.

Тогда в соответствии с выражениями (12), (16), (17) или (26)

$$T_{n.y.}^t = [0.1317 \quad 0.0967 \quad 0.09 \quad 0.0435 \quad 0.0541]; H_K^t = [391.84 \quad 212.62 \quad 333.02].$$

Решение задачи определяют рассчитываемые из выражения (5) компоненты вектора H_g , которые характеризуют величины фрагментов, передаваемых в каждой ветви сети:

$$H_g^t = [391.84 \quad 108.16 \quad 179.22 \quad 212.62 \quad 287.38 \quad 120.40 \quad 333.02 \quad 166.98].$$

Первая координата вектора $T_{n.y.}$ определила минимальную временную задержку (0.13 с), с которой путем фрагментации (дефрагментации) пакет величиной 500 байт будет передан от первого узла к шестому (рис. 1). В качестве проверки произведем расчет максимальной пакетной и битовой интенсивности трафика, с который пакеты могут поступать в сеть. Согласно выражению (9) имеем

$$D = \text{diag}(22.9686 \quad 18.4911 \quad 94.8545 \quad 18.8131 \quad 27.8375 \quad 149.4951 \quad 28.5266 \quad 23.9554).$$

Таким образом, за максимально возможную пакетную интенсивность трафика, поступающего в сеть, примем величину 18 пакетов/с, что соответствует $\lambda = 9000$ байт/с при величине пакета 500 байт. Подобный результат решения задачи определил для внешнего трафика интенсивностью 9000 байт/с и величиной пакета 500 байт следующий порядок его распределения и фрагментации (дефрагментации) пакетов в узлах сети (рис. 2), реализуя тем самым многопутевую стратегию маршрутизации. На рис. 2 в каждом тракте указано направление передачи трафика, а также в числителе – величину битовой интенсивности трафика (байт/с), в знаменателе – величину передаваемого пакета/фрагмента (байт).

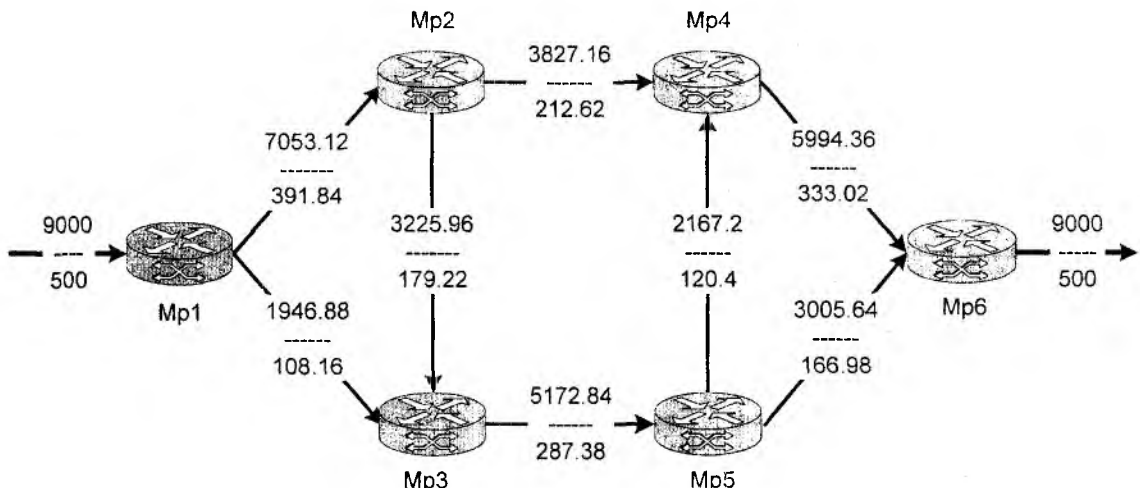


Рис. 2

Для транспортировки пакетов трафика в рамках полученных решений используется четыре маршрута:

- первый – $Mr1 \Rightarrow Mr2 \Rightarrow Mr4 \Rightarrow Mr6$;
- второй – $Mr1 \Rightarrow Mr2 \Rightarrow Mr3 \Rightarrow Mr5 \Rightarrow Mr6$;
- третий – $Mr1 \Rightarrow Mr2 \Rightarrow Mr3 \Rightarrow Mr5 \Rightarrow Mr4 \Rightarrow Mr6$;
- четвертый – $Mr1 \Rightarrow Mr3 \Rightarrow Mr5 \Rightarrow Mr6$.

Рекомендации по реализации предложенного метода маршрутизации

Предложенный метод многопутевой маршрутизации ориентирован на применение в сетях следующего поколения NGN с внедрением элементов активных технологий на ее узлах. Реализация модели «от источника» в процессе решения маршрутных задач позволит сосредоточить «интеллект» сети на ее границе, т.е. основные расчеты будут производиться приграничными маршрутизаторами. Управление же обработкой пакетов на транзитных узлах, в том числе их фрагментацией и дефрагментацией, будет осуществляться с учетом состояния сети в соответствии с содержимым полей ACPI пакета. При этом подобное поле может содержать лишь первый из фрагментов, следующий по установленному на приграничном узле маршруту.

Применение разработанного метода маршрутизации в современных и перспективных мультисервисных сетях с пакетной коммутацией позволит обеспечить предоставление услуг связи гарантированного качества разнородным информационным трафикам. В рамках модели ТКС и метода маршрутизации показателями качества обслуживания выступали полоса пропускания и задержка передачи пакетов, что отвечает, например, принятым в рамках технологии ATM типам QoS – CBR (Constant Bit Rate) и RT-VBR (Real Time Variable Bit Rate) [1]. При этом обеспечение QoS производится «из конца в конец» (hard QoS) с резервированием необходимых сетевых ресурсов – пропускной способности трактов передачи, буферной емкости и процессорного времени на узлах сети. В реальных телекоммуникационных сетях для повышения масштабируемости получаемых решений услуги с обеспечением hard QoS могут быть дополнены механизмами soft QoS, например, DiffServ.

Для установления в сети рассчитанных маршрутов необходимо использовать специальный протокол сигнализации, обеспечивающий сбор информации о состоянии ТКС – номинальных и доступных величинах пропускных способностей трактов передачи. За основу подобного протокола целесообразно взять расширенный RSVP (Resource Reservation Protocol) или SCR-LDP (Signalling Constraint-based Routed Label Distribution Protocol), используемые в сетях MPLS с TE.

Выводы

Таким образом, в работе предложена тензорная модель решения маршрутных задач с адаптивной фрагментацией (дефрагментацией) пакетов в транзитных узлах телекоммуникационной сети. В отличие от ранее предложенных тензорных моделей ТКС [6–8] с целью учета потоковой модели трафика увеличена валентность тензора как основы математического описания сети за счет расширения перечня параметров трафика, принимаемых к рассмотрению при решении расчетных задач.

В рамках предложенной модели разработан метод маршрутизации информационных потоков, который отвечает принципам концепций Traffic Engineering и Active Network. Согласно первой концепции в сети реализуется многопутевая стратегия маршрутизации, обеспечивающая сбалансированную загрузку доступных ресурсов ТКС. Новизна метода маршрутизации в рамках концепции AN состоит во введении процедур фрагментации (дефрагментации) пакетов с учетом доступных сетевых ресурсов и параметров обслуживаемого трафика. Решение возникающей оптимизационной задачи, связанной с распределением ресурсов сети, может быть обеспечено известными методами структурного синтеза (метод замены ветвей, метод устранения ветвей, метод насыщенного сечения, метод M-структур) с ограничениями на величины доступных пропускных способностей трактов сети.

Работа метода продемонстрирована на численном примере расчета сети с решением задачи многопутевой маршрутизации с поддержкой в заданных пределах основных показателей QoS, в качестве которых выступали требуемая полоса пропускания и предельная задержка передачи пакетов.

Развитие предложенного подхода видится в расширении предметной области тензорного описания ТКС с потоковой моделью трафика на случай многопродуктовых многополюсных сетей по аналогии с моделями, описанными в [7] и [8], с последующим решением задач функционального и структурного синтеза.

Список литературы: 1. Гургенидзе А.Т., Кореш В.И. Мультисервисные сети и услуги широкополосного доступа. СПб.: Наука и техника, 2003. 400 с. 2. Иванов П. Активные сети // Сети, 1999. №10. С. 14 – 24. 3. Клейнрок Л. Вычислительные системы с очередями. М.: Мир, 1979. 600 с. 4. Вишневецкий В.М. Теоретические основы проектирования компьютерных систем. М.: Техносфера, 2003. 512 с. 5. Крон Г. Тензорный анализ сетей: Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1978. 719 с. 6. Лемешко А.В. Особенности моделирования двухполюсной сети связи ортогональной сетью в рамках тензорного анализа // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 16 – 25. 7. Лемешко А.В. Тензорный подход к моделированию мультисервисных сетей с поддержкой услуг связи гарантированного качества // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 33 – 41. 8. Лемешко А.В. Мультитензорное представление многопродуктовой многополюсной модели телекоммуникационной сети // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии. Харьков: НАКУ «ХАИ», 2003. Вып. 21. С. 92 – 101. 9. Зайченко Ю.П., Гонта Ю.В. Структурная оптимизация сетей ЭВМ. К.: Техника, 1986. 168 с.

*Харьковский институт Военно-Воздушных Сил
имени Ивана Кожедуба*

Поступила в редколлегию 07.05.2004

ПРИМЕНЕНИЕ АППАРАТА РАСКРАШЕННЫХ СЕТЕЙ ПЕТРИ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СЕТЕЙ

Введение

До середины 80-х годов основной задачей при проектировании систем связи было обеспечение высокой пропускной способности по приемлемой цене. Так как эта цель была отчасти достигнута с развертыванием волоконно-оптических систем и внедрением технологий SDH, В-ISDN, АТМ, на телекоммуникационном рынке приобретает значимость другой фактор – возможность быстрого развития комплексных телекоммуникационных услуг, удовлетворяющих растущие потребности абонентов. В телефонных сетях эта тенденция проявляется во внедрении различных дополнительных услуг, таких как бесплатный вызов, вызов с повышенной оплатой, вызов по предоплаченной или кредитной карте, телеголосование, виртуальная частная сеть и др. В широкополосных сетях существуют ещё большие возможности для новых услуг (интерактивные мультимедийные приложения, «видео по требованию» и т.п.). Концепция интеллектуальной сети (IN) была разработана для более быстрого внедрения таких новых услуг с максимально эффективным использованием существующей инфраструктуры телекоммуникационной сети.

Проектирование и построение IN предполагает необходимость разработки методов анализа работы IN в различных её конфигурациях. IN имеет ряд специфических свойств, которые усложняют задачу ее моделирования. К таким свойствам IN относятся: распределенный характер сети и зависимость ее свойств от варианта распределения функциональных объектов IN по ее физическим узлам, сложная структура предоставляемых сетью услуг и, как следствие, сложные алгоритмы взаимодействия между ее узлами.

Постановка задачи и обзор существующих моделей IN

Основной идеей архитектурной концепции IN является отделение функций коммутации от функций предоставления услуг и распределение их по различным функциональным подсистемам [1–3]. Функции коммутации, как и для традиционных сетей, остаются в базовой сети связи, а функции управления, создания и внедрения услуг выносятся в создаваемую отдельно от базовой сети «интеллектуальную надстройку», взаимодействующую с базовой сетью посредством стандартизированных интерфейсов. Таким образом, архитектура IN представляет собой распределенную систему, в которой все функции коммутации, управления обслуживанием, создания, модификации и предоставления услуг разделены на небольшое количество модулей, взаимодействие между которыми обеспечивают стандартные интерфейсы, а перечень функций каждого модуля строго определен. Такие модули получили название функциональных объектов, причем существует несколько вариантов распределения этих объектов по физическим узлам IN [2], от централизованного, при котором все необходимые функции интегрированы в одном-двух узлах, до наиболее распределенного, при котором предоставление услуги предполагает взаимодействие нескольких типов узлов, наиболее важными из которых являются SSP, SCP, IP и SDP. Чем сложнее услуга и чем больше масштабы IN, тем сложнее будет и алгоритм взаимодействия узлов сети.

Все эти особенности делают IN сложным объектом для анализа и моделирования. Созданные до настоящего времени и представленные в литературе модели IN являются значительно упрощенными по сравнению с реальными платформами IN и имеют ряд ограничений. В целом существующие модели IN можно разделить на два больших класса:

1. Модели для анализа работы IN и получения таких характеристик, как временные задержки при обслуживании, нагрузка, поступающая на отдельные узлы IN, вероятность отказа в обслуживании и т.п. При их построении использовался аппарат теории массового обслуживания, и в большинстве из этих существующих на данный момент моделей рассматри-

ваются только два типа узлов IN – SSP и SCP или при этом взаимодействие с узлами IP и SDP либо не учитывается, либо предполагается, что функции этих узлов реализованы в узлах SSP и SCP (работы A. Arvidsson, S. Pettersson, L. Angelin, B. Carlsson, P. Davidsson, S. Johansson, M. Ohlin, A. Patel, K. Prouskas, J. Barria, J.Pitt, D.E. Smith, M.P. Rumsewicz, C. Nyberg, B. Olin, R. Girao, S. Silva, A. Lavrador, T. Gomes и др.). Такая архитектура может иметь место в реальных IN на начальных этапах развертывания, но по мере роста масштабов IN и их развития операторы приходят к более распределенной и гибкой архитектуре. Существует, однако, и несколько моделей, в которых помимо узлов SSP и SCP рассмотрены также узел IP или SDP, а иногда и оба этих узла, однако общее количество узлов в таких моделях ограничено из-за сложности ее анализа и составляет, как правило, не более двух узлов каждого типа. Такие модели представлены в работах H. Nyberg, B. Olin, Marcos Bafutto, Michael Schopp, P.J. Kuhn, F. Lodge, T. Curran.. В статьях Per-Oddvar Osland и Arne Folkestad описана модель, рассматривающая взаимодействие SCP и SDP, но работа сети на участке SSP-SCP авторами не рассматривалась. Наиболее близкие к реальным IN модели представлены в работах авторов L. Orozco-Barbosa, D. Makrakis, N.D. Georganas и Carmelita Gorg, Martin Guntermann, Stephan Kleier, но и в них использовался ряд существенных ограничений и допущений. Большая часть представленных в литературе моделей является имитационной, аналитические методы анализа связаны с очень сложными и громоздкими вычислениями и применяются при моделировании небольших по размеру IN и предполагает ряд существенных ограничений и допущений.

2. Модели, созданные для верификации услуг IN. В таких моделях рассматривалась только логика услуги и правильность алгоритма обработки (отсутствие в нем циклов и тупиков), но не принималась во внимание ограниченность ресурсов сети, необходимых для выполнения услуги. Для построения таких моделей использовались сети Петри, объектно-ориентированный подход, SDL.

Целью данной работы является обоснование выбора математического аппарата для моделирования IN и построение модели с целью анализа ее работы и качества обслуживания абонентов. К модели предъявляются следующие требования:

- максимальная приближенность к реальным IN, т.е. наличие всех наиболее важных ее компонентов (SSP, SCP, SDP, IP), учет задержек при передаче сигнальных сообщений, установлении соединений, взаимодействии с пользователем, учет таких ситуаций, как отказ оборудования, ошибка абонента или его отказ от обслуживания, занятость вызываемого абонента и т.п.;

- масштабируемость, т.е. возможность анализа как небольших, так и широкомасштабных IN с большим количеством узлов;

- гибкость, т.е. возможность анализа работы IN в различных ее конфигурациях (при разных вариантах распределения функциональных объектов по физическим узлам сети);

- в модели должны быть рассмотрены различные классы услуг, в первую очередь наиболее популярные из них – FPH, PRM, ACC, CCC, VOT.

Сети Петри и моделирование систем

Как уже было сказано выше, IN представляет собой сложный объект для моделирования и анализа. Причиной этого являются такие неотъемлемые свойства IN, как распределенный характер сети и сложные алгоритмы взаимодействия между ее узлами. Модель такого объекта будет представлять собой комплекс взаимодействующих, взаимосвязанных и взаимозависимых компонентов со сложными причинно-следственными связями. В настоящее время разработаны и исследованы разнообразные подходы и методы решения задач моделирования таких систем, одним из которых является теория сетей Петри.

К достоинствам данного аппарата можно отнести:

- наличие графического представления модели, что делает ее более наглядной;

– сходство модели системы в виде сети Петри с неформальным описанием моделируемого объекта и интуитивным представлением о нем, так как понятия состояния, события и потока являются базовыми для многих видов систем;

– небольшое количество базисных элементов, которые тем не менее являются очень мощными средствами описания системы. Это упрощает разработку эффективных методов анализа сетей Петри;

– возможность моделирования параллельных процессов, конфликтных и тупиковых состояний (во многих других подходах действия могут происходить только последовательно, в произвольном порядке);

– наличие четкой семантики, которая однозначно определяет поведение любой сети Петри, что лежит в основе методов формального анализа сетей Петри и позволяет применение программ моделирования;

– наличие ряда методов формального анализа, с помощью которых могут быть доказаны свойства сетей Петри. Так, например, метод достижимых разметок сети Петри позволяет проверить наличие или отсутствие тупиковых состояний, достижимость определенного состояния в системе (например, доставку сообщения или услуги) и т.п.;

– наличие множества программных пакетов, позволяющих создание, редактирование, имитационное моделирование и формальный анализ сетей Петри;

– общий, универсальный характер сетей Петри, вследствие чего они могут применяться для описания множества различных систем.

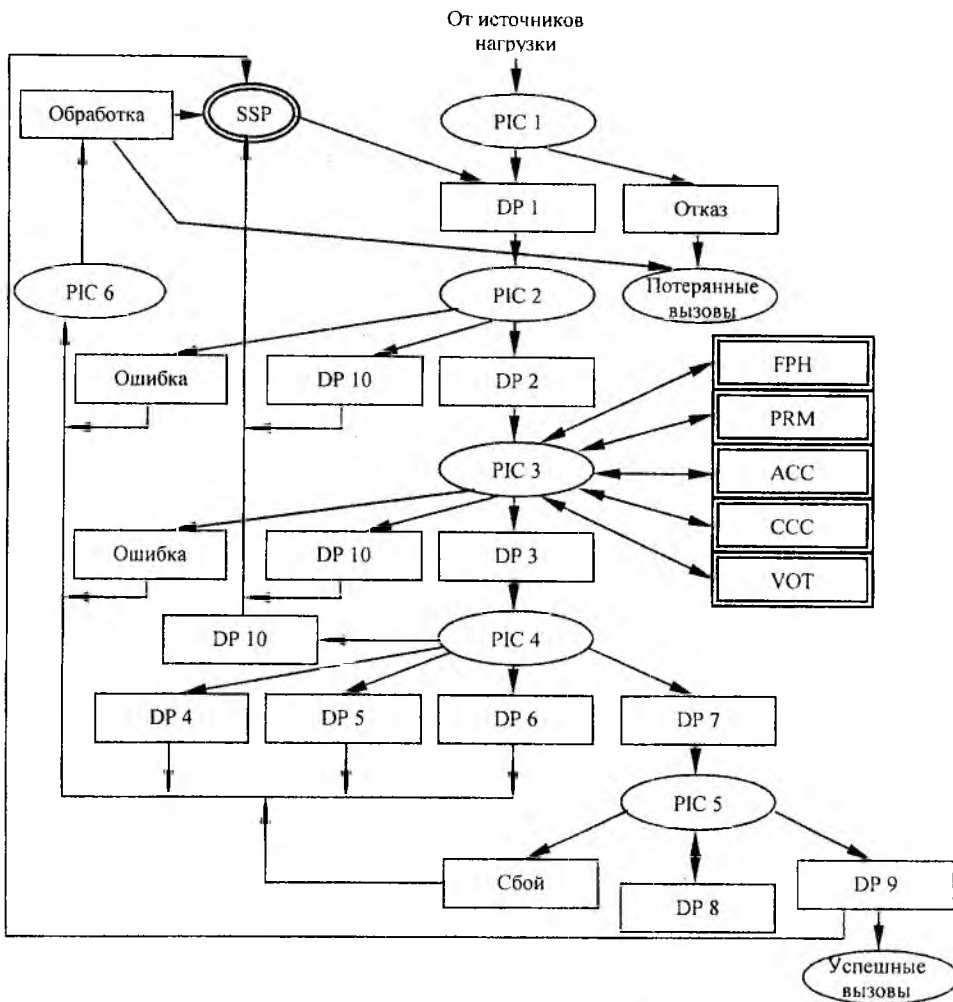
Одним из наиболее известных и популярных расширений базовых сетей Петри являются раскрашенные сети Петри (Coloured Petri Nets – CPN). В классической сети Петри все фишки имеют булевый тип, тогда как в CPN вводится понятие «цвета» фишки, который описывает ее тип, причем он может быть сколь угодно сложным. Такой подход делает CPN модель более лаконичной по сравнению с эквивалентной ей моделью в виде базовой сети Петри, так как одна позиция в таком случае может моделировать множество условий.

В теории сетей Петри принято считать, что переход срабатывает мгновенно. В реальных же системах подавляющее большинство событий происходит за некоторый интервал времени, и эти временные задержки при выполнении определенных операций играют существенную роль при анализе работы многих систем. Для моделирования систем и процессов, при анализе которых необходимо учитывать не только порядок выполнения действий, но и временные характеристики, часто используются временные сети Петри, которые также являются одним из известных расширений базовых сетей Петри. Таким образом, этот аппарат может быть использован не только для исследования функциональных или логических свойств системы (таких как наличие конфликтов, тупиков и т.п.), но и для анализа таких эксплуатационных характеристик, как среднее время ожидания, пропускная способность системы и т.д.

Еще одним расширением базовых сетей Петри являются иерархические сети Петри, которые позволяют строить модели очень больших и сложных систем по модульному принципу, при этом могут использоваться методы описания системы как «сверху вниз», так и «снизу вверх». Существующие модули могут использоваться в модели несколько раз, кроме того, на их основе можно создавать новые модули.

Модель IN

При моделировании IN использовался программный пакет Design/CPN, позволяющий создавать, проводить имитационное моделирование и формальный анализ иерархических временных CPN моделей. При построении модели IN использовался принцип описания системы «сверху вниз». На верхнем уровне представлена модель базового процесса обслуживания вызова, описанная в рекомендации Q.1214. Модель представляет собой совокупность позиций, соответствующих различным состояниям процесса обслуживания вызова (PIC – point in call) и переходов, соответствующих различным точкам обнаружения (DP – detection point) (рис. 1).



PIC 1 – исходное состояние, проверка правомочности исходящей связи;
 PIC 2 – прием информации;
 PIC 3 – анализ информации;
 PIC 4 – маршрутизация и оповещение;
 PIC 5 – активное состояние (разговор);
 PIC 6 – выход по исключению.

DP 1 – исходящий вызов разрешен;
 DP 2 – информация накоплена;
 DP 3 – информация проанализирована;
 DP 4 – маршрут не найден;
 DP 5 – вызываемый абонент занят;
 DP 6 – вызываемый абонент не отвечает;
 DP 7 – ответ;
 DP 8 – запрос дополнительной услуги;
 DP 9 – разъединение;
 DP 10 – отказ от связи.

Рис. 1

CPN модель интеллектуальной сети включает в себя три основных типа позиций:

– позиции, моделирующие алгоритм обработки запросов на услуги. Наличие фишки на одной из таких позиций указывает на то, что в сеть поступил запрос на определенную услугу и его обработка сейчас находится на этапе, соответствующем данной позиции, например, набор пользователем своего PIN-кода, обращение к базе данных, установление соединения с IP и т.п. Фишки, размещенные на таких позициях, представляют собой совокупность пяти параметров: порядкового номера заявки $i = \{1, 2, 3, \dots\}$, типа запрашиваемой услуги $x = \{fph, prm, acc, ccc, vol\}$, порядкового номера заявки в очереди к обслуживающему прибору $j = \{1, 2, 3, \dots\}$, времени поступления в эту очередь $t = \{1, 2, 3, \dots\}$ и причины ошибки c , которая указывается в случае возникновения какого-либо сбоя в обслуживании;

– позиции, моделирующие ресурсы IN, в качестве которых рассмотрены узлы SSP, SCP, SDP и IP. Эти позиции для большей наглядности обозначены на рисунках эллипсом с двойным контуром. Результаты проведенных до настоящего времени исследований показали, что именно эти узлы, в особенности SCP, являются потенциальным «узким местом» в IN [4], поэтому при моделировании акцентировалось внимание на том, что количество этих ресурсов в сети ограничено. Наличие фишек на позициях с одноименными названиями показывает, что соответствующие ресурсы сейчас доступны, а сама фишка представляет собой параметр $r = \{ssp, scp, sdp, ip\}$. Если в сети находится запрос, который требует обслуживания в одном из узлов IN, он будет обслужен только при наличии фишки (или необходимой совокупности фишек) на позиции с одноименным названием. Если же ресурс уже занят обслуживанием другого запроса (фишка из данной позиции уже изъята), то он будет либо отброшен, либо поставлен в очередь;

– вспомогательные позиции, используемые для моделирования источников нагрузки с заданными характеристиками, дисциплины обслуживания в очередях и заданных вероятностей возникновения различных сбоев. Чтобы не загромождать приведенные на рис. 1–2 CPN модели, эти позиции на них не указаны, но на рис. 3. представлены три небольшие CPN модели, поясняющие принцип их применения.

На нижнем уровне представлена глобальная логика услуг IN, рассмотренных при моделировании. Этот нижний уровень представляет собой совокупность пяти CPN моделей, описывающих обработку запросов на услуги FPH, PRM, ACC, CCC и VOT. Обращение к ним происходит в иницилирующих точках (point of initiation – POI) и обозначено на рис. 1 переходами с названиями услуг, а выход – в точках возврата (point of return – POR). Для всех пяти моделируемых услуг точками POI и POR является состояние PIC 3 базового процесса обслуживания [2]. Глобальная логика услуги представляет собой последовательность не зависящих от услуги блоков (service independent building block – SIB) и в общем случае CPN модель, описывающая обработку запроса на услугу IN, имеет вид, показанный на рис. 2.

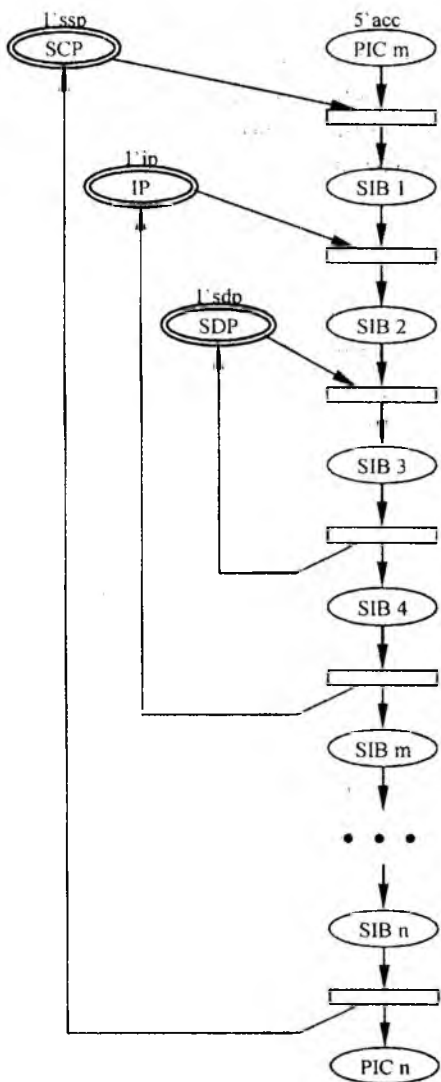
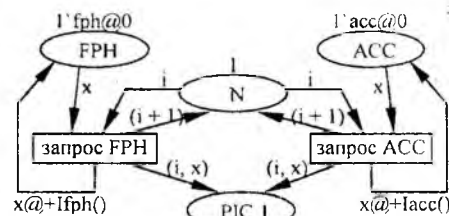
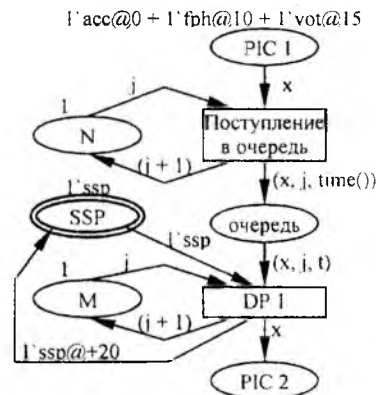


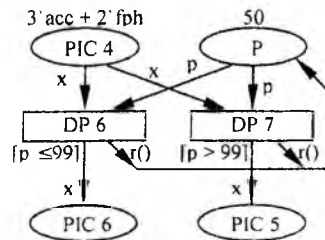
Рис. 2



а



б



в

Рис. 3

На рис. 3а представлена CPN модель источников запросов на два типа услуг – FPH и ACC. Символ «@» используется для указания присвоенной фишке временной метки, которая показывает, что эта фишка может быть использована в тот момент времени, значение которого больше или равно значению временной метки. Позиция «N» используется для присвое-

ния каждому поступающему запросу порядкового номера. Выражение «@+Iacc()» показывает, что текущее значение временной метки фишки, устанавливаемой на позиции «АСС», будет увеличено на число, равное значению функции Iacc(), объявленной при создании модели. При моделировании IN было принято, что потоки запросов являются пуассоновскими, поэтому значения функций Iacc() и Ifph() представляют собой случайные величины с экспоненциальным законом распределения и средними значениями, рассчитанными, исходя из статистических данных об интенсивности поступления запросов на рассматриваемые услуги в реальных IN [5].

На рис. 3б показано обслуживание запросов узлом SSP, при котором запросы, которые не могут быть обслужены немедленно, поступают в очередь с дисциплиной обслуживания FIFO. Функция time() принимает значения, равные моменту срабатывания перехода T .

На рис. 3в представлена CPN модель, показывающая, каким образом при моделировании могут быть заданы вероятности отказа оборудования и различных ошибок при обслуживании. Выражения в квадратных скобках, указанные возле переходов, описывают условия их срабатывания. Значение функции r() представляет собой случайную величину с равномерным законом распределения, равную целому числу от 1 до 100. Таким образом, вероятность срабатывания перехода «DP7» составляет 1%, а перехода «DP6» – 99%.

Как уже было сказано, потенциальным «узким местом» в IN являются ее узлы (SSP, SCP, SDP, IP), а не каналы сигнализации, поэтому при построении модели полагалось, что ресурс сети сигнализации не ограничен, но передача сигнальной информации увеличивает время обслуживания запросов, так как вносит дополнительную задержку. Для расчета среднего значения этой задержки предложена следующая методика.

Расчет задержки сообщений в сети сигнализации

В звене ОКС № 7 сообщения передаются с помощью пакетов, называемых сигнальными единицами – SE. Одно сообщение может передаваться с помощью нескольких SE. Используются три типа SE, которые имеют различное назначение и переменную длину:

- значащие SE (ЗНСЕ) – их длина может быть до 273-х байт;
- сигнальные единицы состояния звена (СЗСЕ), используемые для индикации состояния оконечных устройств и управления звеном сигнализации, их длина может быть 7 или 8 байт;
- заполняющие SE (ЗПСЕ), которые имеют нулевую полезную длину, но их наличие необходимо для оперативного контроля работоспособности звена сигнализации при отсутствии пользовательского сигнального трафика. ЗПСЕ передаются лишь в том случае, когда отсутствуют для передачи ЗНСЕ или СЗСЕ.

При передаче в ОКС № 7 сигнальные единицы СЗСЕ имеют наивысший приоритет. Следующий приоритет принадлежит ЗНСЕ. При передаче SE используется дисциплина обслуживания с относительным приоритетом, ибо нельзя прервать начатую передачу SE.

Простейшая модель канала передачи данных между SSP и SCP и обратно представляет собой одноканальную СМО, в которой обрабатывается три потока сообщений: Z_1 – поток СЗСЕ, имеющий наивысший приоритет; Z_2 – поток транзакций, создаваемый запросами на услуги IN и Z_3 – поток ЗПСЕ, имеющий самый низкий приоритет [3].

Предположим, что поступающие транзакции, а также СЗСЕ и ЗПСЕ образуют простейшие пуассоновские потоки. На самом деле это не так, но принятие экспоненциального распределения обеспечивает некоторый дополнительный запас при расчетах.

Коэффициенты загрузки канала сигнальными единицами СЗСЕ и ЗНСЕ, образующими потоки Z_1 и Z_2 составляют:

$$\rho_1 = \lambda_{c3} \tau_{c3}, \quad \rho_2 = \lambda_{mpk} \tau_{mp}, \quad (1)$$

где τ_{mp} , $\tau_{сз}$ – средние значения времени передачи одной транзакции и СЗСЕ соответственно; λ_{mpk} , $\lambda_{сз}$ – интенсивности поступления транзакций и СЗСЕ соответственно в расчете на одно звено ОКС №7.

Для достижения требуемой производительности и повышения надежности передачи сигнальных сообщений между SSP и SCP обычно используют одновременно несколько звеньев ОКС, количество которых определяется, исходя из требования минимальной загрузки канала, значение которой выбирается в пределах $\rho_{OKC} = 0,2$:

$$n_k = \lambda_{mp} \tau_{mp} / \rho_{OKC}, \quad (2)$$

где λ_{mp} – среднее число транзакций, осуществляемых за одну секунду.

Тогда интенсивность поступления транзакций в расчете на одно звено ОКС №7:

$$\lambda_{mpk} = \lambda_{mp} / n_k. \quad (3)$$

Поскольку всё время канала, не занятое передачей транзакций и СЗСЕ, используется для передачи ЗПСЕ, суммарный коэффициент загрузки канала всегда равен 1, следовательно, коэффициент загрузки канала сигнальными единицами ЗПСЕ, образующими поток Z_3 :

$$\rho_3 = 1 - (\rho_1 + \rho_2). \quad (4)$$

Заявки, поступившие в канал и ожидающие передачи, заносятся в соответствующие очереди O_1 , O_2 и O_3 . В очередях заявки упорядочены по времени их поступления. Когда в канале заканчивается передача очередного сообщения, то управление переходит к программе «Диспетчер», которая выбирает для очередной передачи сообщение с наивысшим приоритетом. Выбранное для передачи сообщение захватывает канал на все время его передачи. Если в систему поступает N простейших потоков сообщений с интенсивностями $\lambda_1, \dots, \lambda_N$, средние длительности передачи сообщений каждого типа соответственно равны τ_1, \dots, τ_N и вторые начальные моменты соответственно $\tau_1^{(2)}, \dots, \tau_N^{(2)}$, то среднее время t_k ожидания в очереди сообщений, имеющих приоритет k , определится соотношением [6]:

$$t_k = \frac{\sum_{i=1}^N \lambda_i \tau_i^{(2)}}{2(1 - R_{k-1})(1 - R_k)} [c], \quad (5)$$

где $R_{k-1} = \rho_1 + \rho_2 + \dots + \rho_{k-1}$; $R_k = \rho_1 + \rho_2 + \dots + \rho_k$.

Используя понятие коэффициента вариации длины сообщений v_i , получим соотношение:

$$t_k = \frac{\sum_{i=1}^N \rho_i \tau_i (1 + v_i^2)}{2(1 - R_{k-1})(1 - R_k)} [c], \quad (6)$$

где $v_i = \sigma_i / \tau_i$; σ_i – среднеквадратичное отклонение времен передачи сообщений i -го типа.

В рассматриваемом случае имеются всего $N = 3$ типа передаваемых сообщений.

Для сообщений потока Z_2 ($k=2$): $R_2 = \rho_1 + \rho_2$; $R_1 = \rho_1$; $\tau_2 = \tau_{mp}$; $v_2 = v_{mp}$. Если предположить, что длины сообщений транзакций распределены по экспоненциальному закону, то $\sigma_{mp} = \tau_{mp}$; $v_{mp} = 1$ и среднее время ожидания на передачу для сообщений транзакций, имеющих второй приоритет, составит

$$t_{\text{прож}} = t_2 = \frac{\rho_1 \tau_{\text{сз}} + 2\rho_2 \tau_{\text{мп}} + \rho_3 \tau_{\text{зн}}}{2(1 - R_1)(1 - R_2)}, \quad (7)$$

где $\tau_{\text{зн}}$ – средняя длительность ЗПСЕ.

Среднее время задержки при передаче одной транзакции в сети сигнализации равно сумме времени передачи и ожидания в очереди и составляет

$$t_{\text{мп}} = t_{\text{прож}} + \tau_{\text{мп}}. \quad (8)$$

Результаты моделирования

При выполнении CPN модели IN с помощью аппарата Design/CPN могут быть получены следующие характеристики работы сети:

- длины очередей к любому из узлов IN;
- значения времени ожидания заявок в каждой очереди;
- время ожидания пользователя при обслуживании запроса на услугу;
- доля потерянных вызовов (с учетом причины сбоя в обслуживании);
- характеристики потоков на различных участках сети (например, характеристики потока заявок к SDP или IP и т.п.) и др.

В качестве примера была рассмотрена IN, обслуживающая 1, 3, 5, 6 и 7 тысяч пользователей. При этом предполагалось, что производительность узла SCP позволяет обслуживать одновременно до 5 абонентов, и такой узел в исследуемой сети один. Во всех узлах IN, кроме узла SSP, применяется обслуживание с ожиданием, дисциплина обслуживания – FIFO. Вероятности всех возможных сбоев в обслуживании принимались равными 0,001. Потоки запросов на все услуги IN и не-IN вызовов – пуассоновские. Интенсивность поступления запросов на обычные телефонные вызовы соответствовала нагрузке 0,2 Эрл. при средней длительности разговора 180с. Средние значения интенсивности запросов и длительности разговора для пяти услуг IN (FPH, PRM, ACC, CCC, VOT) были приняты равными приведенным в [7] статистическим данным.

Результаты имитационного моделирования показали, что если узел SSP рассчитан на удельную нагрузку от абонента, равную 0,2 Эрл, т.е. из 1000 абонентов одновременно могут быть обслужены 200, то вследствие наличия запросов на дополнительные услуги IN около 5% абонентов будут получать отказ. Поэтому было принято, что SSP может одновременно обслужить до 25% общего числа абонентов. В этом случае вероятность отказа составила менее 0,01%. Полученные характеристики работы сети представлены на рис.4-5.

На рис.4 показано, как возрастает длина очереди L к узлу SCP по мере поступления запросов. Если количество абонентов, обслуживаемых сетью $N = 1000$, то очередь к SCP практически не образуется, и ее длина составляет не более 1-2 запросов. При увеличении числа абонентов, а следовательно, и интенсивности поступающей на SCP нагрузки, средняя длина очереди также увеличивается, и уже при $N = 6000$ начинает неограниченно возрастать. Результаты проведенных исследований показали, что даже при незначительной длине очереди существенно возрастает время ожидания обслуживания в SCP.

На рис. 5 представлены значения времени ожидания обслуживания для n -го запроса при количестве обслуживаемых сетью абонентов $N = 1000$ и $N = 3000$. Из полученных результатов видно, что несмотря на то, что длина очереди к узлу SCP в последнем случае не превышает 5, среднее время ожидания обслуживания составляет около 45,5с, а для отдельных запросов может возрастать до 10 мин, что является недопустимым, поэтому уже при $N = 3000$ необходимо увеличивать количество узлов SCP или их производительность.

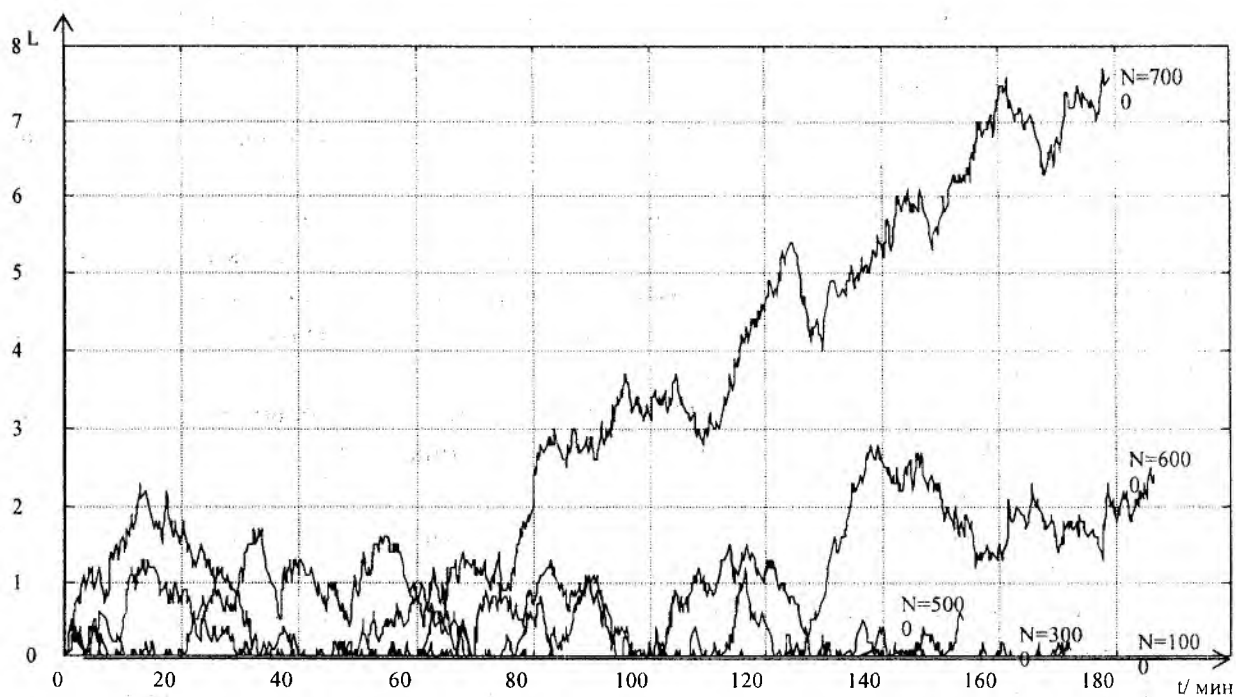


Рис. 4

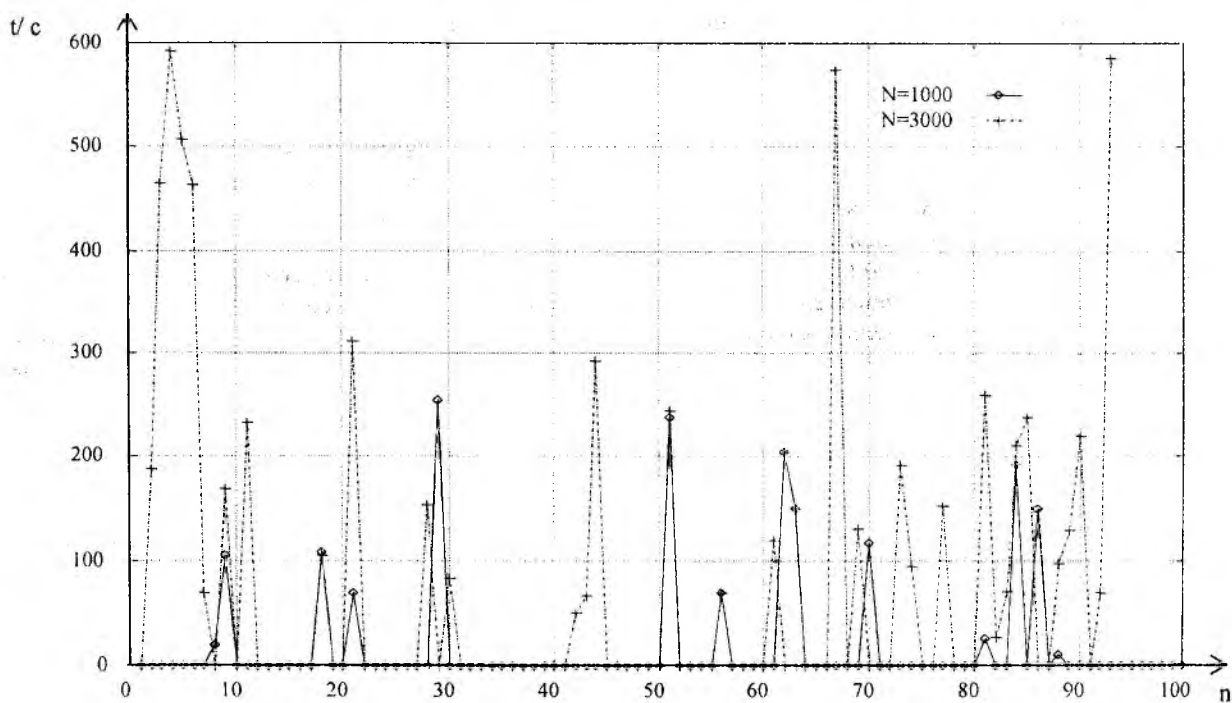


Рис. 5

Выводы

В статье обоснован выбор математического аппарата для моделирования IN и представлена разработанная модель. По сравнению с существующими на сегодняшний день она имеет ряд существенных преимуществ:

- при моделировании рассматривается работа всех наиболее важных компонентов IN (SSP, SCP, SDP, IP);
- учтены задержки на всех этапах обслуживания: при передаче сигнальных сообщений,

установлении соединений, взаимодействии с пользователем и т.п. По мере накопления статистических данных о работе реальных IN характеристики этих задержек можно изменять и уточнять путем описания необходимых функций и использования таких мощных средств, как стандартные функции распределения случайных величин;

- учтена вероятность возникновения таких ситуаций, как отказ оборудования, ошибки абонента или его отказ от обслуживания, занятость вызываемого абонента и т.п.;

- модель IN легко масштабируема, так как количество узлов задается начальной разметкой CPN и не изменяет ее структуру, что дает возможность анализа как небольших, так и широкомасштабных IN при минимальных усилиях на преобразование исходной модели;

- есть возможность анализа работы IN в различных ее конфигурациях путем незначительных структурных преобразований исходной модели;

- в модели рассмотрены 5 классов услуг, рекомендованных к первоочередному внедрению – FRN, PRM, ACC, CCC, VOT и при необходимости она может быть дополнена описаниями других услуг в виде новых CPN модулей;

- есть возможность большей детализации модели путем создания дополнительных CPN модулей, более подробно описывающих работу узлов IN или сети сигнализации;

- описанный подход можно использовать не только для анализа работы IN и качества обслуживания, но и для тестирования и верификации разрабатываемых услуг.

В дальнейшем планируется использование представленной модели для анализа работы различных методов управления нагрузкой IN, их оптимизации и разработки новых механизмов управления нагрузкой и предотвращения перегрузок в IN.

Список литературы: 1. *ITU-T. Recommendations Q.1200 – Q.1218. Helsinki, 1993.* 2. *Гольдштейн Б.С., Ехриель И.М., Перле Р.Д. Интеллектуальные сети. М.: Радио и связь, 2000. 500 с.* 3. *Интеллектуальные сети связи / Б.Я. Лихтциндер, М.А. Кузякин, А.В. Росляков, С.М. Фомичев М.: Эко-Трендз, 2000. 206 с.* 4. *Kristensen L.M., Christensen S., Jensen K. The practitioner's guide to coloured Petri nets. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag, 1998.* 5. *Gorg C., Guntermann M., Kleier S. Future systems for personal mobility services: design, performance evaluation and implementation // IEEE Journal on selected areas in communications. 1997. Vol. 15, No. 8.* 6. *Основы теории вычислительных систем: Учеб. пособие для вузов / Под ред. С.А. Майорова. М.: Высш. школа, 1978.* 7. *Характеристики нагрузки интеллектуальной сети / А.Е. Кучерявый, А.С. Миков, З.Б. Ревелова, А.И. Парамонов // Электросвязь. 2000. № 11. С.7 – 9.*

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 07.04.2004

Д. А. ЗАЙЦЕВ, канд. техн. наук.

ДЕКОМПОЗИЦИЯ ПРОТОКОЛА ЕСМА

Асинхронный характер взаимодействия систем, предполагаемый стандартными спецификациями телекоммуникационных протоколов, затрудняет применение традиционных методов, предназначенных для описания допустимых последовательностей действий. Это связано с тем, что протокол регламентирует лишь порядок взаимодействия, а конкретные последовательности действий являются различными реализациями поведения систем в соответствии с протоколом. Поэтому для исследования протоколов [1, 2] в последнее время всё чаще применяют сети Петри [3], введенные в 1962 году немецким математиком Карлом Петри как формальное средство представления асинхронных параллельных процессов.

Детальные модели реальных телекоммуникационных протоколов, представленные сетями Петри и построенные по исходным спецификациям, насчитывают, как правило, тысячи элементов. Такая большая размерность создаёт значительные трудности в применении формальных методов исследования свойств модели, позволяющих доказать корректность протокола.

Одними из наиболее распространённых методов исследования свойств сетей Петри является метод инвариантов [3]. Реализация этого метода сводится к нахождению целых неотрицательных решений систем линейных диофантовых уравнений. Заметим, что поиск целых неотрицательных решений линейной системы представляет собой специфическую задачу, для решения которой предложены специальные методы [4, 5]. К сожалению, сложность этих методов асимптотически экспоненциальна, что делает практически невозможным поиск инвариантов для сетей, насчитывающих более сотни элементов.

Целью настоящей работы является построение эффективных методов верификации телекоммуникационных протоколов с помощью инвариантов на основе декомпозиции сетей Петри, а также применение построенных методов для верификации протокола ЕСМА.

В [6] представлен полиномиальный алгоритм декомпозиции заданной сети Петри на минимальные функциональные подсети [6, 7]. В [8] инварианты функциональных подсетей использованы для построения инвариантов исходной сети; показано, что полученное ускорение вычислений является экспоненциальным по отношению к количеству вершин сети.

В настоящей работе описана методика вычисления инвариантов в процессе последовательной композиции исходной сети Петри из её минимальных функциональных подсетей. Использована симметрия взаимодействия систем, характерная для большинства телекоммуникационных протоколов.

Модель протокола. Для представления композиционных методов вычисления инвариантов сетей Петри выбран известный протокол ЕСМА Европейской ассоциации производителей компьютеров (European Computer Manufacturer Association). ЕСМА является транспортным протоколом, располагающимся между сетевым и сессионным уровнями модели ISO. Далее будет использована модель протокола, представленная в [2]. С одной стороны модель является достаточно упрощённой и содержит приемлемое для изложения материала количество элементов, с другой её исследование позволяет продемонстрировать особенности применения предлагаемых методов.

Напомним, что четыре класса протоколов ЕСМА обеспечивают устойчивое взаимодействие систем в условиях возникновения ошибок возрастающей серьёзности. Каждый из классов состоит из трёх фаз: установление транспортного соединения, передача данных и завершение транспортного соединения (разъединение). Рассматриваемая далее модель представляет фазы соединения-разъединения, и абстрагируется от конкретных механизмов передачи данных.

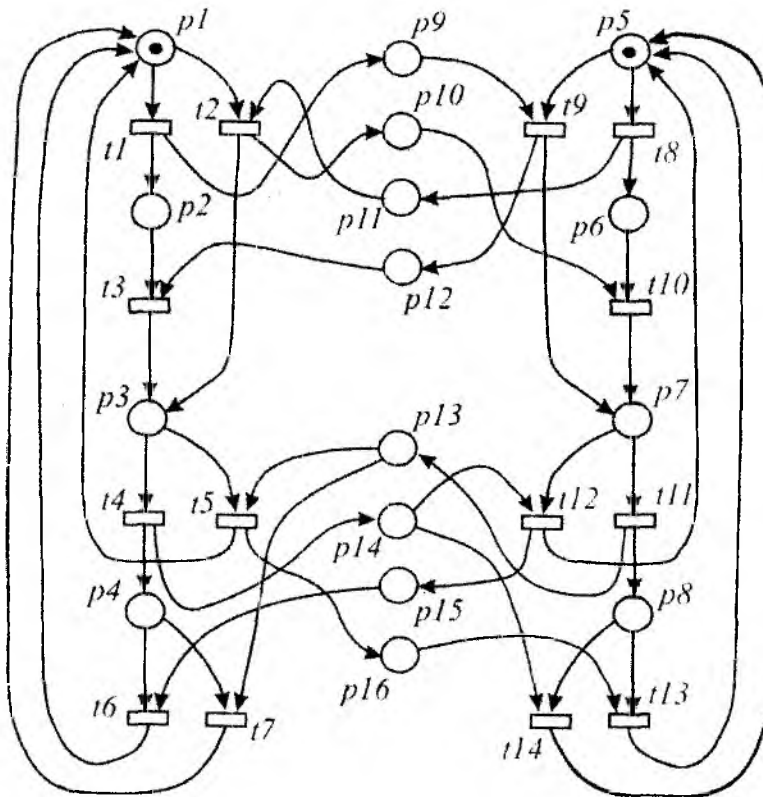


Рис. 1

Модель протокола ЕСМА в форме сети Петри изображена на рис. 1. Напомним, что *сеть Петри* [3] – это тройка $N = (P, T, F)$, где $P = \{p\}$ – конечное множество вершин, называемых позициями, $T = \{t\}$ – конечное множество вершин, называемых переходами, отношение смежности вершин $F = P \times T \cup T \times P$ задаёт множество дуг, соединяющих позиции и переходы. Таким образом, сеть Петри представляет собой двудольный ориентированный граф, одну долю вершин которого составляют позиции, а другую – переходы. Позиции изображают окружностями, а переходы – прямоугольниками. Как правило, граф N дополняют функцией разметки, задающей первоначальное расположение фишек в позициях. Фишки представляют собой динамические элементы, которые перемещаются по сети в результате срабатывания переходов.

Введём специальные обозначения множеств входных и выходных вершин для позиций и переходов сети:

$${}^*p = \{t \mid \exists (t, p) \in F\}, \quad p^* = \{t \mid \exists (p, t) \in F\},$$

$${}^*t = \{p \mid \exists (p, t) \in F\}, \quad t^* = \{p \mid \exists (t, p) \in F\}.$$

В модели, представленной на рис. 1, можно выделить три основных части: левая взаимодействующая система – позиции $p_1 - p_4$, переходы $t_1 - t_7$; правая взаимодействующая система – позиции $p_5 - p_8$, переходы $t_8 - t_{14}$; коммуникационная подсистема – позиции $p_9 - p_{16}$. Смысловое описание элементов модели приведено в табл. 1.

Таблица 1

Позиция	Описание	Переход	Описание
P_1, p_5	Начальное состояние систем	t_1, t_8	Послать запрос на соединение
P_2, p_6	Ожидание соединения	t_2, t_9	Принять запрос на соединение
P_3, p_7	Передача данных	t_3, t_{10}	Принять подтверждение соединения
P_4, p_8	Ожидание разъединения	t_4, t_{11}	Послать запрос на разъединение
P_9, p_{11}	Запрос на соединение	t_5, t_{12}	Принять запрос на разъединение
P_{10}, p_{12}	Подтверждение соединения	t_6, t_{13}	Принять подтверждение разъединения
P_{13}, p_{14}	Запрос на разъединение	t_7, t_{14}	Принять встречный запрос разъединения
P_{15}, p_{16}	Подтверждение разъединения		

Отметим, что разрыв соединения представлен более сложным фрагментом сети, поскольку учитывается ситуация, в которой запрос на разъединение при ожидании подтверждения разъединения интерпретируется как подтверждение (переходы t_7, t_{14}). В этом состоит особенность протоколов ЕСМА, позволяющая нормально функционировать в условиях коллизии запросов на разъединение.

Декомпозиция протокола. Выполним декомпозицию исходной модели протокола ЕСМА, представленной на рис. 1, на минимальные функциональные подсети в соответствии с алгоритмом, описанным в [6].

Напомним, что функциональная сеть [6, 7] представляет собой частный случай сети с входными и выходными позициями. *Функциональной сетью* называют тройку $Z = (N, X, Y)$, где N – сеть Петри, $X \subseteq P$ – входные позиции, $Y \subseteq P$ – выходные позиции, причём множества входных и выходных позиций не пересекаются: $X \cap Y = \emptyset$, и, кроме того, входные позиции не имеют входящих дуг, а выходные позиции исходящих: $\forall p \in X: \bullet p = \emptyset$, $\forall p \in Y: p \bullet = \emptyset$. Позиции множества $X \cup Y$ называют также *контактными*, а позиции множества $Q = P \setminus (X \cup Y)$ именуют *внутренними*.

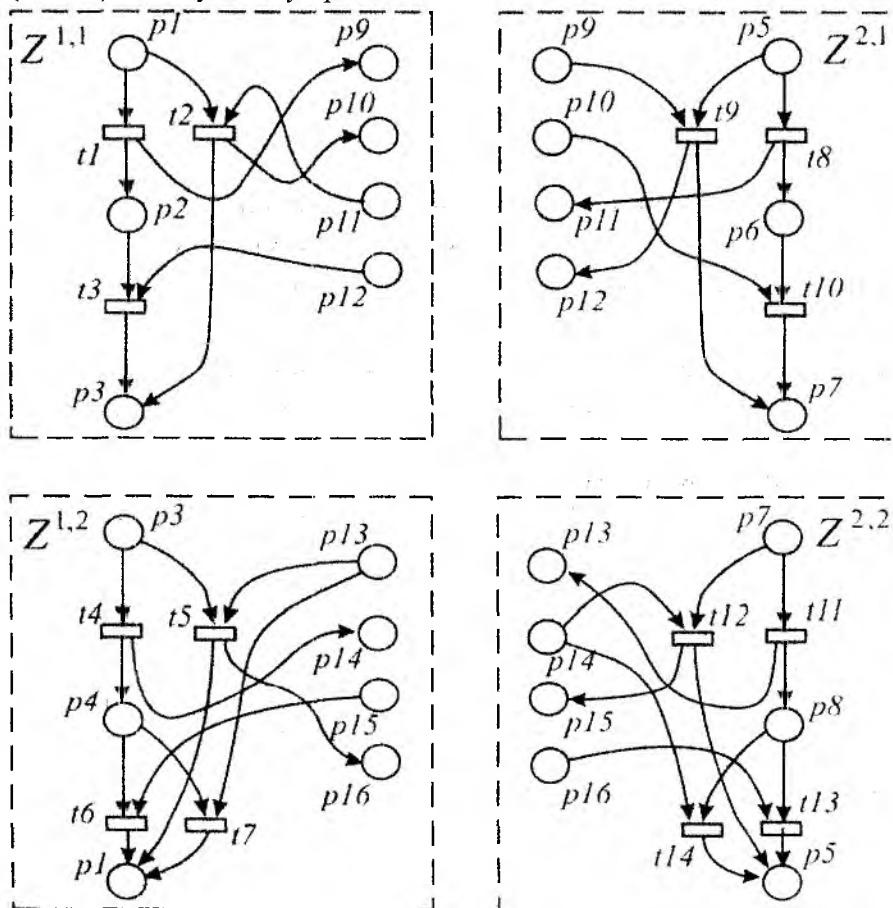


Рис. 2

Функциональную сеть $Z = (N', Y, X)$ будем называть *функциональной подсетью* сети, N обозначать $Z \succ N$, если N' является подсетью N и, кроме того, Z связана с оставшейся частью сети только посредством дуг, инцидентных входным либо выходным позициям, причём входные позиции могут иметь только входящие дуги, а выходные только исходящие. Таким образом

$$\forall p \in X: \{(p, t) \mid t \in T \setminus T'\} = \emptyset, \quad \forall p \in Y: \{(t, p) \mid t \in T \setminus T'\} = \emptyset,$$

$$\forall e \in Q: \{(p, t) \mid t \in T \setminus T'\} = \emptyset \wedge \{(t, p) \mid t \in T \setminus T'\} = \emptyset.$$

Функциональную подсеть называют *минимальной*, если она не содержит других функциональных подсетей. В соответствии с теоремой 2, представленной в [6], любая функциональная подсеть Z^i произвольной сети Петри N является суммой (объединением) конечного числа минимальных функциональных подсетей. Таким образом множество минимальных функциональных подсетей является порождающим семейством множества функциональных подсетей заданной сети Петри N .

Применение алгоритма декомпозиции [6] к модели протокола ЕСМА (рис. 1) приводит к получению множества $\{Z^{1,1}, Z^{1,2}, Z^{2,1}, Z^{2,2}\}$, состоящего из четырёх минимальных функциональных подсетей, представленных на рис. 2. Граф функциональных подсетей [6] изображён на рис. 3. Заметим, что в силу симметрии процессов взаимодействия систем, пары подсетей $Z^{1,1}$ и $Z^{2,1}$, а также $Z^{2,1}$ и $Z^{2,2}$ являются изоморфными. Поэтому в дальнейшем необходимо исследовать свойства лишь двух из перечисленных четырёх подсетей.

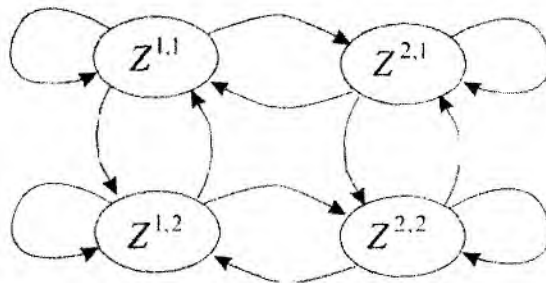


Рис. 3

Различные способы композиция минимальных функциональных подсетей позволяет получить декомпозицию исходной модели на левую и правую взаимодействующие системы Z^1 и Z^2 , а также декомпозицию на сеть, устанавливающую соединение и сеть выполняющую разъединение Z^1 и Z^2 , где $Z^1 = Z^{1,1} + Z^{1,2}$, $Z^2 = Z^{2,1} + Z^{2,2}$, $Z^1 = Z^{1,1} + Z^{1,2}$, $Z^2 = Z^{2,1} + Z^{2,2}$.

Таким образом, выполнена декомпозиция модели протокола ЕСМА на минимальные функциональные подсети; левую и правую взаимодействующие системы; подсети установления соединения и разъединения.

Инвариантность протокола. Инварианты [3] являются мощным инструментом исследования структурных свойств сетей Петри. Они позволяют определять ограниченность, консервативность, необходимые условия живости и отсутствия тупиков. Эти свойства являются существенными для анализа поведения реальных объектов, в особенности, коммуникационных протоколов [1, 2].

В общем случае рассматривают *сети с кратными дугами*, содержащими дополнительное отображение $W : F \rightarrow N$. Кратность, отличную от единицы, указывают в виде числа на соответствующей дуге. Пусть $|P| = m$, $|T| = n$ занумеруем множества позиций и переходов сети. Введём матрицы A^+ , A^- входящих и исходящих дуг переходов соответственно:

$$A^- = \left\| a_{i,j}^- \right\|, i = \overline{1, m}, j = \overline{1, n}, a_{i,j}^- = \begin{cases} w(p_i, t_j), & (p_i, t_j) \in F, \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases}$$

$$A^+ = \left\| a_{i,j}^+ \right\|, i = \overline{1, m}, j = \overline{1, n}, a_{i,j}^+ = \begin{cases} w(t_j, p_i), & (t_j, p_i) \in F, \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases}$$

И, наконец, введём *матрицу инцидентности* A сети Петри как $A = A^+ - A^-$. p -инвариантом сети Петри [1] называют целые неотрицательные решения системы

$$\bar{x} \cdot A = 0. \tag{1}$$

t -инвариантом называют целые неотрицательные решения системы

$$\bar{y} \cdot A^T = 0.$$

Так как в соответствии с [3] каждый t -инвариант сети Петри является p -инвариантом двойственной сети, далее, не ограничивая общности, мы будем рассматривать только p -инварианты.

Известные методы вычисления инвариантов [4, 5] имеют экспоненциальную сложность, что затрудняет их применение для исследования моделей реальных объектов, насчитывающих тысячи элементов.

В соответствии с теоремой 2, доказанной в [8], сеть Петри N инвариантна тогда и только тогда, когда инвариантны все её минимальные функциональные подсети и существует общий ненулевой инвариант контактных позиций. Таким образом, для вычисления инвариантов сети Петри следует вычислить инварианты её минимальных функциональных подсетей, а затем найти общие инварианты контактных позиций. Показано, что результаты справедливы также для произвольного подмножества функциональных подсетей, определяющего разбиение множества переходов сети Петри.

Пусть общее решение для инварианта функциональной подсети Z^j представлено в виде

$$\bar{x} = \bar{z}^j \cdot R^j, \quad (2)$$

где \bar{z}^j – это произвольный вектор целых неотрицательных чисел, а R^j – матрица базисных решений. Тогда система уравнений для вычисления общих инвариантов контактных позиций имеет вид

$$\{\bar{z}^i \cdot R_p^i - \bar{z}^j \cdot R_p^j = 0, p \in C, \quad (3)$$

где i, j – номера функциональных подсетей, инцидентных позиции $p \in C$, а R_p^j – столбец матрицы R^j , соответствующий позиции p .

Таким образом, переменные \bar{z}^j становятся теперь связанными. Заметим, что система (3) имеет ту же самую форму, что и исходная система (1). Следовательно, для её решения можно применить указанные ранее методы. Предположим, что $\bar{z} = \bar{y} \cdot G$, где G – матрица базисных решений системы (3), а \bar{y} – произвольные целые неотрицательные числа. Тогда общее решение системы (1) в соответствии с (2) можно представить как

$$\bar{x} = \bar{y} \cdot H, \quad H = R \cdot G. \quad (4)$$

В тех случаях, когда модель обладает внутренней симметрией, вследствие чего некоторые минимальные функциональные подсети являются изоморфными, описанный процесс целесообразно выполнять последовательно.

Используем изоморфность подсетей Z^1 и Z^2 . Вначале вычислим инварианты подсети Z^1 . Затем построим инвариант изоморфной сети Z^2 . И, наконец, вычислим инвариант всей заданной сети Петри.

Инварианты подсетей $Z^{1,1}$ и $Z^{2,2}$ представим как

$$(x_1, x_2, x_3, x_9, x_{10}, x_{11}, x_{12}) = (z_1^1, z_2^1, z_3^1, z_4^1, z_5^1) \cdot R^{1,1},$$

$$(x_1, x_3, x_4, x_{13}, x_{14}, x_{15}, x_{16}) = (z_1^2, z_2^2, z_3^2) \cdot R^{1,2},$$

где матрицы $R^{1,1}$ и $R^{1,2}$ имеют вид:

$$R^{1,1} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{vmatrix}, \quad R^{1,2} = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}.$$

Заметим, что компоненты вектора \bar{x} , соответствующие подсетям $Z^{1,1}$ и $Z^{1,2}$, выписаны в явном виде; они задают индексацию столбцов построенных матриц. Индексы строк соответствуют компонентам векторов $\bar{z}^1 = (z_1^1, z_2^1, z_3^1, z_4^1, z_5^1)$ и $\bar{z}^2 = (z_1^2, z_2^2, z_3^2)$.

Построим систему уравнений вида (2) для контактных позиций:

$$\begin{cases} z_1^1 + z_3^1 + z_4^1 - z_2^2 - z_3^2 = 0, \\ z_1^1 + z_2^1 + z_4^1 - z_1^2 - z_3^2 = 0. \end{cases}$$

Отметим, что в композиции подсетей $R^{1,1}$ и $R^{1,2}$ контактными являются позиции p_1 и p_3 . Общее решение системы имеет вид

$$(z_1^1, z_2^1, z_3^1, z_4^1, z_5^1, z_1^2, z_2^2, z_3^2) = \bar{y} \cdot G^1, \quad G^1 = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

Для вычисления базисных инвариантов сети Z^1 в соответствии с (4) построим из инвариантов подсетей $R^{1,1}$ и $R^{1,2}$ объединённую матрицу R^1 :

$$R^1 = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} \quad \text{либо} \quad R^1 = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

Отметим, что разница между матрицами заключена в столбцах, соответствующих контактным позициям (p_1 и p_3). В первом случае инварианты контактных позиций вычисляются в соответствии с матрицей $R^{1,1}$, а во втором случае – в соответствии с $R^{1,2}$. Индексация столбцов соответствует вектору $(x_1, x_2, x_3, x_4, x_9, x_{10}, x_{11}, x_{12}, x_{13}, x_{14}, x_{15}, x_{16})$.

Матрица базисных решений имеет вид

$$H^1 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Отметим, что после вычисления произведения $G \cdot R$ в соответствии с (4) из матрицы удалены линейно-зависимые строки.

Далее аналогичным образом построим инварианты всей сети, являющейся композицией подсетей Z^1 и Z^2 . Система уравнений для контактных позиций имеет вид:

$$\begin{cases} p_9: z_2^1 + z_4^1 + z_6^1 - z_5^2 - z_7^2 = 0, \\ p_{10}: z_4^1 + z_7^1 - z_2^2 - z_5^2 - z_6^2 = 0, \\ p_{11}: z_5^1 + z_7^1 - z_2^2 - z_4^2 - z_6^2 = 0, \\ p_{12}: z_2^1 + z_5^1 + z_6^1 - z_4^2 - z_7^2 = 0, \\ p_{13}: z_1^1 + z_2^1 + z_4^1 - z_1^2 - z_2^2 - z_5^2 = 0, \\ p_{14}: z_1^1 + z_2^1 + z_5^1 - z_1^2 - z_2^2 - z_4^2 = 0, \\ p_{15}: z_1^1 + z_2^1 + z_4^1 - z_1^2 - z_2^2 - z_5^2 = 0, \\ p_{16}: z_1^1 + z_2^1 + z_5^1 - z_1^2 - z_2^2 - z_4^2 = 0. \end{cases}$$

Решим систему уравнений, вычислим произведение $G \cdot R$ и удалим линейно-зависимые строки. Получим следующие базисные инварианты сети Петри:

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Полученный результат совпадает с инвариантами, вычисленными обычными методами для всей сети, а также с инвариантами, полученными путём одновременной композиции всех четырёх минимальных функциональных подсетей.

Сеть Петри инвариантна, так как, например, инвариант

$$\vec{x} = (2 \ 1 \ 2 \ 1 \ 2 \ 1 \ 2 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1),$$

являющийся суммой базисных инвариантов с номерами 1, 3 и 9, содержит все натуральные компоненты. Таким образом, модель протокола ЕСМА консервативна и ограничена.

Следует отметить, что хотя сеть является также и t -инвариантной, она содержит тупик, в котором маркированы позиции p_9 и p_{11} . Сеть приходит к тупиковой маркировке в результате срабатываний последовательности переходов t_1t_5 либо t_5t_1

Оценка ускорения вычислений. Оценим полученные ускорения вычислений в предположении экспоненциальной сложности алгоритмов [4,5] решения систем линейных диофантовых уравнений в целых неотрицательных числах, равной 2^q , где q – количество вершин сети.

Исходная сеть содержит 16 позиций, поэтому прямое вычисление инвариантов требует решения системы с 16 неизвестными. Композиция четырёх минимальных подсетей требует решения систем порядка 7 для нахождения инвариантов минимальных подсетей и решения системы порядка 12 для нахождения инвариантов контактных позиций. Последовательная композиция предполагает решение систем порядка 7 для нахождения инвариантов минимальных подсетей, решения системы порядка 5 для нахождения инвариантов контактных позиций первой композиции и решения системы порядка 8 для нахождения инвариантов контактных позиций второй композиции. Заметим, что при экспоненциальном росте функций сложность умножения матриц, представленная полиномом третьей степени, является несущественной и поэтому не учитывается в оценках.

Сложности вычислений для каждого из перечисленных способов нахождения инвариантов могут быть оценены с помощью следующих выражений:

$$S' = 2^{16} \approx 65000,$$

$$S'' = 2^7 + 2^{12} \approx 4300,$$

$$S''' = 2^7 + 2^5 + 2^8 \approx 500.$$

Таким образом, использование декомпозиции позволило ускорить вычисления более чем в десять раз по сравнению с традиционными методами, а применение последовательной композиции позволило получить дополнительное почти десятикратное ускорение.

Следует отметить, что ускорения были вычислены для сети, насчитывающей менее двух десятков вершин. При исследовании сетей большой размерности ускорения могут быть весьма значительными, поскольку они оцениваются экспоненциальными функциями.

Таким образом, выполнена декомпозиция исходной модели Петри протокола ЕСМА на минимальные функциональные подсети, левую и правую взаимодействующие системы, подсети установления соединения и разъединения. Инвариантность исходной модели доказана на основе установленной инвариантности функциональных подсетей. Изоморфность некоторых подсетей позволила вычислить инварианты в процессе последовательной композиции сети. Выполнена оценка ускорения вычислений при использовании композиционных методов нахождения инвариантов.

Список литературы: 1. *Diaz M.* Modelling and Analysis of Communication and Cooperation Protocols Using Petri Net Based Model // Computer Networks, no. 6, 1982, p. 419 – 441. 2. *Berthelot G., Terrat R.* Petri Nets Theory for the Correctness of Protocols // IEEE Trans. on Communications, no. 12, 1982. Vol. 30, p. 2497 – 2505. 3. *Murata T.* Petri Nets: Properties, Analysis and Applications // Proceedings of the IEEE, April 1989. Vol. 77, p. 541 – 580. 4. *Toudic J.M.* Linear Algebra Algorithms for the Structural Analysis of Petri Nets // Rev. Tech. Thomson CSF, 1982, no. 1. Vol. 14, p. 136 – 156. 5. *Zaitsev D.A.* Formal Grounding of Toudic Method // Proc. of 10th Workshop Algorithms and Tools for Petri Nets. September 26–27, 2003. Eichstaett, Germany, p. 184 – 190. 6. *Zaitsev D.A.* Subnets with input and output places // Petri Net Newsletter, April 2003. Vol. 64, p. 3 – 6. 7. *Зайцев Д.А., Слепцов А.И.* Уравнения состояний и эквивалентные преобразования временных сетей Петри // Кибернетика и системный анализ. 1997, № 5. С. 59 – 76. 8. *Зайцев Д.А.* Инварианты функциональных подсетей // Научные труды ОНАС им. А.С. Попова. 2003. №4. 8 с.

ПРОБЛЕМА СИНТЕЗА, АНАЛИЗА И УПРАВЛЕНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

УДК 621.371.36

К. С. СУНДУЧКОВ, д-р техн. наук, М. Е. ИЛЬЧЕНКО, чл. кор. НАНУ, И. К. СУНДУЧКОВ

ЗАДАЧИ СОЗДАНИЯ НАЦИОНАЛЬНОЙ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ И ВЕЩАНИЯ

Введение. Услугами спутниковых систем передачи информации пользуется весь мир. Они развиты как в больших по территории и численности населения странах, так и в малых. Разнообразие спутниковых систем от Глобальных систем передачи информации до Малых корпоративных систем обусловлено потребностями общества в различных видах услуг. Украина в этих вопросах не является исключением. В Украине ресурс спутниковых систем передачи информации востребован в распределительных сетях передачи телевизионных программ больше, чем фиксированной спутниковой службой, мобильной спутниковой связью или потребностями дистанционного зондирования земли и т.п. Отдельным вопросом стоит потребность в спутниковых сетевых ресурсах силовых структур, правительственных ведомств, о которых в данной работе речь не будет идти. В целом же можно сказать, что общая потребность страны в ресурсах спутниковых систем передачи информации давно перешагнула возможности одного современного телекоммуникационного искусственного спутника Земли [1, 2].

Сегодня нет вопроса, нужна ли Национальная спутниковая система связи (НССС) для Украины. Вопрос в том, какой она должна быть и как ее следует создавать, имея ввиду как технические, так и экономические аспекты.

В силу масштабности проекта создания НССС прежде всего необходимо уяснить всю номенклатуру вопросов, которые надо решить в начале пути.

Поэтому в данной работе лишь названы задачи, которые необходимо решить при создании НССС.

Космический сегмент. НССС в своем составе должна иметь такие подсистемы, которые обеспечат всеми видами востребованных услуг передачи информации и доставят ее в нужное место с нужной скоростью и достоверностью. Это – распределительные сети телевещания, сети передачи данных, голоса и другие. Учитывая долгосрочность проекта и его направленность на перспективу, следует рассмотреть такие вопросы, как интерактивность распределительных спутниковых сетей, возможность обеспечения видео передачами мобильного абонента и др. В части, касающейся спутникового сегмента НССС, это в первую очередь повлияет на объем и состав полезной нагрузки телекоммуникационного космического аппарата (КА).

Необходимо определить, сколько и чьих транспондеров, в том числе и с какими техническими параметрами они должны быть, включая определение параметров надежности и экономических параметров.

Основой конструкции космического аппарата служит изготовленная с помощью высокой (признанной на мировом рынке) технологии базовая платформа с необходимым оборудованием, на которую устанавливаются полезная нагрузка-ретрансляторы. Технологией изготовления базовой платформы КА владеют несколько фирм в мире. Некоторые из них: Huges Network System, Lockheed Martin, SPAR Space Systems, Marta Marconi Space, Alcatel, Gilat, п/я 26 в г. Красноярске, ГКНПЦ им. Хруничева, г. Москва, КБ «Южное» в г. Днепропетровске, Mitsubishi Electric Corporation. Энергетические характеристики транспондеров вместе с антеннами КА определяют зоны покрытия и эквивалентную изотропно-излучаемую мощность в рабочих диапазонах частот. Известно, что в диапазоне Ка труднее обеспечить приемлемые параметры транспондеров, чем в диапазонах С и Ки. Однако в низкочастотных диапазонах имеют место более жесткие ограничения по полосе рабочих частот и наличию свободного частотно-орбитального ресурса. Решение вопросов по энергетическим характе-

ристикам транспондеров, зонам покрытия, по частотно-орбитальному ресурсу, полезной нагрузке КА, количеству спутников и др. принципиально определяет облик космического сегмента НССС.

НССС Украины может базироваться на арендованном частотно-временном ресурсе зарубежных спутников, спутников, созданных совместно с зарубежными партнерами либо на КА, разработанных отечественными производителями. В любом случае очевидно, что для обеспечения удовлетворительных экономических характеристик проекта в целом необходимо, чтобы КА имел большой ресурс активной работы (порядка 15 лет). Создание национального телекоммуникационного КА – сложная и дорогая задача, но даже при ее успешном решении остается проблема получения частотно – орбитального ресурса на геостационарной орбите (ГО). Последнее может быть решено двумя путями. Первый путь – оформление заявлений Украины в плановых и координационных диапазонах в международных органах. Второй путь – арендовать (или купить) частотно-орбитальный ресурс на ГО у зарубежных стран.

Земной сегмент. Национальная спутниковая система связи предоставит спутниковые каналы передачи информации как для распределительных систем телерадиовещания, дистанционного зондирования Земли, дистанционного образования, Интернет и т.п., так и для систем ФСС, ПСС и др.

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

Прием каналов спутникового телевидения в Украине идет в первую очередь операторами кабельных сетей, а телерадиокомпании используют спутниковые распределительные сети как первичную сеть распространения.

В системах радиосвязи и телевидения постоянного внимания требуют непроходящие задачи: продвижение в высокочастотную область спектра сигналов, обеспечение высокой избирательности трактов и линейности группового времени запаздывания, забота об энергетике систем, включая мощность передатчиков, чувствительность приемников, сочетание аналоговых и цифровых устройств. Кроме того, задача дешевого производства и тестирования является далеко не последней.

В настоящее время известны следующие пути решения этих задач: применение и развитие современных телекоммуникационных технологий, материало- и энергосберегающие технологии, технологии производства приборов на основе *Si*, *GaAs* и других полупроводниковых материалов группы *A₃B₅*.

Развивается технология и конструирование интегральных схем миллиметрового диапазона на основе кремния. Важным преимуществом выбора в качестве подложки и активного элемента кремния является то, что технология и свойства хорошо изучены, кремниевые микросхемы не дорогие, а его параметры даже в миллиметровом диапазоне длин волн полностью удовлетворяют практически всем требованиям разработчиков. Критическая частота биполярного кремния была равна около 40 ГГц, но после введения *SiGe*-технологии увеличилась до 100 ГГц. Аналогичное явление можно проследить и в динамике ряда других параметров кремниевых радиочастотных схем (эквивалентная шумовая температура, фазовый шум и др.).

SoC-технология для некоторых систем не может быть самым лучшим решением из-за большого размера чипа, высокой потребляемой мощности и высокой стоимости. Для этих систем решение – «система в пакете» (*SiP*-технология) является самым лучшим на сегодняшний день. Эта технология позволяет подключить два или больше чипов. Используя эту технологию, можно реализовать наиболее подходящую технологию и правила проектирования для каждого чипа отдельно. Это позволяет достичь высокую эффективность и низкую стоимость системы.

Технология SiP может использовать более глубоко масштабируемую технологию. Кроме того, SiP может интегрировать необходимые некремниевые компоненты типа индуктивных, фильтров и больших емкостей.

Современные приложения требуют создания радиосетей большой емкости, а массовая потребность терминалов ставит условие снижения их стоимости. Удовлетворение этих требований осуществляется реализацией следующих составляющих концепции построения архитектуры приемопередатчиков:

- освоение диапазонов более высоких частот (миллиметрового и оптического диапазонов);
- отказ от схем с дорогими высокочастотными компонентами; уменьшение доли аналоговых компонентов в пользу дискретных; компактное размещение компонентов, уменьшающее потери сигнала;
- применение новых технологий, снижающих как стоимость активных приборов, так и уменьшающих расход дорогостоящих материалов;
- использование технологий экономичного использования частотно-временного ресурса систем.

Распределительные системы телевидения за последние годы настолько изменились, что приобрели новое качество. Эти изменения привели в первую очередь к увеличению номенклатуры предоставляемых услуг: распределение телепрограмм, программ радиовещания, передача данных, передача информации дистанционного зондирования Земли, дистанционного образования, Интернет. Дальнейшее их развитие предусматривает возможность работы в интерактивном режиме, в режиме передачи данных, в том числе и для мобильных абонентов. Это приводит к освоению новых диапазонов частот, изменению архитектуры систем, применению новых источников и сред распространения сигналов (в том числе лазерных источников и ВОЛС). [3, 4, 5].

При создании НССС особое внимание следует уделить решению проблем отечественных производителей, которых в Украине достаточно для создания отечественного оборудования от элементов, узлов, блоков, станций и систем спутниковой связи и вещания до ракет-носителей и космических аппаратов. Научно-производственное предприятие «Проминь» известно не только в Украине, но и за рубежом как производитель антенных систем спутниковой связи. ООО «Техноком – АТ» предлагает свои услуги по созданию систем уплотнения цифровых каналов (модемы, мультиплексеры, устройства объединения ТВ-каналов и др.). НИИ «Орион» и НПП «Квант-Эфир» известны как разработчики и производители передатчиков и усилителей мощности. НПП «Сатурн» – разработчик и производитель Земных станций спутниковой связи, элементов и блоков для них как в сантиметровом, так и в миллиметровом диапазонах длин волн. В работе [6] описана разработка НПП «Сатурн» конвертора для приема телепрограмм в диапазоне частот 40 ГГц. Субгармонический смеситель, представленный в [7], работает на второй гармонике гетеродина и построен на основе антипараллельной пары диодов с барьером Шоттки (УЗА103-3 ОАО НПП «Сатурн»). Диапазон входных рабочих частот смесителя задавался в пределах 36,00...37,050 ГГц, а сетка частот сигнала гетеродина -17,5075...17,6425 ГГц. При уровнях мощности гетеродина 16... 18 мВт в заданном диапазоне частот потери преобразования смесителя составили 9...11 дБ.

Малозумящие усилители (МШУ) НПП «Сатурн» позволяют снизить эквивалентную шумовую температуру приемника и, следовательно, улучшают ресурсные характеристики каналов связи. Улучшение энергоресурса (повышение энергетической эффективности канала) позволяет существенно снизить стоимость оборудования канала связи, повысить помехоустойчивость.

В НПП «Сатурн» проведена разработка МШУ, построенного на транзисторе типа НЕМТ №36077 фирмы НР. Конструкция МШУ аналогична описанной в [8, 9]. Исследования проводились в диапазоне частот 32.5...38 ГГц. Результаты проведенных исследований показали, что разработанный малозумящий усилитель имеет следующие параметры в диапазоне рабочих частот 34...37 ГГц: коэффициент усиления 27...30 дБ; эквивалентную шумовую темпе-

ратуру 220...264 К; уровень выходной мощности при компрессии коэффициента усиления, равной -1дБ, равен 10,1...15,7 мВт; КСВН_{вых} равен 1,23...1,71; КСВН_{вх} равен 2,4...4,1. Основные параметры усилительно-преобразовательных блоков, земной станции спутниковой связи Ku диапазона приведены в табл. 1.

Таблица 1

№ п/п	Параметры наименование блока	Входные частоты,	Выходные частоты,	Коэффициент усиления, дБ	Коэффициент шума, дБ	Δ Ку в полосе 40 МГц, дБ	Уровень параз. комбинаций при $f_{\text{вх}} = 0$ дБМ; дБс	Выходная мощность
		ГГц	ГГц					
1.	Малозумящий СВЧ усилитель	12,25-12,75	-	50	1,1	0,5	-	-
2.	Преобразователь частоты вниз	12,25-12,75	950-1450	-	-	0,5	-65	-
3.	Усилитель мощности	14,0-14,5	-	38-41	-	0,5	-	25
4.	Преобразователь частоты вверх	950-1450	14,0-14,5	31	-	0,3	-	-

Для усилителя мощности уровень интермодуляционных помех 3-го порядка в рабочем диапазоне частот при подаче на вход двух сигналов, отстоящих друг от друга на 5 МГц с суммарной мощностью 12,5 Вт равен минус 23дБс. Уровень паразитных составляющих в диапазоне частот при выходной мощности 25 Вт составил минус 60 дБс. Уровень преобразования АМ/ФМ при выходной мощности 25 Вт не превышает 3 град/дБ. Уровень мощности сигналов второй и третьей гармоник на выходе при выходной мощности 25 Вт не более минус 65дБс.

Экономические и организационные аспекты. Маркетинг потребностей в Украине частотно-временного ресурса спутниковой системы связи и вещания выполнялся уже не один раз с различной глубиной исследования. И если заявки потребителей этого ресурса изучены и общая картина ясна, то с возможными спонсорами работа только началась.

Для завершения работы с потребителями ресурса национальной спутниковой системы связи и вещания с целью уточнения потребительского рынка услуг, а также для активной рекламы НССС необходимо организовать международную конференцию, например, с таким регламентом: 1 день посвящен НССС и потребителям ее услуг; 2 – день спонсорам НССС.

После конференции необходимо завершить разработку и утвердить концепцию создания НССС и подготовить пакет законодательных документов, которые обеспечили бы либеральные условия для пользователей, включая таможенные льготы на ввоз и вывоз аппаратуры для НССС, умеренные налоги для отечественных производителей аппаратуры для НССС, условия свободного рынка, что должно привести в конечном итоге к конкурентно-способным ценам на услуги НССС, а также создали бы условия для оказания государственной поддержки проекта.

Следующей задачей является разработка бизнес-плана. Эта работа должна быть выполнена по всем канонам системного проектирования, предусматривающая не только изучение окружения, аналогов и прототипов, но и генерацию многовариантного решения и его оптимизацию [10]. Немаловажной задачей является разработка тендерных требований как составной части бизнес-плана, которые должны содержать требования или условия участия в

тендере, условия участия в обеспечении НССС космическим аппаратом, условия участия в развитии земной инфраструктуры предоставляющей услуги потребителям.

Список литературы: 1. *Сундучков К.С., Макаров А.А.* Развитие телекоммуникационных спутниковых технологий государственного сектора в Украине // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 26 – 30. 2. *Бобров И.Н.* Оценка спроса на спутниковые телекоммуникационные ресурсы в Украине / *И.Н. Бобров, А.А. Липатов, А.А. Макаров* // Зв'язок. 2002. №1. С. 29 – 31. 3. *Приемные системы радиосвязи и телевидения* / *Сундучков К.С., Макаров А.А. Сундучков И.К.* // Праці УНДІРТ. Одесса, 2003. № 4 (36). С. 39 – 49. 4. *Распределительные системы телевидения и мультимедиа* / *Сундучков К.С., Макаров А.А. Нарытник Т.Н., Сундучков И.К.* // Праці УНДІРТ. Одесса, 2003. № 3 (35). С. 17 – 20. 5. *Чмилъ В.М., Сундучков К.С., Сундучков И.К.* Техника и технология систем миллиметровых волн // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2003. №4, С. 6 – 14. 6. *Конвертор для приема телевидения в диапазоне частот 40 ГГц.* / *К.С. Сундучков, И.К. Сундучков и др.* // Радиозлектроника. 1999. № 11. (Изв. высш. учеб. заведений). 7. *Потиенко В.П., Кравчук С.А.* Субгармонический смеситель для радиорелейного оборудования миллиметрового диапазона волн // Тр. междунар. конф. «Техника СВЧ и телекоммуникационные технологии» («СгіМіСо-2001»), 10–14 сентября, Севастополь, 2001. С. 141 – 142. 8. *Чмилъ В.М., Сундучков И.К.* Малошумящий усилитель диапазона рабочих частот 35...37 ГГц // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 128. С. 216 – 218. 9. *Чмилъ В.М., Сундучков И.К., Сундучков К.С.* Малошумящий усилитель с выходной мощностью 10 мВт в диапазоне рабочих частот 35...37 ГГц // Тр. междунар. конф. «Техника СВЧ и телекоммуникационные технологии» («СгіМіСо – 2001»), 9–13 сентября. Севастополь, 2001. С. 141 – 142. 10. *Калниболотский Ю.М. и др.* Автоматизированное проектирование электронных схем / *Ю.М.Калниболотский, К.С. Сундучков, А.И. Солодовник.* К.: Техніка, 1987. 301с.

Национальная академия наук Украины

Поступила в редколлегию 12.05.2004

УПРАВЛІННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯМИ В ЕКСТРЕМАЛЬНИХ УМОВАХ. МЕТОДИ ПРИЙНЯТТЯ ОПТИМАЛЬНИХ РІШЕНЬ

Одним із найважливіших напрямків автоматизації управління в телекомунікаціях є забезпечення ефективного управління в умовах виникнення надзвичайних ситуацій. Це означає забезпечення користувачів телекомунікаційними послугами з певним рівнем якості як у разі надзвичайних ситуацій власне на телекомунікаційних мережах, так і в екстремальних умовах надзвичайних ситуацій техногенного чи природного походження у масштабах держави, регіону чи великого підприємства.

Задачі управління телекомунікаційними мережами та послугами, які у надзвичайних ситуаціях можуть бути надані з використанням мереж усіх операторів, покладаються на Національний центр управління телекомунікаціями (НЦУ).

Для забезпечення швидкого та обґрунтованого прийняття рішень персоналом НЦУ необхідно використовувати можливості сучасного математичного моделювання та різноманітних методів прогнозування, експертних оцінок, оптимізації тощо. Особливого значення застосування цих методів набуває при автоматизації централізованого управління мережами різних операторів з різними технологіями та структурними рішеннями.

Цілями цієї статті є визначення підходів та деяких методів щодо прийняття оптимальних рішень управління телекомунікаціями у разі виникнення надзвичайних ситуацій.

Для однозначного сприйняття викладеного нижче дамо визначення деяких термінів, прийнятих відповідно до Закону України «Про телекомунікації» [1] у Положенні про оперативно-технічне управління телекомунікаційними мережами України в умовах надзвичайних ситуацій, надзвичайного та воєнного стану [2]:

надзвичайна ситуація – порушення нормальних умов життя і діяльності людей, функціонування технічних засобів, систем і мереж, у тому числі телекомунікаційних мереж на об'єкті або території, спричинене аварією, катастрофою, пожежею, стихійним лихом або іншими чинниками, чи внаслідок соціально-політичних, міжнаціональних конфліктів, масових порушень правопорядку, терористичних актів, що призвели або можуть призвести до людських і матеріальних втрат, до руйнування споруд та/або значного пошкодження технічних засобів телекомунікацій, втрати енергопостачання чи перевантаження телекомунікаційних мереж; надзвичайною ситуацією в телекомунікаціях є також перевантаження мереж внаслідок проведення загальнодержавних або регіональних масових заходів;

надзвичайний режим управління – режим оперативно-технічного управління телекомунікаційними мережами та послугами, що встановлюється на період дії умов надзвичайної ситуації та ліквідації її наслідків;

оперативно-технічне управління – система контролю за функціонуванням мереж та якістю послуг і, за необхідності, швидкого (оперативного) проведення організаційно-технічних заходів щодо управління потоками навантаження та забезпечення максимально досяжного рівня якості телекомунікаційних послуг.

Загальна структура вироблення та прийняття рішень

Успішність діяльності осіб, які приймають рішення щодо введення надзвичайного режиму управління, та персоналу НЦУ, який приймає рішення оперативно-технічного управління, особливо за необхідності прийняття колективних рішень у взаємодії з центрами управління мереж декількох операторів, значною мірою залежить від рівня їхньої поінформованості щодо виникнення, розвитку, масштабів, наслідків надзвичайної ситуації. Тому для вироблення та прийняття адекватних рішень управління повинні застосовуватись різні методи та методики. Загальну схему вироблення рішень у надзвичайних ситуаціях можливо подати, як це зображено на рис. 1.

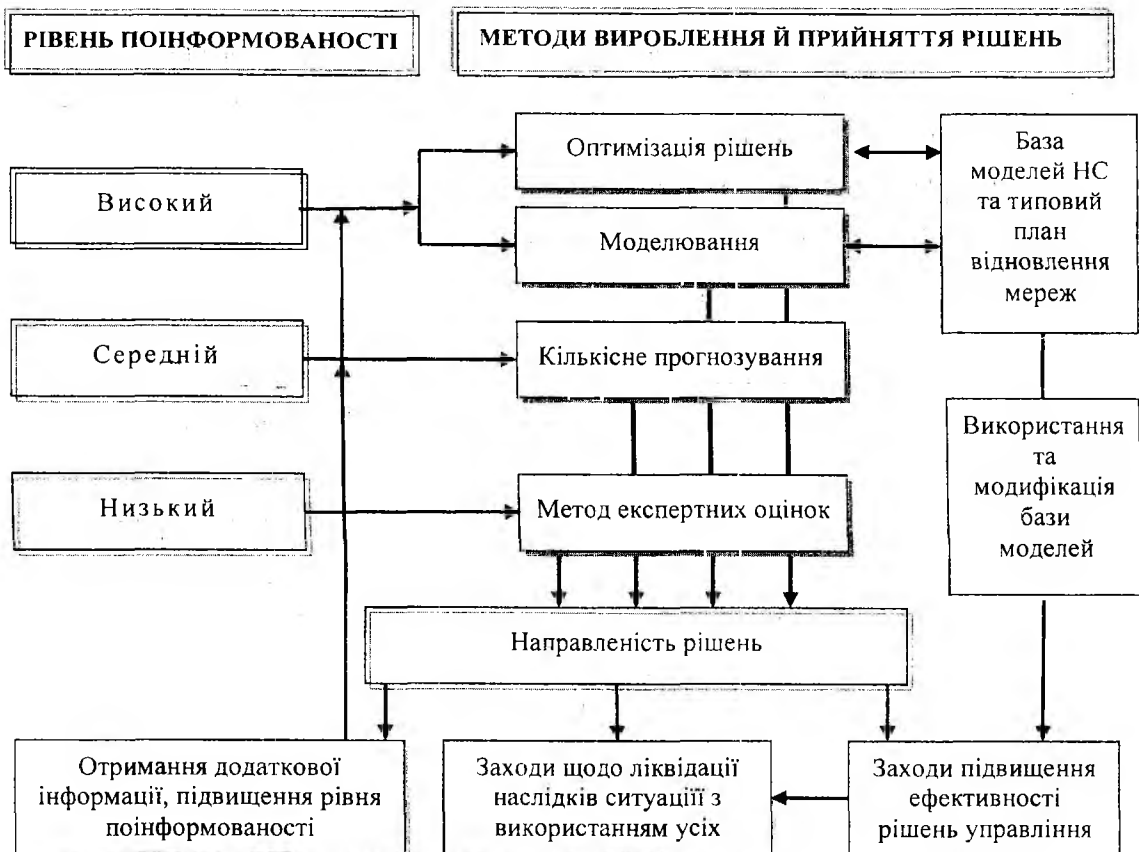


Рис. 1

Залежно від рівня поінформованості для прийняття рішення управління можливо застосовувати такі методи: при високих рівнях – методи моделювання ситуацій, оптимізації рішень; при середньому рівні – методи кількісного прогнозування розвитку ситуації; при низькому – метод експертних оцінок та його різновиди.

За наявності бази моделей надзвичайних ситуацій та типового плану ліквідації їх наслідків (відновлення мереж) моделювання та оптимізація рішень щодо кожної нової ситуації повинні враховуватись при модифікації бази моделей. Чим потужнішим й розвинутим буде банк моделей, тим буде меншим час реагування на надзвичайні ситуації у разі їх виникнення, і, значить, буде меншим ризик втрати якості телекомунікаційних послуг – кінцевого продукту діяльності оператора телекомунікацій.

Слід зазначити, що всі названі методи застосовуються для підготовки рішень за трьома основними напрямками (див. рис. 1): для отримання додаткової інформації, підвищення рівня поінформованості та розуміння ситуації; застосування заходів, направлених на підвищення ефективності рішень; застосування всіх наявних ресурсів для ліквідації наслідків надзвичайної ситуації [3].

Застосування методів оптимізації рішень

Задачу знаходження оптимального рішення при управлінні телекомунікаційною мережею та послугами, що надаються з її використанням, можна віднести до задач багатокритеріальної оптимізації або задач знаходження (прийняття) складних рішень. У цьому випадку заданою є множина альтернатив $X = \{x_j\}, j = \overline{1, n}$, на якій визначена певна сукупність критеріїв оптимальності (функцій цілі) $f = \{f_i(x)\}, i = \overline{1, m}$, а прийняття складного рішення означає вибір однієї чи декількох альтернатив, які можуть не бути оптимальними для жодної з функцій цілі, але можуть виявитись прийнятними для усієї їх сукупності.

Відомо декілька методів прийняття складних рішень [4], серед яких можливо виділити два основних напрямки (рис. 2):

– методи, із застосуванням яких визначається узагальнений критерій $F(x)$, який є функцією критеріїв оптимальності. У цьому випадку кожному з векторів $f(x_i)$ може бути поставлена у відповідність скалярна оцінка $F(x_i)$;

– методи послідовної оптимізації, які полягають у виділенні не пустої підмножини кращих альтернатив $X^* \subset X$ заданої потужності шляхом послідовного звужування вихідної множини X .



Рис. 2

Найбільш простий метод побудови узагальненого критерію полягає у тому, що один із критеріїв оптимальності (найбільш важливий) приймається у якості узагальненого, а усі інші задаються у вигляді обмежень, що визначають зону прийнятних альтернатив.

Недоліком цього відносно простого методу є те, що альтернативи оцінюються лише за одним критерієм оптимальності, а значення інших, якщо вони перевищують допустимі, не враховуються.

Найбільш задовільні результати можливо отримати при більш складному формуванні аддитивних чи мультиплікативних узагальнених критеріїв, застосовуючи теорію корисності.

Наприклад, якщо на множині X для кожного з критеріїв оптимальності $f_i(x)$ визначено функції корисності $u_i(x)$, що задовольняють властивості аддитивності й мають однаковий масштаб, то кожній альтернативі x може бути зіставлена величина $u(x)$, яка зветься корисністю альтернативи.

Тоді $F(x) = u(x) = \sum_{i=1}^m u_i(x)$. Якщо $u_i(x)$ мають різний масштаб, застосовується масштабуючий коефіцієнт v_i у вигляді позитивної константи. Тоді

$F(x) = \sum_{i=1}^m v_i u_i(x)$. На практиці часто використовують припущення про лінійність функцій

$u_i(x)$. У цьому разі $F(x) = \sum_{i=1}^m \lambda_i f_i(x)$, де λ_i – корисність i -го критерію (ваговий коефіцієнт важливості).

Розглянуті методи відносяться до групи методів, в яких скалярні оцінки якості альтернатив $u(x)$ визначаються за кількісними значеннями критеріїв оптимальності. При цьому оптимальною вважається альтернатива $x^* \in X$, у якої $F(x^*) \geq F(x_j) | x_j \in X, j = \overline{1, n}$.

Основним недоліком як аддитивних, так і мультиплікативних методів є те, що узагальнені критерії мають необмежену можливість компенсації. Для аддитивних методів цей недолік усувається шляхом введення обмежень, які визначають найменші (найбільші) допустимі значення критеріїв оптимальності, а для мультиплікативних – встановленням додаткової вимоги, відповідно до якої відносний рівень зниження якості (чи відхилення від «ідеальної» альтернативи) повинен бути однаковим для усіх критеріїв оптимальності.

Інша група методів характеризується тим, що якість альтернатив, які розглядаються, оцінюється їх відстанню від «ідеальної» альтернативи. В якості «ідеальної» звичайно приймають альтернативу x^o , якій відповідає вектор $f^o = (f_1^o, f_2^o, \dots, f_m^o)$, компонентами якого є максимуми для критеріїв, що максимізуються, та мінімуми для критеріїв, що мінімізуються.

Тоді у цих методах узагальненими будуть критерії, в яких мірою відстані від «ідеальної» альтернативи є, наприклад:

- найбільші відхилення
$$F(x^*) = \min_{x \in X} \max_{i=1, m} [f_i^o - f_i(x)]; \quad (1)$$

- найбільші відносні відхилення з урахуванням різної важливості критеріїв

$$F(x^*) = \min_{x \in X} \max_{i=1, m} \left[\frac{f_i^o - f_i(x)}{f_i^o - f_{i \min}} \right]^{\lambda_i}, \quad (2)$$

де λ_i – константа, що визначає відносну важливість критеріїв;

- сума відхилень
$$F(x^*) = \min_{x \in X} \left\{ \sum_{i=1}^m [f_i^o - f_i(x)] + \sum_{i=m+1}^M [f_i^o - f_i^o] \right\}; \quad (3)$$

- сума відносних відхилень
$$F(x^*) = \min_{x \in X} \left\{ \sum_{i=1}^m \left[\frac{f_i^o - f_i(x)}{f_i^o - f_{i \min}} \right] + \sum_{i=m+1}^M \left[\frac{f_i(x) - f_i^o}{f_{i \max} - f_i^o} \right] \right\}. \quad (4)$$

Недоліком мінімаксних методів є те, що у випадку дискретної множини X вони можуть дати невірні результати.

Узагальненням (1) та (3) є критерій, який використовується в теорії прийняття колективних рішень

$$F(x^*) = \min_{x \in X} \left\{ \sum_{i=1}^m [f_i^o - f_i(x)]^p \right\}^{1/p}, \quad p \geq 1. \quad (5)$$

При $p=1$ вираз (5) перетворюється в (3), а при $p = \infty$ цей вираз (5) перетворюється в (1).

Характерною рисою процедури прийняття складних (особливо колективних) рішень в управлінні телекомунікаціями є те, що досить часто існує невизначеність деяких цілей чи обмежень [5], що викликає певні ускладнення щодо прийняття оптимальних рішень. Для усунення цих проблем та формалізації нечітко визначених цілей та обмежень доцільно використовувати методи теорії розмитих (нечітких) множин (*fuzzy sets*) [6], в термінах якої такі цілі й обмеження розглядаються як нечіткі множини у просторі альтернатив.

Нехай $X = \{x\}$ – множина альтернатив. Тоді розмитою ціллю G на множині X є розмита множина G на X . Так само обмеження інтерпретується як розмита множина C на X . Відповідно розмитим рішенням буде розмита множина D , яка є перетином множини розмитих цілей з множиною розмитих обмежень.

Якщо ми будемо мати m цілей G_1, G_2, \dots, G_m та $M - m$ обмежень $C_{m+1}, C_{m+2}, \dots, C_M$, тоді

$$D = G_1 \cap G_2 \cap \dots \cap G_m \cap C_{m+1} \cap C_{m+2} \cap \dots \cap C_M. \quad (6)$$

Оптимальною у цьому випадку є альтернатива x^* з максимальним значенням приналежності $\mu_D(x)$, тобто

$$F(x^*) = \mu_D(x^*) = \max_{x \in X} \min_{i=1, M} \mu_i(x). \quad (7)$$

Наприклад, якщо усі $f_i(x)$ максимізуються, функція приналежності $\mu_i(x)$ може бути подана у вигляді

$$\mu_i(x) = \frac{f_i(x) - f_{i \min}}{f_i^0 - f_{i \min}}. \quad (8)$$

Тоді (7) отримає такий вигляд:

$$F(x^*) = \max_{x \in X} \min_{i=1, M} \frac{f_i(x) - f_{i \min}}{f_i^0 - f_{i \min}}. \quad (9)$$

Зазначимо, що за таким підходом зникають відміни між цілями та обмеженнями, оскільки їх задають і враховують однаково.

Задача багатокритеріальної оптимізації за своєю суттю є задачею з розмитою ціллю. Дійсно, при розв'язанні задачі багатокритеріальної оптимізації початково мається на меті знаходження альтернативи з найкращими значеннями $f_i(x)$, $i = \overline{1, m}$, тобто x^0 . Але серед $x \in X$ звичайно не існує такої альтернативи. Тому ціль замінюють іншою, а саме знаходженням альтернативи з найбільш прийнятними значеннями за усією сукупністю критеріїв оптимальності. Тоді узагальнений критерій $F(x)$ є нічим іншим, як функцією приналежності, й визначає вирази, найбільш прийнятні за усією сукупністю $f_i(x)$, а вихідна задача перетворюється в задачу знаходження альтернативи з максимальним ступенем приналежності до множини S найбільш прийнятних альтернатив на X .

На відміну від методів прийняття складних рішень, в яких використовується узагальнений критерій, в методах послідовної оптимізації такий критерій не формується.

Одним із методів послідовної оптимізації є «метод поступок» [7]. Відповідно до цього методу формується упорядкована за ступенем важливості множина критеріїв оптимальності

$$f = \{f_1(x) > f_2(x) > \dots > f_m(x)\}. \quad (10)$$

На кожному кроці визначається альтернатива, оптимальна за критерієм f_{i+1} в зоні

$$X_i^* = \{x \mid f_i(x) \geq \max f_i(x) - \Delta f_i\}, \quad (11)$$

де Δf_i – допустимий рівень відхилення від точного оптимума.

Змінюючи величину Δf_i , можливо задавати відносну важливість (вагу) критеріїв, а задача оптимізації за певних допущень зводиться до задачі лінійного програмування.

В [4] розглядається метод виділення невідпорядкованих альтернатив, але практичному застосуванню цього методу перешкоджає складність виділення підмножини переважних альтернатив необхідної потужності, оскільки складно сформулювати несуперечну систему правил розв'язання. Крім того, не враховуються розміри інтервалів між оцінками альтернатив, що порівнюються, а це може призвести до невірного розв'язку задачі вибору.

Метод, що ґрунтується на побудові графів переваги за кожним критерієм оптимальності [4], позбавлений останнього недоліку, оскільки в ньому враховуються розміри цих інтервалів. На основі побудованих графів визначається загальний граф переваги, на якому виділяється множина Парето. Використовуючи додаткову інформацію про значення спеціальних індексів згоди та незгоди, відокремлюють множину переважних альтернатив, потужність якої залежить від значень цих індексів. Але названий метод є досить складним і громіздким.

Для розв'язання задачі багатокритеріальної оптимізації можливо застосувати також метод поступок, який полягає у такому. Визначається «ідеальна» альтернатива та вектор $f^o = (f_1, f_2, \dots, f_m)$, що відповідає цій альтернативі. Кожному критерію оптимальності задається поступка Δf_i , $i = \overline{1, m}$ від оптимального значення і визначається множина альтернатив X_i^* із задовільними значеннями за i -м критерієм така, що

$$X_i^* = \{x \mid f_i(x) \geq f_i^o - \Delta f_i\}. \quad (12)$$

Перетинання $X^* = \bigcap_{i=1}^m X_i^*$ є множиною оптимальних альтернатив.

Основним недоліком цього підходу є складність визначення набору поступок Δf_i . Крім того, залежно від значень Δf_i можливо отримати не один розв'язок чи взагалі не отримати розв'язку задачі, тобто $X^* = \{\overline{x^*}\} = \emptyset$. Застосування цього методу з метою оптимізації рішень, що приймаються при управлінні телекомунікаціями в екстремальних умовах, потребує додаткового дослідження.

Сутність наведених методів полягає у тому, щоб задати набір множин, кожна з яких задовольняла б деяким властивостям, та визначити елементи, що належать перетинанню цих множин.

Ряд недоліків, що притаманні методам послідовної оптимізації, можливо усунути, використовуючи такий підхід. Замінімо для кожного критерію оптимальності підмножину X_i^* розмитою множиною точок, «які незначно відрізняються від f_i^o ». При цьому функція приналежності $\mu_i(x)$ повинна бути побудована так, щоб

$$\lim_{x \rightarrow x_i^o} \mu_i(x) \rightarrow 1, \quad (13)$$

де $x_i^o = \{x \mid f_i(x) = f_i^o\}$. Тоді оптимальною будемо вважати альтернативу, визначену за допомогою (7). Такий підхід прийнятний і у випадку, коли деякі часткові цілі є розмитими.

Висновки

Із загальної сукупності можливих методів вироблення й прийняття рішень, що приймаються при управлінні телекомунікаціями в екстремальних умовах, розглянуто підходи, визначено теоретичну сутність та проаналізовано групу методів багатокритеріальної оптимізації рішень, які практично можуть застосовуватись при високому рівні поінформованості персоналу, що приймає рішення. Ці методи також можуть використовуватись за необхідності прийняття оптимального колективного рішення персоналом центрів управління мережами декількох операторів телекомунікацій.

Розглянуті методи розв'язання задач багатокритеріальної оптимізації потребують подальших досліджень, доведення до рівня методичних реалізацій та розробки алгоритмів машинного опрацювання в залежності від складності цілей управління, властивостей, якими повинна володіти сучасна система управління телекомунікаціями, й відповідно встановлених критеріїв та обмежень.

Застосування цих методів за умови розробки відповідних алгоритмів розв'язання задач оптимізації дозволить суттєво підвищити ступінь автоматизації процесів на всіх ієрархічних рівнях управління – від рівней управління елементами та мережами до рівней управління послугами та діяльністю.

Список літератури: 1. Закон України «Про телекомунікації». К.: ДВІА «Зв'язок», 2004. 58 с. 2. Положення про оперативно-технічне управління телекомунікаційними мережами України в умовах надзвичайних ситуацій, надзвичайного та воєнного стану. К.: КМ України, 2004. 3. *Архипова Н.И., Кульба В.В.* Управление в условиях чрезвычайных ситуаций: Учебное пособие. М.: РГГУ, 1994. 196 с. 4. *Дехтяренко В.А., Своятыцкий Д.А.* Методы многокритериальной оптимизации сложных систем при проектировании. К.: Ин-т. кибернетики АН УССР, 1976. 42 с. 5. *Кільчицький Є.В.* Властивості та критерії оцінювання ефективності сучасної автоматизованої системи управління телекомунікаціями // К.: Зв'язок. 2003. №1. С. 9 – 12., №2. С. 15 – 18. 6. *Архангельский В.И., Богаенко И.Н. и др.* Системы функции-управления. К.: Техніка, 1997. 208 с. 7. *Вентцель Е.С.* Исследование операций. М.: Сов. радио, 1972. 346 с.

*Український науково-дослідний
інститут зв'язку*

Надійшла до редколегії 05.05.2004

МЕТОД КОЛИЧЕСТВЕННОЙ ОЦЕНКИ СИТУАЦИИ ПРИ УПРАВЛЕНИИ СЕТЬЮ ОБМЕНА ДАННЫМИ В УСЛОВИЯХ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

Введение и постановка задачи Известно, что под эффективностью технических средств понимается результат их использования по назначению. Показатель эффективности является количественной характеристикой процесса, определяющий результат его применения. Поэтому при оценке ситуации прежде всего необходимо выбрать показатель эффективности. При выборе этого показателя из предлагаемых в литературных источниках необходимо ориентироваться на следующие требования: возможность анализа характеристик, определяемых решаемой задачей; системность решения задачи по оценке эффективности; возможность учета всех важных для СОД критериев; однозначность оценки и ясный физический смысл; возможность применения несложного математического аппарата; необходимость учета ценности передаваемой информации, которая зависит от сложившейся тактической обстановки и решаемых задач; возможность решения задачи по оценке эффективности в условиях некоторой неопределенности.

Разработка метода количественной оценки ситуации при управлении СОД в условиях неопределенности Так как система обмена данными (СОД) предназначена для передачи данных между элементами комплексов средств автоматизации пунктов управления, ее эффективность следует оценивать относительным количеством доставленных потребителю ценной информации с требуемым качеством.

Обозначим интенсивность входного потока в i -м направлении λ_{ax_i} , интенсивность потока на выходе $\mu_{вых_i}$ (интенсивность обслуживания). Информационная содержательность передаваемого сообщения определяется энтропией источника $H(x)_i$. Среднее количество информации в принятом сообщении определяется по формуле $I_{cp_i} = H(x)_i - H(x/y)_i$, где $H(x/y)_i$ – условная энтропия, определяемая степенью воздействия в канале помех. Тогда относительное количество доставленной информации в i -м направлении будет равно:

$$\Delta \mathcal{E}_i = \frac{\mu_{вых_i} [H(x)_i - H(x/y)_i]}{\lambda_{ax_i} H(x)_i}. \quad (1)$$

Поскольку справедливы равенства $\mu_{вых_i} = \frac{N_{вых_i}}{t}$; $\lambda_{ax_i} = \frac{N_{ax_i}}{t}$, где $N_{вых_i}$ и N_{ax_i} – число сообщений на выходе и входе i -го сообщения за время t , выражение (1) преобразуется к виду:

$$\Delta \mathcal{E}_i = \frac{N_{вых_i} [H(x)_i - H(x/y)_i]}{N_{ax_i} H(x)_i} = \frac{N_{вых_i}}{N_{ax_i}} \left[1 - \frac{H(x/y)_i}{H(x)_i} \right].$$

При решении специальных задач разные направления передачи оказывают различное влияние на выполнение этих задач. Следовательно, информация, передаваемая в каждом направлении, обладает определенной ценностью (ΔW_i). С физической точки зрения величина ΔW_i должна изменяться в пределах $[0, 1]$. Если информация, передаваемая по i -му направлению, не участвует в решении конкретной специальной задачи, то $\Delta W_i = 0$. При использовании информации для решения специальной задачи $0 < \Delta W_i \leq 1$.

Если учитывать ценность передаваемой информации, то $\Delta \mathcal{E}_i$ необходимо определять по формуле:

$$\Delta \mathcal{E}_i = \frac{N_{\text{вых}_i}}{N_{\text{вх}_i}} \left[1 - \frac{H(x/y)_i}{H(x)_i} \right] \Delta W_i.$$

Ценность информации определяется по формуле Вудворда $\Delta W_i = \log \frac{Q_{1i}}{Q_{0i}}$, где Q_{0i} и Q_{1i} – соответственно вероятность решения специальной задачи без отсутствия информации от i -го направления и при наличии этой информации.

Для обеспечения требуемой живучести СОД организуется так, чтобы любое направление не оказывало определяющего влияния на решение специальных задач. Это условие выполняется, если $Q_{0i} = 0,5$. В результате будет справедливо выражение $\Delta W_i = 1 + \log Q_{1i}$.

Таким образом, эффективность i -го направления может быть оценена по формуле:

$$\Delta \mathcal{E}_i = \frac{N_{\text{вых}_i}}{N_{\text{вх}_i}} \left[1 - \frac{H(x/y)_i}{H(x)_i} \right] (1 + \log Q_{1i}).$$

Эффективность сети будет определяться выражением:

$$\mathcal{E} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta \mathcal{E}_i = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{N_{\text{вых}_i}}{N_{\text{вх}_i}} \left[1 - \frac{H(x/y)_i}{H(x)_i} \right] (1 + \log Q_{1i}), \quad (2)$$

при этом учитываются только те сообщения, время доставки (T_{θ}) которых не превышает допустимого ($T_{\theta, \text{дон}}$), т.е.: $T_{\theta} \leq T_{\theta, \text{дон}}$.

Вычисление значения P необходимо проводить для случая, когда $H(x)_i$ имеет наибольшее значение. Если передаваемые сообщения по бинарному каналу имеют длительность n , то $H(x)_{i_{\text{max}}} = \log 2^n = n$. Условная энтропия для бинарного канала при n -разрядном сообщении равна:

$$H(x/y)_i = -n [P_{\text{ош}_i} \log P_{\text{ош}_i} + (1 - P_{\text{ош}_i}) \log (1 - P_{\text{ош}_i})],$$

где $P_{\text{ош}_i}$ – роятность искажения одного бита в i -м канале. Подставив $H(x)_{i_{\text{max}}}$ и $H(x/y)_i$ в (2), получаем:

$$\mathcal{E} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{N_{\text{вых}_i}}{N_{\text{вх}_i}} \left[1 + P_{\text{ош}_i} \log P_{\text{ош}_i} + (1 - P_{\text{ош}_i}) \log (1 - P_{\text{ош}_i}) \right] (1 + \log Q_{1i}),$$

при $T_{\theta} \leq T_{\theta, \text{дон}}$.

Уменьшение числа сообщений на выходе i -го направления по сравнению с числом сообщений на входе происходит за счет временной потери связности между абонентами и потери сообщений при перегрузках и блокировках в сети. Обозначим $P_{\text{св}}$ – вероятность сохранения связности; $P_{\text{ном}}$ – вероятность потери сообщения при перегрузках и блокировках.

Тогда $N_{\text{вых}_i} = N_{\text{вх}_i} P_{\text{св}} (1 - P_{\text{ном}})$. Следовательно, получим выражение:

$$\mathcal{E} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N P_{\text{св}} (1 - P_{\text{ном}}) \left[1 + P_{\text{ош}_i} \log P_{\text{ош}_i} + (1 - P_{\text{ош}_i}) \log (1 - P_{\text{ош}_i}) \right] (1 + \log Q_{1i}) \quad (3)$$

при $T_{\theta} \leq T_{\theta, \text{дон}}$.

При определении эффективности сети по (3) предполагается, что информация принимается абсолютно верно. Часто при решении задачи управления сетью не требуется учитывать абсолютно верно принятую информацию. В этом случае необходимо принять сообщение с $P_{ош_i}$, не превышающей допустимого. В рассматриваемой ситуации эффективность следует оценивать по формуле:

$$\Xi = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N P_{св_i} (1 - P_{ном_i}) (1 + \log Q_{li})$$

при ограничениях $\begin{cases} T_{\partial_i} \leq T_{\partial, доп} \\ P_{ош_i} \leq P_{ош, доп} \end{cases}$ (4)

В условиях неопределенности, т.е. при наличии неполной или нечеткой информации, не всегда представляется возможным получить информацию о $P_{ном_i}$ и $P_{св_i}$, а также убедиться в выполнении указанных ограничений, так как величины T_{∂_i} и $P_{ош_i}$ могут быть определены с некоторой степенью неуверенности. В этом случае необходимо информацию, передаваемую по i -му направлению, учитывать с некоторым коэффициентом определенности $K_{он}$ [1], который должен изменяться в пределах $[0, 1]$.

В этом случае эффективность следует оценивать по формуле:

$$\Xi = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N P_{св_i} (1 - P_{ном_i}) (1 + \log Q_{li}) K_{он_i} \quad (5)$$

При определении коэффициента определенности необходимо выбрать критерии. Такими критериями для рассматриваемой задачи являются время доставки сообщения T_{∂_i} и вероятность ошибки $P_{ош_i}$. Каждый критерий зависит от ряда параметров $\{y_{jz}\}$, которые необходимо выявить (j – индекс критерия, а z – индекс параметра). Далее необходимо определить зависимость критериев от этих выявленных параметров и численно их оценить.

В отсутствии четкой информации при оценке критериев могут быть использованы некоторые соображения о характере зависимости критерия от параметров. Такие соображения должны быть основаны на знаниях, опыте и интуиции лица, принимающего решение (ЛПР). Эти соображения могут быть выражены в виде набора сопоставлений значений параметров и критериев. Каждое такое сопоставление ставит в соответствие некоторому набору параметров $\{y_{jz}\}$ значение критерия T_{∂_i} и $P_{ош_i}$. Как значение параметров $\{y_{jz}\}$, так и критериев могут быть и нечеткими с функциями принадлежности $\mu_{y_{jz}}(x)$ и $\mu_{(T_{\partial_i}, P_{ош_i})}(x)$.

Для рассматриваемой ситуации значение указанных критериев могут быть заданы с определенными вероятностями или функциями принадлежности, т.е. $T_{\partial_i} \leq T_{\partial, доп}$ с вероятностью P_I (или $\mu_{P_I}(x)$) и $P_{ош_i} \leq P_{ош, доп}$ с вероятностью P_{II} (или $\mu_{P_{II}}(x)$). Выполнение ограничений в этом случае должно быть осуществлено путем учета двух критериев. Такую двукритериальную задачу можно свести к однокритериальной путем введения функции полезности [2, 3].

Основные требования к этой функции следующие – она должна быть универсальной и учитывать особенности системы, быть безразличной и иметь значение в интервале $(0, 1)$.

Для определения такой функции полезности введем функцию вида $f_1 = w_1 \cdot P_I + w_2 \cdot P_{II}$, где w_1 и w_2 – весовые коэффициенты (w_1 и $w_2 \leq 1$), значения которых задаются ЛПР. Дальнейшие расчеты могут проводиться только в том случае, если $P_I \geq P_{I \min}$ и $P_{II} \geq P_{II \min}$. В противном случае можно говорить о том, что информации, полученной для определения

коэффициента определенности, недостаточно и сеть однозначно находится в состоянии «Авария».

Минимальные значения $P_{I \min}$ и $P_{II \min}$ могут быть заранее известны или заданы ЛПР и записаны в базу данных. Тогда $f_{1 \min} = w_1 \cdot P_{I \min} + w_2 \cdot P_{II \min}$. Максимальное значение этой функции равно $f_{1 \max} = w_1 + w_2$. Указанным выше требованиям удовлетворяет функция полезности вида:

$$F_n = \frac{f_1 - f_{1 \min}}{f_{1 \max} - f_{1 \min}},$$

где f_1 – значение функции при конкретной ситуации, для которой осуществляется решение задачи. Подставив значение $f_{1 \min}$ и $f_{1 \max}$, получим:

$$F_n = \frac{w_1(P_I - P_{I \min}) + w_2(P_{II} - P_{II \min})}{w_1(1 - P_{I \min}) + w_2(1 - P_{II \min})}. \quad (6)$$

Вычисленное значение функции полезности может быть принято для дальнейших расчетов эффективности функционирования сети, если его величина больше порога определенного ЛПР и записанного в БД ($F_n \geq F_{n \text{ пор}}$ – метод отсечения). Иначе можно говорить о том, что полученной информации о состоянии сети недостаточно для количественной оценки с использованием функции полезности (и как следствие эффективности сети) и поэтому можно утверждать о состоянии сети «Авария».

Таким образом, работоспособность сети можно определить по величине уменьшения эффективности ее функционирования (\mathcal{E}):

1. Если величина \mathcal{E} больше допустимого порога ($\mathcal{E} < \mathcal{E}_3$), то вырабатывается сигнал «Авария» – ситуация в сети, приводящая к невыполнению поставленной задачи.

2. Если $\mathcal{E}_3 \leq \mathcal{E} < \mathcal{E}_2$, то вырабатывается сигнал «Затруднено управление» – ситуация в сети, при которой происходят нарушения связи с некоторыми абонентами, участвующими в выполнении поставленной задачи, но не играющих решающую роль.

3. Если $\mathcal{E}_2 < \mathcal{E} \leq \mathcal{E}_1$, то выдается сигнал «Предупреждение» – ситуация в сети, при которой происходят нарушения связи с некоторыми абонентами, не участвующими в выполнении поставленной задачи.

4. Если $\mathcal{E}_1 \leq \mathcal{E} < 1$, то выдается сигнал «Норма» – полная работоспособность всех элементов сети, с заданными параметрами [4].

Схема алгоритма, определяющая состояние сети изображена на рис.1, а ее фрейм-представление:

ФПЧИ (Если, a), (То, ФЧИ), (Иначе, ФР₁),

где a – процедура проверки четкости информации для определения эффективности сети).

ФЧИ (Если, b), (То, ФПроверка1),

где b – процедура определения эффективности сети для четкой информации по формуле 4.

ФР₁ (Если, α), (То, ФР_{1 min}),

где α – процедура определения вероятностей P_i .

$\Phi P_{i \min}$ (Если, β), (То, $\Phi ВК$), (Иначе, $\Phi Авария$),

где β – процедура проверки $P_i \geq P_{i \min}$.

$\Phi ВК$ (Если, χ), (То, ΦF_n),

где χ – процедура определения весовых коэффициентов.

ΦF_n (Если, δ), (То, $\Phi Порог$),

где δ – процедура определения F_n по формуле 6.

$\Phi Порог$ (Если, ε), (То, $\Phi НЧИ$), (Иначе, $\Phi Авария$),

где ε – функция проверки превышения вычисленного значения F_n порогового значения из БД ЭС.

$\Phi НЧИ$ (Если, c), (То, $\Phi Проверка1$),

где c – процедура определения эффективности сети для нечеткой информации по формуле 5.

$\Phi Проверка1$ (Если, d), (То, $\Phi Норма$), (Иначе, $\Phi Проверка2$),

где d – процедура проверки принадлежности значения эффективности сети к промежутку $\mathcal{E}_1 \leq \mathcal{E} < 1$.

$\Phi Проверка2$ (Если, f), (То, $\Phi Предупреждение$), (Иначе, $\Phi Проверка3$),

где f – процедура проверки принадлежности значения эффективности сети к промежутку $\mathcal{E}_2 \leq \mathcal{E} < \mathcal{E}_1$.

$\Phi Проверка3$ (Если, g), (То, $\Phi ЗУ$), (Иначе, $\Phi Проверка4$),

где g – процедура проверки принадлежности значения эффективности сети к промежутку $\mathcal{E}_3 \leq \mathcal{E} < \mathcal{E}_2$.

$\Phi Проверка4$ (Если, h), (То, $\Phi Авария$),

где h – процедура проверки принадлежности значения эффективности сети к промежутку $\mathcal{E} < \mathcal{E}_3$.

$\Phi Норма$ (Состояние, «Норма», x),

$\Phi Предупреждение$ (Состояние, «Предупреждение», x),

$\Phi ЗУ$ (Состояние, «Затруднено управление», x),

$\Phi Авария$ (Состояние, «Авария», x),

где x – процедура статистической констатации состояния сети в фрейм-статистике базы знаний экспертной системы.

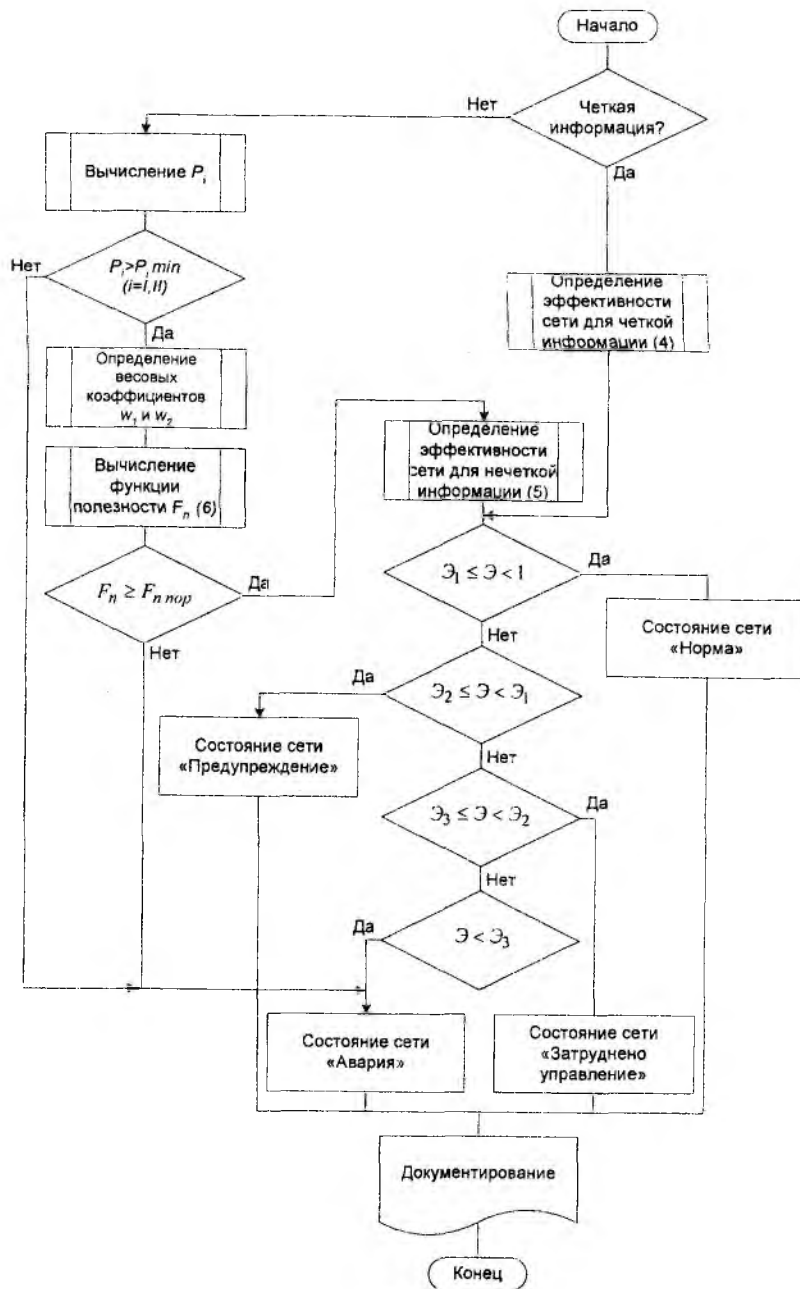


Рис. 1

Вывод: Таким образом, задача определения состояния сети решается путем количественной оценки эффективности как в условиях определенности, так и неопределенности, определяемой на основании разработанного метода.

Список литературы: 1. Братко И. Программирование на языке Пролог для искусственного интеллекта: Пер. с англ. М.: Мир, 1990. 560 с., ил. 2. Лосев Ю.И., Лосев, М.Ю., Усачев А.М. Методика оценки предпочтений при принятии решения в условиях нечеткой информации // *Авіаційно-космічна техніка і технологія*: Зб. наук. праць. Харків: Нац. аерокосмічний ун-т «ХАІ», 2001. Вып 22. 446 с. 3. Лосев Ю.И., Усачев А.М. Методика принятия решения по управлению СОД в условиях неопределенности и многокритериальности // *Штучний інтелект*: Зб. наук. праць. Донецьк: ІПШІ «Наука і освіта», 2001. Вип. 2. 172 с. 4. Усачев А.М. Методика оценки ситуации при управлении сетью обмена данными // *Искусственный интеллект*. Донецк: Нац. академия наук Украины. Ин-т проблем искусственного интеллекта. 2003. С. 91 – 102.

Харьковский институт

Военно-воздушных сил им. И. Кожедуба

Поступила в редколлегию 12.05.2004

И. А. КОЖИН, А. С. СТЕЦ, Н. Н. ТЕРЕЩЕНКО

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЙ ВОЗМУЩЕНИЙ, ДЕЙСТВУЮЩИХ НА КОНТУРЫ УПРАВЛЕНИЯ ИТЕРАЦИОННОГО СИНХРОННО-ФАЗОВОГО ДЕМОДУЛЯТОРА

Во многих работах, [1–5], показано, что следящие демодуляторы частотно-модулированных (ЧМ) и фазо-модулированных (ФМ) сигналов, построенные на базе ФАПЧ и ЧАП, обладают лучшими пороговыми свойствами по сравнению с обычными демодуляторами при работе в условиях больших флуктуационных помех. Демодуляторы на основе ФАПЧ называют синхронно-фазовыми демодуляторами (СФД) [1].

Демодуляторы ЧМ и ФМ сигналов являются важнейшей частью приемников дискретных сигналов, и их характеристики в значительной степени определяют достижимую верность приема.

Высокая помехоустойчивость СФД при работе в условиях слабых сигналов объясняется тем, что в них фактически реализуется алгоритм работы оптимальных приемников по критерию максимума максимума апостериорной плотности распределения вероятности и наиболее полно реализуется априорная информация о передаваемом сообщении.

Порогопонижающие демодуляторы уменьшают вероятность ошибки при приеме двоичных ЧМ сигналов, так как порогопонижающий демодулятор имеет более низкую частоту перескоков фазы [6].

В настоящей работе решается задача оценки влияния возмущений, действующих на замкнутые основной и дополнительный контуры управления, на точность итерационного СФД.

Структурная схема двухконтурного итерационного СФД, когда на замкнутый ОКУ действует возмущение $L(t)$, изображена на рис. 1. Здесь $W_1(p)$ – оператор фазового дискриминатора (ФД) и фильтра нижних частот в совокупности; $W_2(p)$ – оператор управляемого генератора (УГ); C_1, C – сумматоры; $\alpha(t)$ – фаза входного напряжения ФД; $\beta_1^*(t)$ – фаза выходного напряжения УГ; $\Delta\varphi_1(t) = \alpha(t) - \beta_1^*(t)$; $p \equiv d/dt$, $W_{11}(p)$, $W_{21}(p)$ – операторы соответствующих элементов ДКУ; $\Delta\varphi_2(t)$ – сигнал ошибки ДКУ.

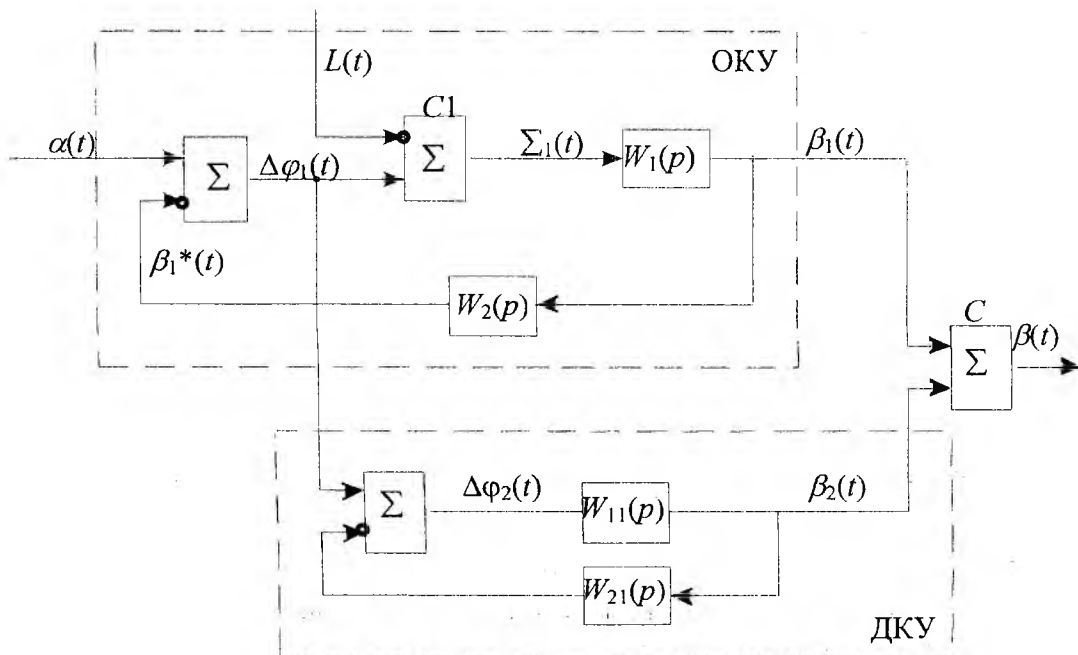


Рис. 1

Уравнения элементов СФД рис. 1 определяются выражениями

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi_1(t) &= \alpha(t) - \beta_1^*(t), \\ \beta_1^*(t) &= W_2(p)\beta_1(t); \beta_1(t) = W_1(p)\Sigma_1(t), \\ \Sigma_1(t) &= \Delta\varphi_1(t) - L(t), \\ \Delta\varphi_2(t) &= \Delta\varphi_1(t) - \beta_2^*(t); \beta_2^*(t) = W_{21}(p)\beta_2(t), \\ \beta(t) &= \beta_1(t) + \beta_2(t), \\ \Delta\varphi(t) &= \alpha(t) - \beta(t), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Из уравнений (1) для ОКУ имеем:

$$[[1 + W_1(p)W_2(p)] \Delta\varphi_1(t) = \alpha(t) + W_1(p)W_2(p)L(t). \quad (2)$$

Из уравнения (2) получаем:

$$\Delta\varphi_1(t) = \frac{1}{1 + W_1(p)W_2(p)} \alpha(t) + \frac{W_1(p)W_2(p)}{1 + W_1(p)W_2(p)} L(t) = \Delta\varphi_{1\alpha}(t) + \Delta\varphi_{1L}(t), \quad (3)$$

где

$$\Delta\varphi_{1\alpha}(t) = \frac{1}{1 + W_1(p)W_2(p)} \alpha(t) = W_{\Delta\varphi_{1\alpha}}(p)\alpha(t);$$

$$\Delta\varphi_{1L}(t) = \frac{1}{1 + W_1(p)W_2(p)} L(t) = W_{\Delta\varphi_{1L}}(p)L(t);$$

$$W_{\Delta\varphi_{1\alpha}}(p) = \frac{1}{1 + W_1(p)W_2(p)}; W_{\Delta\varphi_{1L}}(p) = \frac{W_1(p)W_2(p)}{1 + W_1(p)W_2(p)}.$$

Пусть операторы элементов системы рис.1 определяются выражениями:

$$W_1(p) = \frac{k_1}{T_1p + 1} = \frac{D_1(p)}{F_1(p)}; W_2(p) = \frac{k_2}{(T_2p + 1)p} = \frac{D_2(p)}{F_2(p)}, \quad (4)$$

где

$$F_1(p) = T_1p + 1; F_2(p) = (T_2p + 1)p; D_1(p) = k_1; D_2(p) = k_2.$$

С учетом выражений (4) получаем:

$$W_{\Delta\varphi_{1\alpha}}(p) = \frac{(T_1p + 1)(T_2p + 1)p}{k_1k_2 + (T_1p + 1)(T_2p + 1)p} = \frac{D_{\Delta\varphi_{1\alpha}}(p)}{F_{\Delta\varphi_{1\alpha}}(p)} = \frac{D_{\Delta\varphi_{1\alpha 0}}(p)p^{v_\alpha=1}}{F_{\Delta\varphi_{1\alpha}}(p)}, \quad (5)$$

$$W_{\Delta\varphi_{1L}}(p) = \frac{D_{\Delta\varphi_{1L}}(p)}{F_{\Delta\varphi_{1L}}(p)} = \frac{D_{\Delta\varphi_{1L 0}}(p)p^{v_L=1}}{F_{\Delta\varphi_{1L}}(p)}, \quad (6)$$

где

$$D_{\Delta\varphi_{1\alpha}} = (T_1p + 1)(T_2p + 1)p; F_{\Delta\varphi_{1\alpha}}(p) = F_{\Delta\varphi_{1L}}(p) = k_1k_2 + (T_1p + 1)(T_2p + 1)p;$$

$$F_{\Delta\varphi_{1L}}(p) = k_1k_2 = k_p; \lim_{p \rightarrow 0} D_{\Delta\varphi_{1L 0}}(p) \neq 0.$$

Как следует из выражений (5) и (6), ОКУ двухконтурного итерационного СФД является астатическим с порядком астатизма $v_\alpha=1$ относительно задающего воздействия $\alpha(t)$ и статическим относительно возмущения $L(t)$ ($v_L=0$).

Если операторы элементов ДКУ итерационного СФД имеют такой же вид, как и операторы ОКУ, определяемые выражением (4), то есть

$$W_{11}(p) = \frac{k_1^*}{T_1^* p + 1}; W_{21}(p) = \frac{k_2^*}{(T_2^* p + 1)p}, \quad (7)$$

то оператор ДКУ итерационного СФД имеет следующий вид:

$$W_{\Delta\varphi_2}(p) = \frac{\Delta\varphi_2(t)}{\Delta\varphi_1(t)} = \frac{(T_1^* p + 1)(T_2^* p + 1)p}{k_1^* k_2^* + (T_1 p + 1)(T_2 p + 1)p} = \frac{D_{\Delta\varphi_2}(p)}{F_{\Delta\varphi_2}(p)} = \frac{D_{\Delta\varphi_{20}}(p)p^{v_2=1}}{F_{\Delta\varphi_2}(p)}, \quad (8)$$

где

$$F_{\Delta\varphi_2}(p) = k_1^* k_2^* + (T_1 p + 1)(T_2 p + 1)p;$$

$$D_{\Delta\varphi_2}(p) = (T_1^* p + 1)(T_2^* p + 1)p;$$

$$D_{\Delta\varphi_{20}}(p) = (T_1^* p + 1)(T_2^* p + 1);$$

$$\lim_{p \rightarrow 0} D_{\Delta\varphi_{20}}(p) \neq 0.$$

Как следует из выражения (8) порядок астатизма ДКУ итерационного СФД $v_2 = 1$. Общий оператор итерационного СФД относительно ошибки, вызываемой задающим воздействием $\alpha(t)$, определяется выражением:

$$W_{\Delta\varphi\alpha}(p) = W_{\Delta\varphi_1\alpha}(p)W_{\Delta\varphi_2}(p) = W_{\Delta\varphi\alpha_0}(p)p^{v_0=2}, \quad (9)$$

где

$$W_{\Delta\varphi_1\alpha}(p) = \frac{D_{\Delta\varphi_1\alpha_0}(p)p^{v_\alpha=1}}{F_{\Delta\varphi_1\alpha}(p)}; W_{\Delta\varphi_2}(p) = \frac{D_{\Delta\varphi_{20}}(p)p^{v_2=1}}{F_{\Delta\varphi_2}(p)}; v_0 = v_\alpha + v_2 = 2.$$

Общий оператор итерационного СФД относительно ошибки, вызываемой возмущением $L(t)$, равен:

$$W_{\Delta\varphi L}(p) = W_{\Delta\varphi_1 L}(p)W_{\Delta\varphi_2}(p) = W_{\Delta\varphi L_0}(p)p^{v_L=1}, \quad (10)$$

где

$$W_{\Delta\varphi_1 L}(p) = \frac{D_{\Delta\varphi_1 L_0}(p)p^{v_L=1}}{F_{\Delta\varphi_1 L}(p)}; W_{\Delta\varphi_2}(p) = \frac{D_{\Delta\varphi_{20}}(p)p^{v_2=1}}{F_{\Delta\varphi_2}(p)}.$$

Как следует из анализа выражений (6), (8) – (10), введение ДКУ в итерационном СФД повышает порядок астатизма на единицу относительно задающего воздействия $\alpha(t)$ и возмущения $L(t)$. Очевидно, дальнейшее повышение порядка астатизма и, следовательно, дальнейшее повышение точности СФД можно достичь увеличением количества дополнительных контуров управления.

Рассмотрим случай, когда возмущение $L(t)$ приложено к ОКУ итерационного СФД, а возмущение $L_1(t)$ к ДКУ (рис. 2). Тогда общий оператор относительно ошибки, вызываемой $\alpha(t)$, определится выражением (9), а общий оператор относительно ошибки, вызываемой $L(t)$, выражением (10).

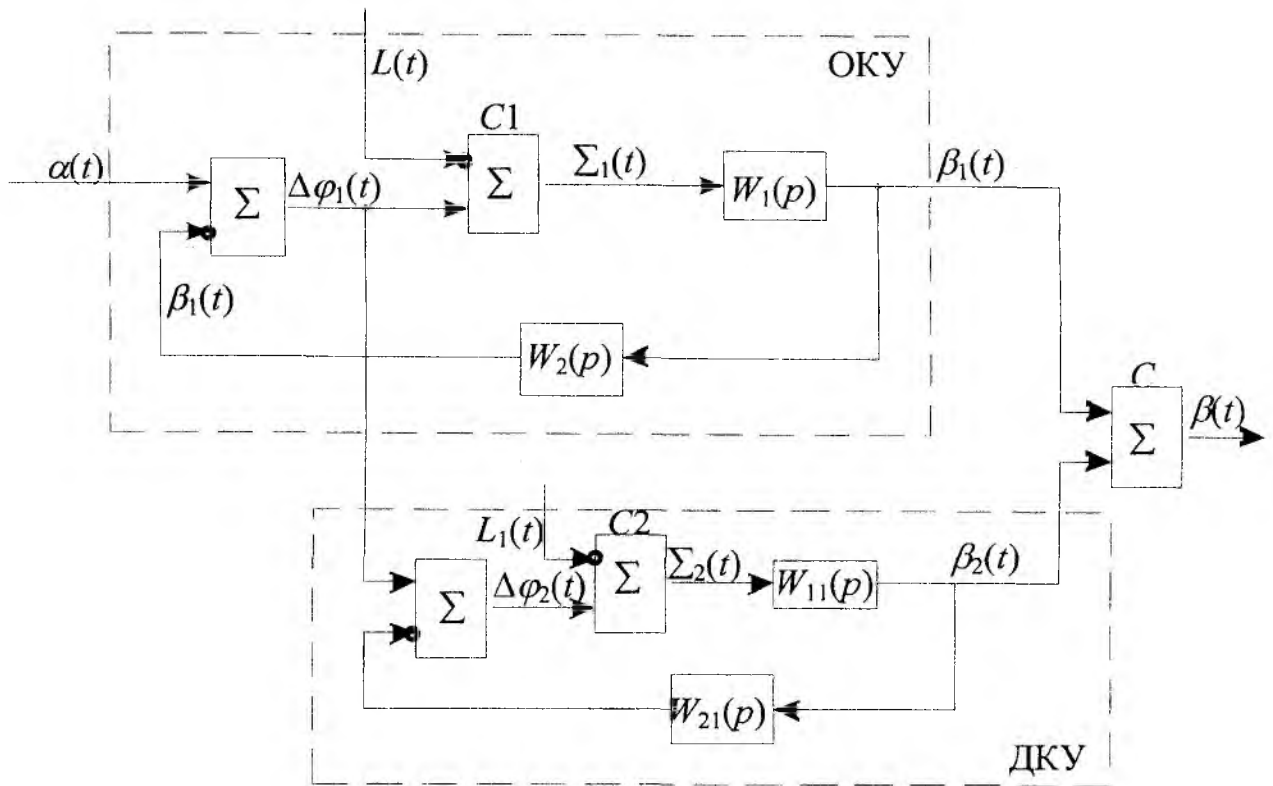


Рис. 2

С учетом выражений (7) запишем оператор ДКУ итерационного СФД относительно ошибки, вызываемой возмущением $L_1(t)$.

$$W_{\Delta\varphi 2L_1}(p) = \frac{D_{\Delta\varphi 2L_1 0}(p) p^{v_{L_1}=0}}{F_{\Delta\varphi 2L_1}(p)},$$

где

$$D_{\Delta\varphi 2L_1 0}(p) = k_1^* k_2^* = k_p^*; F_{\Delta\varphi 2L_1}(p) = k_p^* + (T_1^* p + 1)(T_2^* p + 1)p.$$

Таким образом, наличие возмущения $L_1(t)$, действующего на ДКУ итерационного СФД, приводит к появлению дополнительной ошибки, $\Delta\varphi_{2L_1}(t) = W_{\Delta\varphi 2L_1}(p)L_1(t)$, которая содержит все составляющие ошибки: статическую, скоростную, ускоренческую и т.д. Это обусловлено тем, что ДКУ является статическим относительно $L_1(t)$.

Для устранения составляющих ошибки, вызываемых возмущениями и их производными, необходимо увеличивать количество дополнительных контуров управления. При этом увеличивается точность воспроизведения задающего воздействия и устраняется влияние возмущений.

Список литературы: 1. Аналоговые и цифровые синхронно-фазовые измерители и демодуляторы / А.Ф. Фомин, А.И. Хорошавин, О.И. Шелухин Под ред А.Ф. Фомина. М.: Радио и связь, 1987. 248с. 2. Витерби Э.Д. Принципы когерентной связи. М.: Сов. радио, 1970. 392 с. 3. Гинсбург В.В., Каяцкас А.А. Теория синхронизации демодуляторов. М.: Связь, 1974. 216с. 4. Линдсей В., Цзе Цзамен. Обзор цифровых систем фазовой автоподстройки частоты // ИИЭР. 1981. Т.69, №4. С. 12 – 33. 5. Беркман Л.Н., Коробко В.В. Цифровые итерационные системы ФАП // Вісник нац. політехнічного ун-ту «ХПІ». 2000. №121. С. 47 – 49. 6. Черноуцкий Г.С., Сибрин А.П., Жабреев В.С. Следящие системы автоматических манипуляторов. М.: Наука, 1987. 272 с.

Поступила в редакцию 15.05.2004

АНАЛИЗ НЕЛИНЕЙНЫХ СИСТЕМ ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ

Все реальные системы фазовой автоподстройки являются в большей или меньшей степени нелинейными. В тех случаях, когда наличие нелинейности существенно влияет на режим работы и показатели качества системы, их необходимо учитывать.

Нелинейности в системах ФАП обычно возникают как результат конструктивных особенностей и принципа действия элементов системы. Распространенными являются нелинейности с кусочно-линейными характеристиками, реального типа, типа зоны нечувствительности, насыщения, а также сложные нелинейности, представляющие собой сочетание типовых нелинейностей (например, насыщения и зоны нечувствительности, кусочно-линейной и насыщения и т. д.). Обычно параметры нелинейности считаются нелинейными во времени, что соответствует случаю стационарной нелинейности. Если же изменением параметров нелинейности с течением времени нельзя пренебречь, то нелинейность рассматривают как нестационарную [2].

Как правило, нелинейности отрицательно влияют на динамические свойства системы ФАП, ограничивают возможности повышения их точности и быстродействия [1–3].

В синхронном режиме наличие нелинейности может привести к дополнительным фазовым ошибкам, установившимся автоколебаниям (предельному циклу) и даже к потере устойчивости. В переходном режиме из-за наличия нелинейностей увеличивается время переходного процесса.

В настоящей работе рассмотрен способ описания нелинейных систем ФАП в пространстве состояний.

Обобщенная структурная схема нелинейной системы фазовой синхронизации представлена на рис. 1а. Здесь под первым нелинейным элементом подразумевается нелинейность фазового детектора, линейная часть 1 и 2 – это различные фильтры, усилители. Нелинейный элемент 2 может содержать нелинейности функционально необходимых элементов или подстраиваемого генератора. Вместо обобщенной схемы (рис. 1а) часто рассматривают более простые структурные схемы СФС с одним нелинейным элементом (рис. 1б, в).

Для записи уравнений состояний нелинейных систем синхронизации составляется схема в переменных состояниях. На этой схеме указываются места нелинейных элементов (рис. 1г). Решение нелинейных уравнений состояний можно значительно упростить, если использовать так называемое эквивалентное представление нелинейных элементов [1–5]. Такой подход позволяет исследовать нелинейные СФС на основе решения совокупности линейных уравнений состояния с различными начальными условиями.

Рассмотрим вначале эквивалентное линейное представление нелинейности фазового детектора (рис. 1г). Нелинейную зависимость $y = F(\Delta\varphi)$, где $\Delta\varphi = \varphi_{вх} - \varphi_{вых}$, заменим линейной зависимостью $y = k\Delta\varphi + b$, где параметры k и b принимают различные постоянные значения в зависимости от диапазона изменения $\Delta\varphi$.

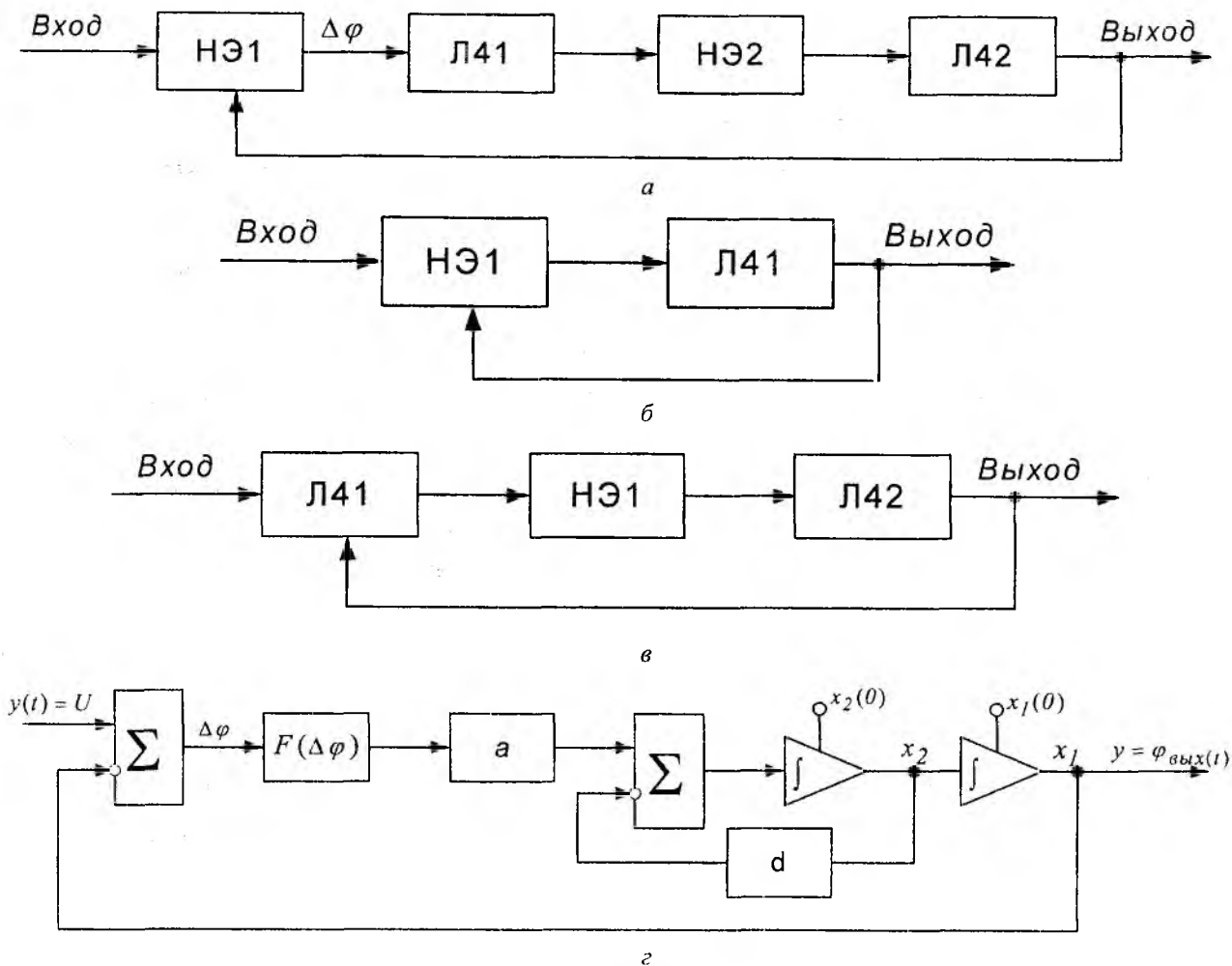


Рис. 1

На рис. 2 представлены типовые статические характеристики фазовых детекторов [3–4].

Определим параметры k и b для каждого типа нелинейной характеристики.

1. Релейная характеристика без зоны нечувствительности (рис. 2а).

Аналитическое выражение для характеристики имеет вид:

$$\Delta F = \begin{cases} 1, & 0 \leq \Delta\varphi \leq \pi, \\ -1, & -\pi \leq \Delta\varphi < 0. \end{cases}$$

Представим $y = F(\Delta\varphi)$ в виде $y = k\Delta\varphi + b$. Тогда $k = 0$; $b = 1$ при $0 \leq \Delta\varphi \leq \pi$ и $k = 0$; $b = -1$ при $-\pi \leq \Delta\varphi < 0$. Эквивалентные линейные схемы для этого случая показаны на рис. 3а. Третья схема на рисунке является результатом объединения первых двух схем.

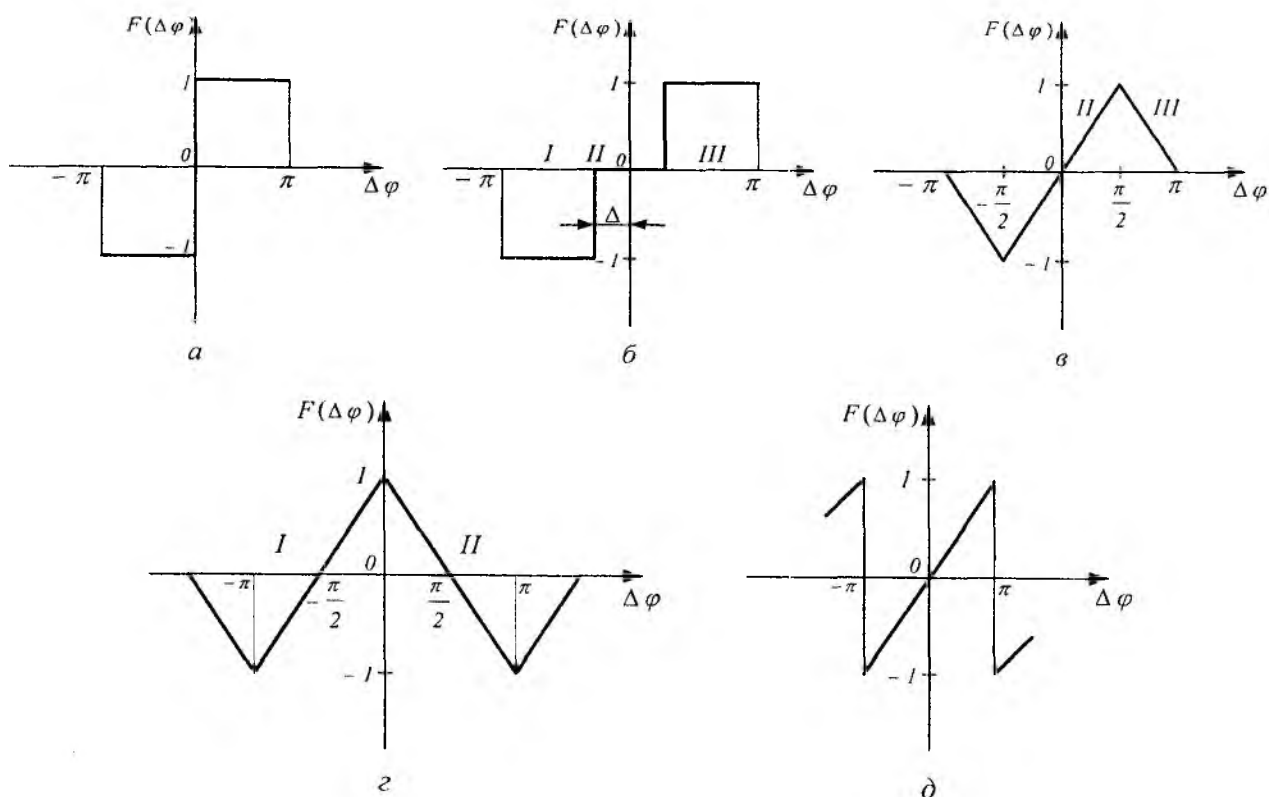


Рис. 2

2. Релейная характеристика с зоной нечувствительности (рис. 2б):

$$F(\Delta\varphi) = \begin{cases} -1, & -\pi \leq \Delta\varphi < -\Delta, \\ 0, & -\Delta \leq \Delta\varphi \leq \Delta, \\ 1, & \Delta < \Delta\varphi \leq \pi. \end{cases}$$

Представим $y = F(\Delta\varphi)$ в виде $y = F(\Delta\varphi) = k\Delta\varphi + b$, где для участка I: $k = 0$; $b = -1$; для участка II: $k = 0$; $b = 0$; для участка III: $k = 0$; $b = 1$. Эквивалентные линейные схемы для этого случая показаны на рис. 3б.

3. Кусочно-линейная характеристика (рис. 2в):

$$\Delta F = \begin{cases} -\frac{2}{\pi}\Delta\varphi - 2, & -\pi \leq \Delta\varphi < -\frac{\pi}{2}, \\ \frac{2}{\pi}\Delta\varphi, & -\frac{\pi}{2} \leq \Delta\varphi \leq \frac{\pi}{2}, \\ \frac{2}{\pi}\Delta\varphi + 2, & \frac{\pi}{2} < \Delta\varphi \leq \pi. \end{cases}$$

Такая характеристика часто используется для аппроксимации синусоидальной характеристики ФД. Получим эквивалентные линейные схемы для характеристики (рис. 2в). Для участка I: $k = -\frac{2}{\pi}$; $b = -2$; для участка II: $k = \frac{2}{\pi}$; $b = 0$; для участка III: $k = \frac{2}{\pi}$; $b = 2$.

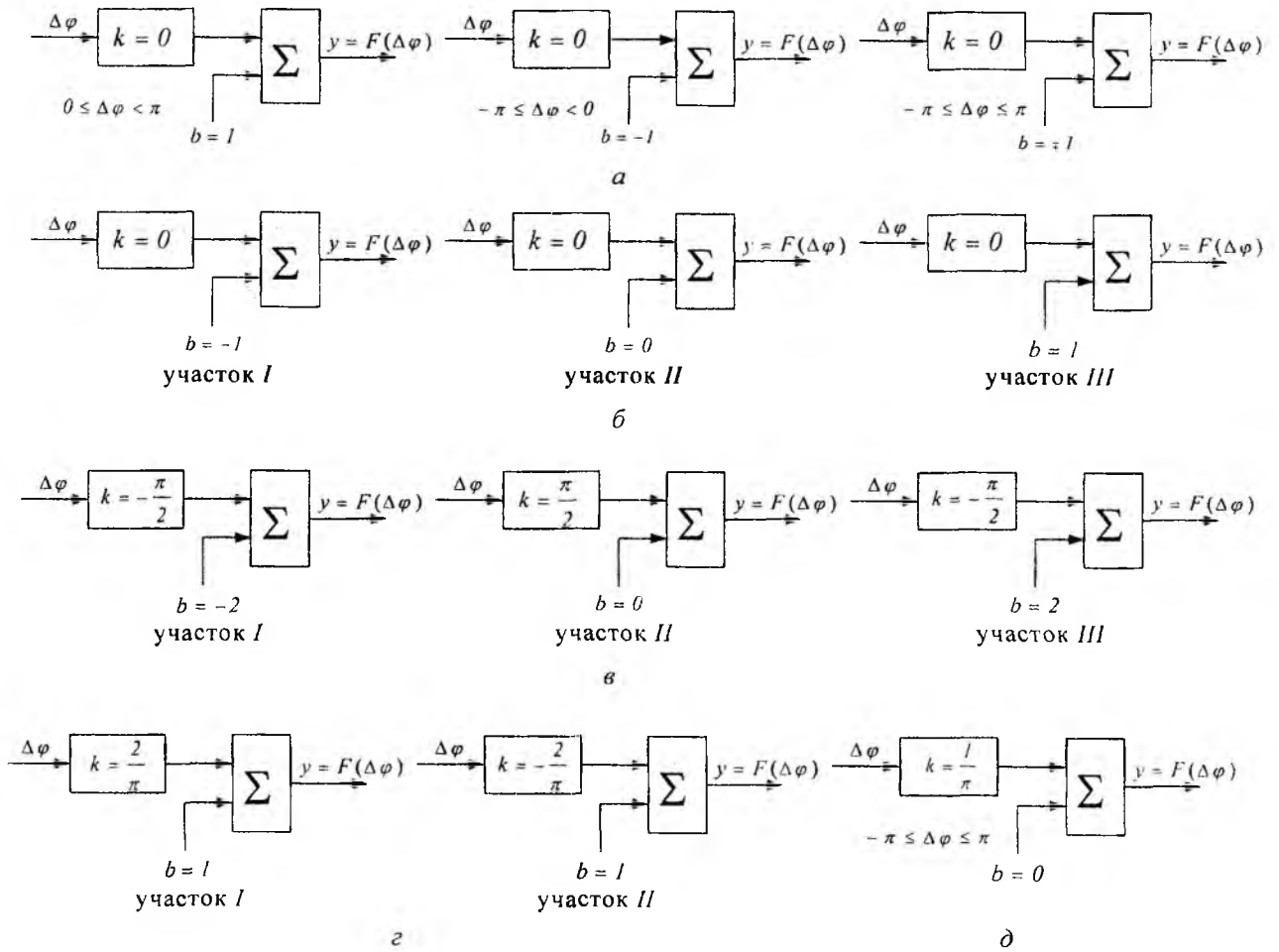


Рис. 3

Полученные эквивалентные схемы представлены на рис. 3в.

4. Треугольная характеристика (рис. 2з):

$$F(\Delta\varphi) = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \Delta\varphi + 1, & -\pi \leq \Delta\varphi \leq 0, \\ -\frac{2}{\pi} \Delta\varphi + 1, & 0 < \Delta\varphi \leq \pi. \end{cases}$$

Для участка I: $k = \frac{2}{\pi}$; $b = 1$; для участка II: $k = -\frac{2}{\pi}$; $b = 1$ (рис. 3з).

5. Пилообразная характеристика (рис. 2д) описывается следующим выражением:

$$F(\Delta\varphi) = \frac{1}{\pi} \Delta\varphi, \quad -\pi \leq \Delta\varphi \leq \pi.$$

Параметры эквивалентной линейной схемы: $k = \frac{1}{\pi}$; $b = 0$ (рис. 3).

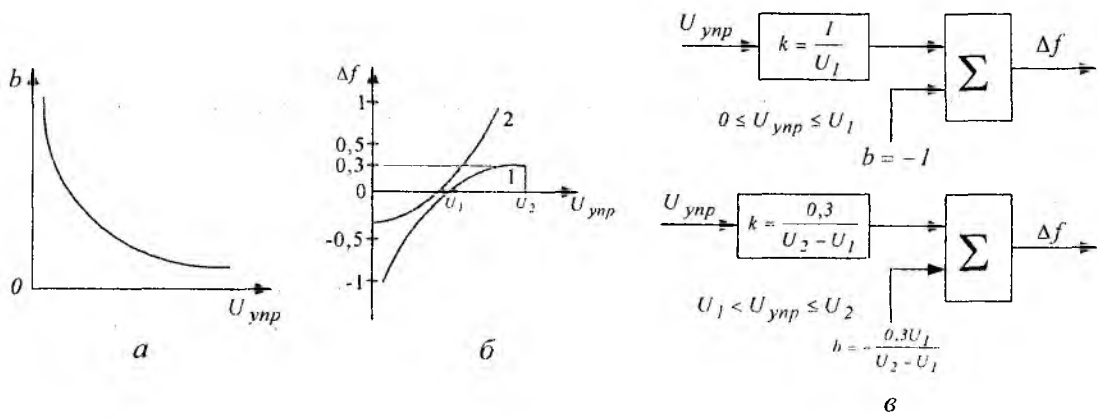


Рис. 4

Помимо основной нелинейности фазового детектора в СФС имеют место и другие нелинейности. Так, в общем случае оказывается нелинейной и модуляционная характеристика управляемого генератора, то есть зависимость $\Delta f = B(U_{ynp})$. Вид модуляционной характеристики зависит от типа управляющего элемента (УЭ) и схемы генератора. В качестве УЭ на практике широко применяется варикап. В этом случае нелинейность модуляционной характеристики определяется нелинейной зависимостью емкости варикапа C_B от напряжения U_{ynp} (рис. 4а). На рис. 4б представлены типичные нормированные модуляционные характеристики управляемых кварцевых генераторов [5].

Поскольку кривые I и II на рис. 4б имеют участки, близкие к линейным, и излом в точке с координатами $(U_1, 0)$, где $U_1 = U_{ynp} / 2$, то их можно аппроксимировать двумя отрезками прямых. В этом случае модуляционные характеристики можно описать выражением

$$\Delta f = \begin{cases} k_1 U_{ynp} + b_1, & 0 \leq U_{ynp} \leq U_1, \\ k_2 U_{ynp} + b_2, & U_1 < U_{ynp} \leq U_2. \end{cases}$$

В частности, для кривой 1

$$\Delta f = \begin{cases} (1/U)U_{ynp} - 1, & 0 \leq U_{ynp} \leq U_1, \\ 0,3U_{ynp}/(U_2 - U_1) - 0,3U_1/(U_2 - U_1), & U_1 < U_{ynp} \leq U_2. \end{cases}$$

Когда для первого участка $k = 1/U_1$; $b = -1$, а для второго участка $k = 0,3/(U_2 - U_1)$; $b = -0,3U_1/(U_2 - U_1)$. Эквивалентные схемы представлены на рис. 4в. Эквивалентная схема для кривой 2 (рис. 4б) составлена аналогично.

Таким образом, с помощью метода эквивалентного представления нелинейных элементов синтезируются эквивалентные линейные схемы основных типовых характеристик ФД. Используя полученные результаты, можно рассчитать переходные процессы в нелинейных системах ФАП, описываемых уравнением состояния.

Список литературы: 1. Зайцев Г.Ф., Стеглов В.К. Квазиоптимальные следящие системы. К.: Высш.шк., 1981. 176 с. 2. Зайцев Г.Ф., Стеглов В.К. Компенсация естественных нелинейностей автоматических систем. М.: Энергоиздат, 1982. 96 с. 3. Системы фазовой автоподстройки частоты с элементами дискретизации / Под ред. В.В. Шахгильдяна. М.: Связь, 1989. 224 с. 4. Системы фазовой синхронизации / Акимов В.Н., Белюстина Л.Н., Белых В.Н. и др. / Под ред. В.В. Шахгильдяна, Л.Н. Белюстиной. М.: Радио и связь, 1982. 288 с. 5. Бондаренко В.Г. РС – генераторы синусоидальных колебаний. М.: Связь, 1986. 208 с.

ALEXANDER BARKALOV, Ph.D., D.Sc.
 REMIGIUSZ WIŚNIEWSKI, M.Sc.

DESIGN OF CONTROL UNITS WITH TRANSFORMATION OF THE NUMBER OF TRANSACTIONS

1 Introduction

A control unit of digital system can be implemented as a compositional microprogram control unit (CMCU) that is based on the natural addressing of microinstructions in the operational linear chains (OLC) [1, 2]. One of the most important tasks arising under the design of CMCU'S circuit using programmable logic devices (PLD) in the task of the minimization of the circuit's cost [3]. The method of this task's solution is proposed in this article.

2 Main idea of method

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

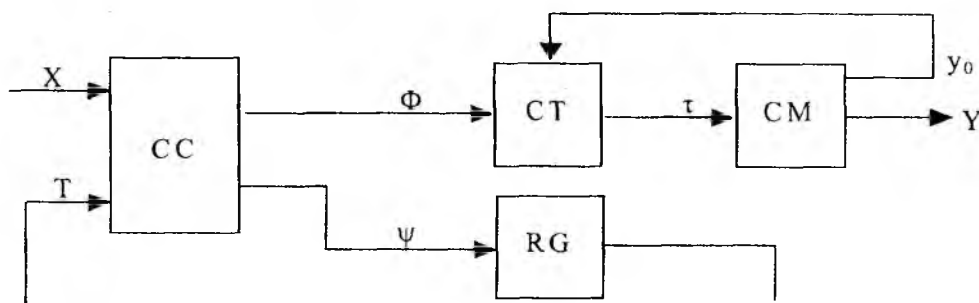


Fig. 1
 Structural diagram of compositional microprogram control unit U_1

Combinational circuit CC and memory register RG with D flip-flops forms a FSM S_1 . The logic conditions $X = \{x_1, \dots, x_L\}$ and internal variables $T = \{T_1, \dots, T_{R_1}\}$ are the inputs of CC. The variables $T_r \in T$ are used to encode the internal states $a_m \in A$, where $A = \{a_1, \dots, a_{M_1}\}$, $R_1 = \lceil \log_2 M_1 \rceil$. Circuit CC forms the functions $\Phi = \{\phi_1, \dots, \phi_{R_2}\}$ to control the counter CT and functions $\Psi = \{\psi_1, \dots, \psi_{R_1}\}$ to control the register RG. The control memory holds M_2 microinstructions corresponding to the operational nodes of initial flow-charts and $R_2 = \lceil \log_2 M_2 \rceil$. The functions Φ and Ψ are represented as following:

$$\Phi = \Phi(T, X), \Psi = \Psi(T, X). \quad (1)$$

An automaton S_2 interprets the operational linear chains $\alpha_g \in C$ where $C = \{\alpha_1, \dots, \alpha_G\}$. An operational linear chain is a sequence of operational nodes of initial flow-chart Γ . Each pair of the nodes $b_{gi} = pr_i a_g$ and $b_{gi+1} = pr_{i+1} a_g$ corresponds an edge $\langle b_{gi}, b_{gi+1} \rangle$ of the flow-chart Γ . Each OLC a_g has F_g components and $a_g = \langle b_{g1}, \dots, b_{gF_g} \rangle$. Let $A(b_g)$ is an address of microinstruction corresponding to the node b_g . The condition

$$A(b_{giH}) = A(b_{gi}) + 1 \quad (2)$$

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

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

$$t_1 = R_1 + R_2 \quad (3)$$

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

Let FSM S_1 is a Mealy FSM and let it is set up by the direct structural table [4] with the columns: $a_m, K(a_m), a_s, K(a_s), X_h, \Phi_h, \Psi_h, h$. Here $a_m \in A$ is an initial code of FSM. $K(a_m)$ is a binary code of the state a_m with R_1 bits; a_s is a state of transaction. $K(a_s)$ is a code of the state $a_s \in A$; X_h is a conjunction of some elements of the set X to causing transaction $\langle a_m, a_s \rangle$; Φ_h is a set of excitation functions of CT that are equal to 1 during the transaction $\langle a_m, a_s \rangle$; Ψ_h is a set of excitation functions of RG to switch it from $K(a_m)$ to $K(a_s)$. h is a number of transaction, $h = 1, \dots, H$. An example of direct structural table (DST) is given in Table 1. In this table a column Φ_h contains the numbers I_{lc} of the inputs of OLC and excitation functions forming their addresses.

Table 1
Direct structural table of the Mealy FSM S_1

a_m	$k(a_m)$	a_s	$K(a_s)$	X_h	Φ_h	Ψ_h	h
a_1	00	a_2	01	x_1	$D_6 D_7 I_1$	D_2	1
		a_3	10	$\overline{x_1} x_2$	$D_5 I_2$	D_1	2
		a_4	01	$\overline{x_1} x_2$	$D_4 D_6 I_3$	D_2	3
a_2	01	a_3	10	x_3	$D_5 I_2$	D_1	4
		a_4	11	x_3	$D_3 D_6 I_4$	$D_1 D_2$	5
a_3	10	a_2	01	x_2	$D_6 D_7 I_5$	D_2	6
		a_3	10	$\overline{x_2} x_3$	$D_5 I_2$	D_1	7
		a_4	11	$\overline{x_2} x_3$	$D_3 D_6 I_4$	$D_1 D_2$	8
a_4	11	a_4	11	x_3	$D_3 D_7 I_6$	$D_1 D_2$	9
		a_1	00	$\overline{x_3}$	$D_3 I_7$	--	10

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

$$M_3 \leq H. \quad (4)$$

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

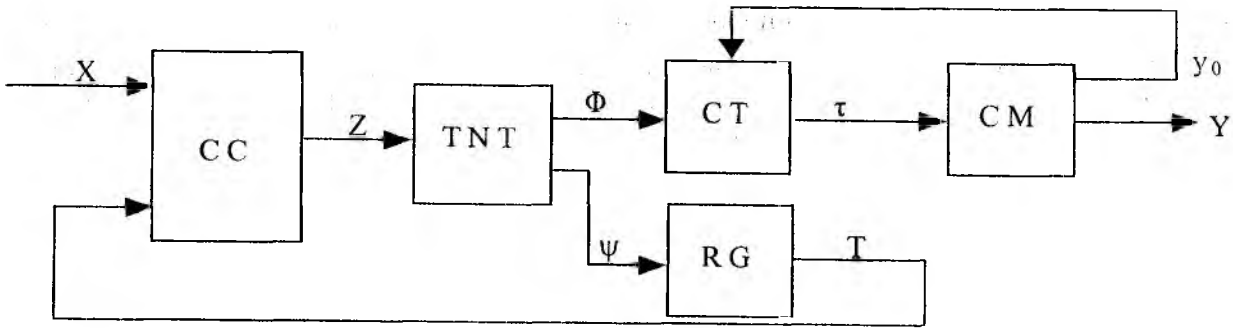


Fig. 2

Structural diagram of compositional microprogram control unit U_2

Here circuit CC implements the system of the functions

$$Z = Z(T, X). \quad (5)$$

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

$$\Phi = \Phi(Z), \Psi = \Psi(Z). \quad (6)$$

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

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

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

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

1. Formation of the set of operational linear chains, natural addressing of microinstructions, formation of DST of FSM of addressing and content of control memory. The formal procedures to solve the problems arising on this step are given in [3].

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

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

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

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

Table 2

Fragment of the transformed DST of Mealy FSM S_1

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

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

Table 3
Fragment of the table of TNT of FSM S_1

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

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

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

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

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

4 Conclusion

The method of decreasing of the cost of the circuit of FSM of microinstructions' addressing was proposed. The minimization was reached thanks to application of inter medial unit transforming the numbers of transactions into the microinstructions' addresses and codes of the states. For the method described in this article researches were performed. To research the area of the effective application of proposed method we can replace the standard PLD by customized matrixes and to find the relative estimations for the characteristics of flow-chart when the proposed method has the maximum gain.

Using the results of the work [5] we can get the formula to describe the relative cost of the proposed circuit and standard decision:

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

This formula can be transformed in such way that all its variables will depend only on the amount of the nodes in initial flow-chart and some coefficients. Such transformation is based on the results of the work [5]. It permits to simplify the equations and to express everything with the minimum amount of variables. The researches were performed for different values of K (number of the nodes in the flow-chart), k_1 coefficient (relation of the amount of the states to the amount of the operational nodes) and k_2 (relation of the amount of the different pairs beta to the amount of lines H).

The conducted researches have shown that proposed method is always better than standard one. The best gain is near 19 % (when the number of nodes in the flow-chart is about 200) and it is reached when the k_1 coefficient is increased from 0,1 to 0,9 and k_2 decreased from 0,8 to 0,1.

Literature: 1. *Barkalov A. A., Palagin A. V.* Synthesis of microprogram control units. – Kiev: IC NAC of Ukraine, 1997.- 136 pp (in Russian). 2. *Solovjev V. V.* Design of digital systems using the programmable logic integrate circuits. – Moscow: Hot line – Telecom, 2001. – 636 pp (in Russian). 3. *Grushnitsky R. I., Mursaev A. H., Ugrjumov E. P.* Design of the systems using microcircuits of programmable logic. – Petersburg: BHV – 2002. – 636 pp (in Russian). 4. *Barkalov A. A.* Synthesis of control units on programmable logic devices. – Donetsk: DNTU, 2002. – 262 pp (in Russian). 5. *Barkalov A. A.* Development of formal methods of structural synthesis of compositional automata. – Dissertation of the doctor of the technical sciences: 05.13.08 / Donetsk: DonTSY, 1994. – 201 p.

DESIGN OF MEALY FSM WITH MULTIPLE ENCODING OF INTERNAL STATES

1 Introduction

One of the popular methods oriented on the hardware optimisation of the logic circuit of finite-state-machine (FSM) is increasing of the amount of its levels [1]. But such approach is connected with formation of some additional internal variables that require the additional resources of programmable logic devices (PLD). The method of multiple encoding of internal states proposed in this article permits to decrease hardware amount in the logic circuit of Mealy FSM.

2 Main Definitions And Idea Of Method

Let Mealy FSM is set up by a direct structural table (DST) with columns [2]: a_m is the initial state of FSM, $a_m \in A, A = \{a_1, \dots, a_m\}$ is a set of the FSM states; $K(a_m)$ is a code of the state $a_m \in A$, which use $R_1 = \lceil \log_2 M \rceil$ variables $T_r \in T = \{T_1, \dots, T_{R_1}\}$; a_s is the state of transaction; $K(a_s)$ is a code of the state $a_s \in A$; X_h is the input signal causing the transaction $\langle a_m, a_s \rangle$ and it is equal to conjunction of some elements of the set of logic conditions $X = \{x_1, \dots, x_L\}$; Y_h is the output signal corresponded to the transaction $\langle a_m, a_s \rangle$, $Y_h \subseteq Y$ where $Y = \{y_1, \dots, y_N\}$ is the set of microoperations; Φ_h is the subset of the set of excitation functions Φ that are equal to 1 to switch the memory of FSM from $K(a_m)$ to $K(a_s)$, $\Phi = \{\Phi_1, \dots, \Phi_{R_1}\}$; h is the number of transaction $h \in \{1, \dots, H\}$.

Let DST has Q different sets of microoperations $Y_q \subseteq Y$. Let's encode each set $Y_q \subseteq Y$ by the binary code $K(Y_q)$ with $R_2 = \lceil \log_2 Q \rceil$ bits. Let's use variables $z_r \in Z = \{z_1, \dots, z_{k_2}\}$ for encoding of these sets. In this case FSM can be implemented as PY FSM (Fig. 1).

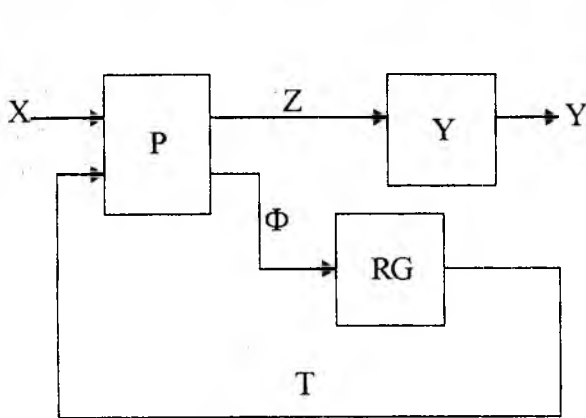


Fig. 1

Structural diagram of PAY Mealy FSM

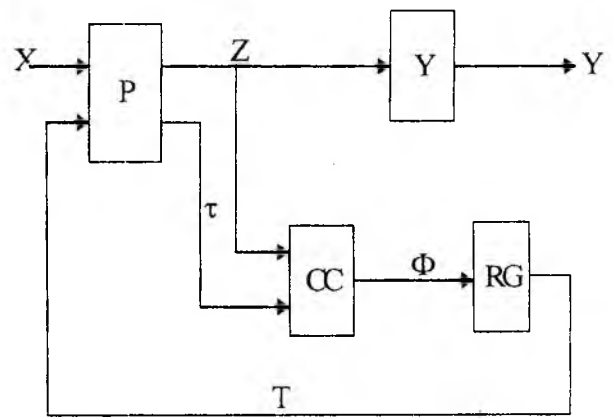


Fig. 2

Structural diagram of PAY Mealy FSM

Here subcircuit P implements the system of functions

$$Z = Z(T, X), \Phi = \Phi(T, X). \quad (1)$$

System (1) is implemented after transformation of initial DST. Subcircuit Y implements the system of functions

$$Y = (Z). \quad (2)$$

Such approach permits to decrease a hardware amount in comparison with P Mealy FSM [3] where subcircuit P implements the system of functions

$$Y = Y(T, X), \Phi = \Phi(T, X). \quad (3)$$

An idea of decreasing of the amount of outputs of subcircuit P is the following one. Let $A(a_m) \subseteq A$ is a set of the states of transaction from the state $a_m \in A$ and let $|A(a_m)| = B_m$. Let

$$B_0 = \max(B_1, \dots, B_M) \quad (4)$$

and $R_3 = \lceil \log_2 B_0 \rceil$. Let us encode each state $a_s \in A(a_m)$ by a partial code $K_m(a_s)$ with R_3 bits and let's use for such encoding the variables $\tau_r \in \tau = \{\tau_1, \dots, \tau_{R_3}\}$. In this case any state $a_s \in A(a_m)$ is determined by the pair $\langle K(Y_q, K_m(a_s)) \rangle$ and Mealy FSM can be implemented as PAY Mealy FSM (Figure 2).

Here subcircuit P implements the system of functions

$$Z = Z(T, X), \tau = \tau(T, X), \quad (5)$$

and code converter CC implements the system of functions

$$\Phi = \Phi(Z, \tau). \quad (6)$$

Such approach permits to decrease the amount of required outputs of subcircuit P from $R_1 + R_2$ (PY Mealy FSM) to $R_2 + R_3$. It permits under particular conditions to decrease a hardware amount in comparison with PY Mealy FSM.

3 Method And Example Of PAY Mealy FSM's Design

In this article the method of PAY Mealy FSM design is proposed. It is illustrated using DST of FSM S₁ (Table 1).

Table 1
Direct structural table of Mealy FSM S₁

a_m	$K(a_m)$	a_s	$K(a_s)$	X_h	Y_h	Φ_h	h
a_1	000	a_2	001	x_1	y_1y_2	D_3	1
		a_3	010	$\overline{x_1x_2}$	y_3	D_2	2
		a_2	001	$\overline{x_1x_2}$	y_2y_4	D_3	3
a_2	001	a_3	010	x_2	y_3y_4	D_2	4
		a_4	011	$\overline{x_2}$	y_5	D_2D_3	5
a_3	010	a_5	100	x_3	y_1y_2	D_1	6
		a_4	011	$\overline{x_3}$	y_3y_5	D_2D_3	7
a_4	011	a_1	000	x_1	y_2	-	8
		a_5	100	$\overline{x_1}$	y_1y_2	D_1	9
a_5	100	a_4	011	1	y_3y_4	D_2D_3	10

The method of design includes the following steps:

1. Encoding of the sets of microoperations. There are $Q = 7$ different sets of microoperations in DST (Table 1) such as $Y_1 = \emptyset$, $Y_2 = \{y_1, y_2\}$, $Y_3 = \{y_3\}$, $Y_4 = \{y_2, y_4\}$,

$Y_5 = \{y_3, y_4\}$, $Y_6 = \{y_5\}$, $Y_7 = \{y_3, y_5\}$. Therefore $R_2 = 3$, $Z = \{z_1, z_2, z_3\}$. Let $K(Y_1) = 000$, ..., $K(Y_7) = 110$.

2. Determination of the length of the partial codes of the states. From table 1 we have $A(a_1) = \{a_2, a_3\}$, $A(a_2) = \{a_3, a_4\}$, $A(a_3) = \{a_5, a_4\}$, $A(a_4) = \{a_1, a_5\}$, $A(a_5) = \{a_4\}$. Therefore $B_1 = B_2 = B_3 = B_4 = 2$, $B_5 = 1$ and according to (4) $B_0 = 2$, $R_3 = 1$, $\tau = \{\tau_1\}$.

3. Multiple encoding of the states. Let us encode the states $a_s \in A(a_m)$ by binary codes with R_3 bits and let's form a table of multiple encoding with the columns: $A(a_1), K(a_s), \dots, A(a_m), K_m(a_s)$. In our case it is the table 2.

Table 2
The multiple encoding of the states of Mealy FSM S_1

$A(a_1)$	$K_1(a_s)$	$A(a_2)$	$K_2(a_s)$	$A(a_3)$	$K_3(a_s)$	$A(a_4)$	$K_4(a_s)$	$A(a_5)$	$K_5(a_s)$
a_2	0	a_3	0	a_4	0	a_1	0	a_4	0
a_3	1	a_4	1	a_5	1	a_5	1	-	-

4. Formation of transformed DST. To form the system (5) we should transform an initial DST in the following manner. The column $K(a_s)$ is replaced by the column $K_m(a_s)$ with codes from the table of multiple encoding. The column Y_h is replaced by the column Z_h that contains the functions $z_r \in Z$ equal to 1 in the code $K(Y_q)$ of the set $Y_q \subseteq Y$ from the h^{th} line of initial DST. The column Φ_h is replaced by the column τ_h with variables $\tau_r \in \tau$ equal to 1 in the code $K_m(a_s)$ corresponding to the state of transaction from the h^{th} line of initial DST.

The transformed DST for our example is shown in the table 3.

Table 3
The transformed DST of PAY Mealy FSM S_1

a_m	$K(a_m)$	a_s	$K_m(a_s)$	X_h	Z_h	τ_h	h
a_1	000	a_2	0	x_1	z_3	-	1
		a_3	1	$\overline{x_1 x_2}$	z_2	τ_1	2
		a_2	0	$x_1 x_2$	$z_2 z_3$	-	3
a_2	001	a_3	0	x_2	z_1	-	4
		a_4	1	x_2	$z_1 z_3$	τ_1	5
a_3	010	a_5	1	x_3	z_3	τ_1	6
		a_4	0	$\overline{x_3}$	$z_1 z_2$	-	7
a_4	011	a_1	0	x_1	z_2	-	8
		a_5	1	$\overline{x_1}$	z_3	τ_1	9
a_5	100	a_4	0	1	z_1	-	10

5. Formation of the table of code converter. To form the system (6) we should form the table of CC. Its lines are marked by the states $a_m \in A$. This table contains columns $a_s, K_m(a_s), K(Y_q), K(a_s), \Phi_s, h$ where column Φ_s contains the excitation functions of register RG equal to 1 in the code $K(a_s)$. For our example this table is shown in the table 4.

Table 4
Table of code converter of PAY Mealy FSM

a_m	a_s	$K_m(a_s)$	$K(Y_q)$	$K(a_s)$	Φ_s	h
a_1	a_2	0	001	001	D_3	1
	a_2	0	011	001	D_3	2
	a_3	1	010	010	D_2	3
a_2	a_3	0	100	010	D_2	4
	a_4	1	101	011	D_2D_3	5
a_3	a_4	0	110	011	D_2D_3	6
	a_5	1	001	100	D_1	7
a_4	a_1	0	010	000	-	8
	a_5	1	001	100	D_1	9
a_5	a_4	0	100	011	D_2D_3	10

6. Design of the logic circuit of PAY Mealy FSM. The subcircuit P is designed using the system (5). For example, we have the following functions from the table 3:

$$\begin{aligned}
 z_1 &= \overline{T_1 T_2 T_3} + \overline{T_1 T_2 T_3} x_3 + \overline{T_1 T_2 T_3} ; \\
 z_2 &= \overline{T_1 T_2 T_3} x_1 + \overline{T_1 T_2 T_3} x_3 + \overline{T_1 T_2 T_3} x_1 ; \\
 z_3 &= \overline{T_1 T_2 T_3} x_1 + \overline{T_1 T_2 T_3} x_2 + \overline{T_1 T_2 T_3} x_2 + \overline{T_1 T_2 T_3} x_3 + \overline{T_1 T_2 T_3} x_1 ; \\
 \tau_1 &= \overline{T_1 T_2 T_3} x_1 x_2 + \overline{T_1 T_2 T_3} x_2 + \overline{T_1 T_2 T_3} x_3 + \overline{T_1 T_2 T_3} x_1 .
 \end{aligned}$$

The subcircuit CC is designed using the (6), for example we have the following functions from the table 4:

$$\begin{aligned}
 D_1 &= \overline{\tau_1 z_1 z_2 z_3} ; \\
 D_2 &= \overline{\tau_1 z_1 z_2 z_3} + \overline{\tau_1 z_1 z_2 z_3} + \overline{\tau_1 z_1 z_2 z_3} + \overline{\tau_1 z_1 z_2 z_3} + \overline{\tau_1 z_1 z_2 z_3} ; \\
 D_3 &= \overline{\tau_1 z_1 z_2 z_3} + \overline{\tau_1 z_1 z_2 z_3} + \overline{\tau_1 z_1 z_2 z_3} + \overline{\tau_1 z_1 z_2 z_3} + \overline{\tau_1 z_1 z_2 z_3} .
 \end{aligned}$$

4 Conclusion

The proposed method permits to decrease the cost of the FSM circuits under the application of the standard methods. The proposed method is the most effective when designed FSM has high rate of operational nodes. The relation between the amount of microinstructions and the amount of operational nodes and between the amount of microinstructions and the amount of operational nodes does not affected on the result to a large degree. The gain is also increased when the number of nodes is decreased. As our researches proved, in this case gain in the cost of FSM is equal approximately 10–6% respectively to the cost of standard application of FSM.

Literature: 1. *Barkalov A.* Structures of the multilevel circuits of microprogram automata on PLA // Cybernetics and system analysis – Nr. 4, 1994 – pp. 22 – 29 2. *S. Baranov,* Logic Synthesis for Control Automata, Kluwer Academic Publishers, 1994 – 312 p. 3. *Barkalov A.,* Synthesis of control units on programmable logic devices, Donetsk: DNTU, 2002 – 262 p. (in Russian) 4. *A. Barkalov,* Development of formal methods of structural synthesis of compositional automata, Donetsk: DonTSY, 1994 – 201 p.

ИЕРАРХИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССОВ УПРАВЛЕНИЯ ДОСТУПОМ В МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ

Начало XXI века характеризуется переходом от индустриального к информационному обществу, предполагающему новые формы социальной и экономической деятельности, которые базируются на массовом использовании информационных и телекоммуникационных технологий. Базовую основу информационного общества составляет Глобальная информационная инфраструктура (ГИИ), которая должна обеспечить возможность недискриминационного доступа к информационным ресурсам каждого жителя планеты. Совокупность баз данных, средств обработки информации, взаимодействующих сетей связи и терминалов пользователя составляет информационную инфраструктуру. Доступ к информационным ресурсам в ГИИ осуществляется посредством услуг связи нового типа, получивших название услуг Информационного общества или инфокоммуникационных услуг.

Материальную основу ГИИ составляют мультисервисные сети связи (МСС), в основу которых заложена концепция перспективных сетей связи следующего поколения – NGN. Сеть связи следующего поколения (NGN) – концепция построения сетей связи, которая обеспечивает предоставление неограниченного набора услуг с гибкими возможностями по их управлению, персонализации и созданию новых услуг за счет унификации сетевых решений, предполагающая реализацию универсальной транспортной сети с распределенной коммутацией, вынесение функций предоставления услуг в оконечные сетевые узлы и интеграцию с традиционными сетями связи. Главным принципом концепции NGN является отделение друг от друга функций переноса и коммутации, функций управления вызовом и функций управления услугами.

Вариант структуры МСС, приведенный в «Концептуальных положениях по построению мультисервисных сетей на ВСС России» и отвечающий требованиям концепции NGN, представлен на рис 1.

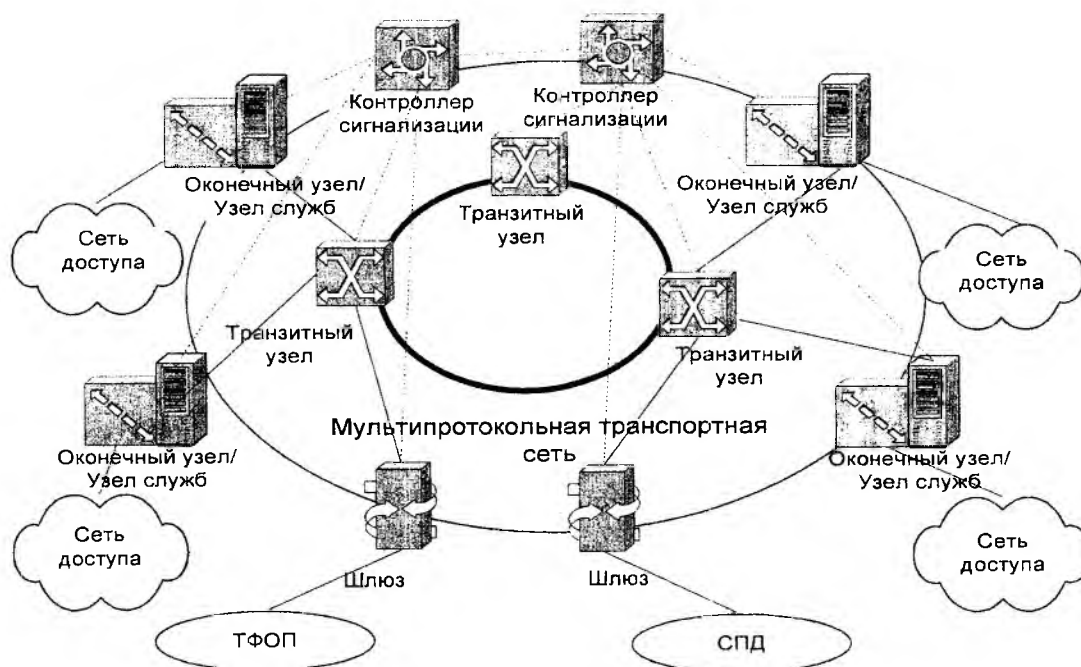


Рис. 1

Основу сети NGN составляет универсальная транспортная сеть, реализующая функции транспортного уровня и уровня управления коммутацией и передачей. Назначением транспортной сети является предоставление услуг переноса. На магистральном уровне мультисервисная сеть должна обеспечивать предоставление услуг переноса для взаимодействия мультисервисных региональных сетей, а также для передачи (при необходимости) нагрузки всех существующих сетей. Решение указанных проблем связано с формированием сетей доступа, которые бы позволили, с одной стороны, обеспечить разделение трафика на участке, где не накладывается жестких ограничений на скорость передачи, и, с другой стороны, не осуществляется концентрация трафика (рис. 2).

Доступ к ресурсам мультисервисной сети осуществляется через граничные узлы, к которым подключается оборудование сети доступа (СД) или осуществляется связь с существующими сетями. В последнем случае граничный узел выполняет функции межсетевого шлюза. Одним из важнейших критериев выбора технологии мультисервисной сети является ее непротиворечивость существующим транспортным и коммутационным структурам, т.е. способность обеспечить поддержку традиционных видов сервиса. При проектировании структуры мультисервисной сети и локализации ее узлов необходимо учитывать не только процессинговые возможности концентраторов и коммутаторов в них, но и производительность узлов агрегирования информационных сервисов [1].

Логика агрегирования доступа руководствуется ограничениями производительности коммутатора мультисервисной сети, обеспечивающего доступ в магистральную сеть. Обычно каждый узел агрегирования доступа обслуживает до 10000 абонентских окончаний. Исходя из этого, целесообразно сгруппировать узлы агрегирования доступа по территориальному (районному) принципу и закрепить узлы магистральной сети за соответствующим районом, который они будут обслуживать, замыкая районный трафик на себя. Однако соображения надежности услуг требуют резервного соединения хотя бы с еще одним узлом магистральной сети. Это обеспечит для каждого узла агрегирования доступа минимум двух точек входа в магистральную сеть, что с одной стороны гарантирует бесперебойность предоставления услуг даже в случае физического разрыва одного из соединений, а с другой – возможность перераспределения абонентской нагрузки по узлам транспортной сети.

В зависимости от характера абонентов роль узла абонентского доступа может взять на себя узел агрегирования доступа (это характерно для сетей телефонии с коммутаторами на 10000 номеров). Узел абонентского доступа может выполнять функции узла агрегирования и шлюзовать разнородный трафик в мультисервисную среду (такая ситуация чаще встречается в сетях пакетной коммутации).

Построение транспортной сети (ТС) должно соответствовать иерархической архитектуре с выделением ряда региональных сетей и магистральной сети (рис. 3). Это создаст условия для повсеместного внедрения инфокоммуникационных услуг и решения таких задач, как обеспечение структурной надежности, нормирования показателей качества услуг для повышения масштабируемости решений задач маршрутизации и т.п.

Магистральная мультисервисная сеть



Рис. 2



Рис. 3

В связи с этим актуальность приобретает задача разработки модели с последующим синтезом методов управления доступом с учетом многоуровневой архитектуры сети. При этом основным требованием к процессам управления доступом является их согласованность с процессами, протекающими на уровнях управления коммутацией и транспортном уровне, т.е. с процессами маршрутизации, ограничения внутрисетевого трафика и т.д.

Динамическая модель процессов управления доступом

Наиболее плодотворным при построении динамических моделей различного рода систем (в том числе систем телекоммуникаций) является подход, основанный на использовании аппарата дифференциальных или разностных уравнений состояния. Особенностью применения аппарата дифференциальных или разностных уравнений состояния является то, что процесс информационного обмена в сети трактуется как протекающий в пространстве и во времени. Пространственные характеристики (адреса отправителей и получателей, номера каналов, в которых в данный момент находится информация, величины задержек в передаче служебной информации и т.д.) определяются топологией сети, характеристиками отдельных ее компонентов, а также деревом допустимых маршрутов передачи данных.

Структурную модель МСС можно представить в виде графа $\Gamma(R, Z)$ (рис. 4), множество вершин которого $R = \{A\} \cup \{V\}$ составляют сети доступа ($A_i, i = \overline{1, S}$) и узлы (маршрутизаторы) ($V_j, j = \overline{1, N}$) ТС МСС, а N – число узлов в ТС; $Z = \{B\} \cup \{D\}$ – множество дуг, моделирующие линии доступа ($B_{i,j}; i = \overline{1, S}; j = \overline{1, N}$) и тракты передачи между узлами ТС МСС ($D_{i,j}; i, j = \overline{1, N}; i \neq j$).

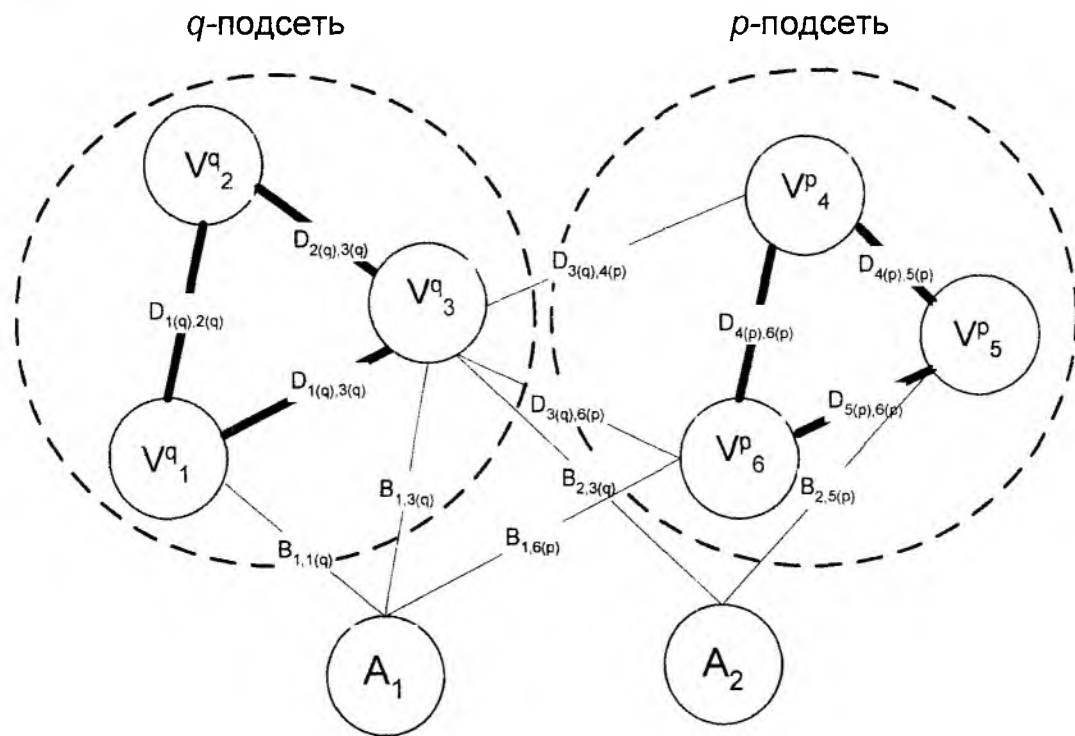


Рис. 4

С целью построения динамической иерархической модели МСС с помощью аппарата разностных уравнений состояния введем в рассмотрение

$$X(k) = \begin{bmatrix} X_1(k) \\ \vdots \\ X_q(k) \\ \vdots \\ X_Q(k) \end{bmatrix}$$

– вектор состояния ТС, характеризуемый объемом данных, накопленных на всех узлах (маршрутизаторах) транспортной сети в момент времени t_k размерности \bar{n} ;

$X_q(k) = [x_{1(q),1(i)}(k), x_{1(q),2(i)}(k), \dots, x_{i(q),j(p)}(k), \dots, x_{N_q, N_q}(k)]^T$ – вектор состояния q -й подсети ($q = \overline{1, Q}$), характеризуемый объемом данных, накопленных на узлах q -й подсети в момент времени t_k , размерности \bar{n}_q , а $[\cdot]^T$ – знак транспонирования. Элемент $x_{i(q),j(p)}(k)$ вектора $X_q(k)$ трактуется как объем данных, находящихся на узле V_i^q и предназначенных для передачи узлу V_j^p ($i = \overline{1, N_q}; j = \overline{1, N_p}; p = \overline{1, Q}$; при $p = q, j \neq i$) в момент времени t_k .

Пусть также

$$U(k) = \begin{bmatrix} U_1(k) \\ \vdots \\ U_q(k) \\ \vdots \\ U_Q(k) \end{bmatrix}$$

– составной вектор управления маршрутами передачи размерности \bar{l} , где $U_q(k)$ – вектор управления маршрутами в q -й подсети размерности \bar{l}_q .

Учитывая иерархический характер разрабатываемой модели, вектор $U_q(k)$ представим в виде

$$U_q(k) = \begin{bmatrix} U'_q(k) \\ U''_q(k) \end{bmatrix}; U'_q(k) = \begin{bmatrix} U_q^{[M]}(k) \\ U_q^{[K]}(k) \end{bmatrix}; U''_q(k) = \begin{bmatrix} U_q^{[M]}(k) \\ U_q^{[K]}(k) \end{bmatrix},$$

где $U_q^{[M]}(k) = [u_{1(q),2(q)}^{1(i)[M]}(k), \dots, u_{i(q),j(q)}^{j(p)[M]}(k), \dots, u_{N_q, N_q}^{N_q[M]}(k)]^T$ – вектор управления маршрутами передачи данных в q -й подсети размерности $\bar{l}_q^{[M]}$;

$U_q^{[K]}(k) = [u_{1(q),1(i)}^{1(i)[K]}(k), \dots, u_{i(q),j(g)}^{j(p)[K]}(k), \dots, u_{N_q, N_q}^{N_q[M]}(k)]^T$ – вектор взаимодействия между узлами q -й подсети и узлами других подсетей в процессе решения маршрутных задач размерности $\bar{l}_q^{[K]}$, рассчитываемый в q -й подсети, а $u_{i(q),j(g)}^{j(p)[K]}(k)$ – доля пропускной способности тракта $D_{i(q),j(g)}$, выделенная информационному потоку с адресом V_j^p в момент времени t_k и

трактуемая в дальнейшем как маршрутная управляемая переменная; $U_q^{[\kappa]}(k)$ – вектор коммутации сетей доступа на узлы q -й подсети размерности $\tilde{l}_q^{[\kappa]}$, компоненты $u_{i,i(q)}^{j(p)[\kappa]}$ которого определяют часть абонентского потока, поступающего от сети доступа A_i на узел V_i^q ТС для дальнейшей передачи узлу V_j^p ; $U_q^{n[\kappa]}(k)$ – вектор коммутации сетей доступа одновременно на узлы q -й подсети и узлы других подсетей размерности $\tilde{l}_q^{n[\kappa]}$, компоненты $u_{i,n(d)}^{j(p)}$ которого определяют часть абонентского потока, поступающего от сети доступа A_i на узел V_n^d ТС для дальнейшей передачи узлу V_j^p .

Размерность вектора состояния сети $X(k)$ определяется совокупностью всех возможных информационных направлений связи между узлами ТС и равна $\tilde{n} = \sum_{q=1}^Q \tilde{n}_q$, где $\tilde{n}_q = N_q(N-1)$, а размерность вектора управления маршрутами $U(k)$ составляет

$$\tilde{l} = \sum_{q=1}^Q \{ \tilde{l}_q^{[M]} + \tilde{l}_q^{n[M]} + \tilde{l}_q^{[\kappa]} + \tilde{l}_q^{n[\kappa]} \}$$

при

$$\tilde{l}_q^{[M]} = N_q E_q' (N-1); \tilde{l}_q^{n[M]} = N_q E_q'' (N-1); \tilde{l}_q^{[\kappa]} = S D_q' N; \tilde{l}_q^{n[\kappa]} = S D_q'' N,$$

где E_q' – связность узлов в q -й подсети ТС (по аналогии со степенью вершин в графе), E_q'' – связность узлов q -й подсети с узлами других подсетей ТС, D_q' – связность сетей доступа с узлами q -й подсети ТС, D_q'' – связность сетей доступа с узлами не q -й подсети ТС, при условии, что эти СД также коммутированы на узлы q -й подсети.

Введем также следующие обозначения:

$c_{i(q),j(p)}(k)$ – скорость передачи данных от узла V_i^q к узлу V_j^p транспортной сети в момент времени t_k в тракте $D_{i(q),j(p)}$; $\zeta_s^{j(p)}(k)$ – интенсивность поступления данных от сети доступа A_s на узлы ТС в момент времени t_k с адресатом узла V_j^p ($i = \overline{1, N_q}; j = \overline{1, N_p}; q, p = \overline{1, Q}$; при $p = q, j \neq i; s = \overline{1, S}$).

Тогда динамику информационного обмена при передаче данных от узла V_i^q к узлу V_j^g можно задать линейным разностным уравнением

$$x_{i(q),j(g)}(k+1) = x_{i(q),j(g)}(k) - \sum_{\substack{l=1(q) \\ l \neq i(q)}}^{N_q} b_{i(q),l}^{[M]}(k) u_{i(q),l}^{j(g)[M]}(k) + \sum_{\substack{m=1(q) \\ m \neq i(q)}}^{N_q} b_{m,i(q)}^{[M]}(k) u_{m,i(q)}^{j(g)[M]}(k) + \\ + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq q}}^Q \left[\sum_{n=1(p)}^{N_p} b_{n,i(q)}^{[M]}(k) u_{n,i(q)}^{j(g)[M]}(k) - \sum_{r=1(p)}^{N_p} b_{i(q),r}^{[M]}(k) u_{i(q),r}^{j(g)[M]}(k) \right] + \sum_{s=1}^S b_s^{j(g)[\kappa]}(k) u_{s,i(q)}^{j(g)[\kappa]}(k), \quad (1)$$

где $b_{m,i(q)}^{[M]}(k) = c_{m,i(q)}(k) \Delta t$, $b_s^{j(g)[\kappa]}(k) = \zeta_s^{j(g)}(k) \Delta t$ ($\Delta t = t_{k+1} - t_k$).

С целью недопущения перегрузки узлов сети и ее трактов передачи на переменные состояния и маршрутные переменные накладываются ограничения, связанные с задачей ограничения внутрисетевого трафика,

$$0 \leq x_{i(q),j(g)}(k) \leq x_{i(q),j(g)}^{\max}, \quad (2)$$

$$0 \leq u_{i(q),l}^{j(g)[M]}(k), \quad \sum_{p=1}^Q \sum_{j=1}^{N_p} u_{i(q),l}^{j(p)[M]}(k) \leq 1, \quad (3)$$

где $x_{i(q),j(g)}^{\max}$ – емкость буфера очередей на узле V_i^q для потоков с адресатом V_j^g .

Требование к сохранению объема абонентского трафика при его распределении по приграничным узлам ТС накладывает на коммутационные переменные следующие ограничения [2]:

$$0 \leq u_{s,i(q)}^{j(p)[K]}(k); \quad \sum_{p=1}^Q \sum_{j=1}^{N_p} u_{s,i(q)}^{j(p)[K]}(k) = 1 \quad (s = \overline{1, S}; i = \overline{1, N_q}; j = \overline{1, N_p}; q, p = \overline{1, Q}). \quad (4)$$

При формализации процессов ограничения нагрузки [3], поступающей в МСС от сетей доступа возможна замена ограничения (4) на следующее ограничение

$$r_{s,i(q)}^{j(p)[K]}(k) \leq \sum_{p=1}^Q \sum_{j=1}^{N_p} u_{s,i(q)}^{j(p)[K]}(k) \leq 1, \quad (5)$$

где $r_{s,i(q)}^{j(p)[K]}(k)$ – часть нагрузки, поступающей от сети доступа A_s на узел V_i^q в момент времени t_k с адресатом V_j^p , для которой уже осуществлено резервирование необходимых сетевых ресурсов.

На основании полученных выше скалярных разностных уравнений динамики информационного обмена между отдельными узлами ТС и СД запишем векторное уравнение состояния, характеризующее динамику информационного обмена МСС в целом

$$X(k+1) = X(k) + B(k)U(k), \quad (6)$$

где структура матрицы B размерности $\tilde{n} \times \tilde{l}$ имеет блочно-диагональный вид

$$B = \text{blocdiag} [B'_1, B''_1, \dots, B'_q, B''_q, \dots, B'_Q, B''_Q],$$

в которой $B'_q(k)$ – матрица пропускных способностей трактов между узлами q -й подсети размерности $\tilde{n}_q \times \tilde{l}'_q$; $B''_q(k)$ – матрица пропускных способностей трактов между узлами q -й подсети и узлами других подсетей размерности $\tilde{n}_q \times \tilde{l}''_q$, а элементами матриц $B'_q(k)$ и $B''_q(k)$ являются величины $b_{i(q),j(p)}(k)$.

Учитывая иерархический характер разрабатываемой модели, декомпозируем уравнение (6) на Q уравнений, описывающих динамику информационного обмена по подсетям ТС.

$$X_q(k+1) = X_q(k) + B'_q(k)U'_q(k) + B''_q(k)U''_q(k). \quad (7)$$

Исходя из условия идентичности управления общими (совместными) ресурсами в различных подсетях, на вектор взаимодействия подсетей накладываются ограничения вида [4; 5]

$$U''_q(k) = \sum_{p=1}^Q F_{qp}U''_p(k), \quad (8)$$

где F_{qp} – матрица размерности $\tilde{n}_q \times \tilde{n}_p$, определяющая взаимосвязь между векторами взаимодействия q -й и p -й подсетей, элементы которой выбираются из условия равенства соответствующих компонент векторов $U_q''(k)$ и $U_p''(k)$.

Разработка модели управления доступом в МСС предполагает наличие системы критериев оптимизации. Основными требованиями к этим критериям являются полнота и точность отражения целевого назначения ТС и МСС в целом, их существенных свойств, а также возможность представления критерия в аналитической форме. Учитывая специфику МСС как многосвязной динамической управляемой системы, функционирующей в условиях ограниченной определенности, форма представления критериев должна отражать оценку качества управления доступом в процессе оптимизации, затраты ресурсов на маршрутизацию.

Учитывая тот факт, что оптимизировать процесс управления доступом и маршрутизации в МСС необходимо в каждый текущий момент времени, исходная задача оптимизации приобретает форму задачи Лагранжа [5] с соответствующим оптимизируемым функционалом

$$J = \sum_{q=1}^Q \sum_{k=0}^{a-1} J_q [X_q, U_q', U_q'', k]. \quad (9)$$

Параметр a характеризует интервал оптимизации T ($T = a\Delta t$), который можно трактовать как период прогнозирования процессов маршрутизации и управления доступом в сети. Одним из основных требований к рассматриваемому процессу оптимизации является непрерывность, т.е. стремление интервала оптимизации T к бесконечности. На практике в таких случаях целесообразно прибегнуть к оптимизации на скользящем интервале $(t, t + T_c)$, где величина T_c определяется, исходя из особенностей функционирования МСС.

В соответствии с вышеизложенными требованиями к критериям оптимизации управления в МСС наиболее общей формой критерия (9) является минимум квадратичного функционала вида

$$J = \sum_{q=1}^Q \sum_{k=0}^{a-1} \{ X_q^T(k) W_q^x X_q(k) + U_q'^T(k) W_q' U_q'(k) + U_q''^T(k) W_q'' U_q''(k) \}. \quad (10)$$

Здесь W_q^x – диагональная неотрицательно определенная весовая матрица размерности $\tilde{n}_q \times \tilde{n}_q$, определяемая приоритетностью очередей на узлах q -й подсети; W_q' – диагональная неотрицательно определенная весовая матрица размерности $\tilde{l}_q' \times \tilde{l}_q'$, определяемая важностью отдельных трактов передачи и линий доступа к q -й подсети; W_q'' – диагональная неотрицательно определенная весовая матрица размерности $\tilde{l}_q'' \times \tilde{l}_q''$, определяемая важностью трактов передачи между подсетями транспортной сети ($q = \overline{1, Q}$).

Физически квадратичный функционал (10) характеризует средние суммарные затраты ресурсов МСС при ее функционировании, функционально связан с объемом своевременно переданных в ТС данных (производительностью ТС) и с задержками в их передаче на протяжении цикла оптимизации. Причем первое слагаемое в функционале (10) характеризует затраты по загрузке оборудования узлов, второе – затраты пропускных способностей трактов передачи и линий доступа на управление в каждой q -й подсети, а третье – затраты пропускных способностей трактов передачи и линий доступа на управление между подсетями ТС. Формирование весовых матриц в выражении (10) является самостоятельной довольно

сложной задачей. Стоит отметить, что в общем случае весовые матрицы W_q^x , W_q' , W_q'' могут быть функцией времени, а их формирование обусловлено стоимостными показателями узлов ТС, отдельных сетевых и абонентских трактов.

Таким образом, в работе рассмотрено построение МСС в рамках концепции перспективных сетей связи следующего поколения NGN, особенностями которых является то, что они строятся по иерархическому принципу и будут состоять из большого числа разнотипных подсетей. Разработана иерархическая динамическая модель процессов управления доступом на основе применения аппарата разностных уравнений состояния. Модель формализует скоординированное решение задач маршрутизации и управления доступом по подсетям с недопущением перегрузки узлов сети и ее трактов передачи. Задача управления доступом в МСС формализована в виде задачи оптимального управления с минимизируемым квадратичным функционалом (10), динамическими ограничениями (7), ограничениями на переменные состояния (2), маршрутные переменные (3), коммутационные переменные (4) или (5), а также ограничениями на взаимодействие подсетей ТС (8). Решение задачи обеспечит минимум стоимости организации процессов доступа и маршрутизации в МСС.

Следующим шагом является выбор и обоснование методов решения сформулированной задачи векторной оптимизации. Результаты решения определяют комплекс иерархическо-координационных методов управления доступом в МСС иерархической структуры.

Список литературы: 1. Гургенидзе А.Т., Кореш В.И. Мультисервисные сети и услуги широкополосного доступа. С-Пб.: Наука и техника. 2003. 400 с. 2. 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. трудов Национ.аэрокосмич. ун-та им. Н.Е.Жуковского «ХАИ». Харьков, 2003. Вып. 18. С. 134 – 139. 3. Беленков А.Г., Столбов В.Ф., Пустовойтов И.Ф. Математическая модель оптимизации решения задач сетевого уровня ЭМВОС в телекоммуникационных сетях // Радиоэлектронные и компьютерные системы. Науч.-техн. журн. Нац. аэрокосмич. ун-т им. Н.Е.Жуковского «ХАИ». Харьков. 2003. Вып. 3. С. 80 – 84. 4. Лемешко А.В. Алгоритм иерархическо-координационного управления информационным обменом в сети передачи данных // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии: Сб. науч. тр. ХАИ. Х.:ХАИ, 1998. Вып. №1. С. 323 – 328. 5. Сингх М., Титли А. Системы: декомпозиция, оптимизация и управление. М.: Машиностроение, 1986. 494 с.

Харьковский институт

Военно-Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба

Поступила в редколлегию 12.05.2004

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

СРЕДСТВА АНАЛИЗА И УПРАВЛЕНИЯ КОМПЬЮТЕРНЫМИ СЕТЯМИ

Постановка задачи. В настоящее время наблюдается значительный рост корпоративных компьютерных сетей, что в свою очередь повышает актуальность задачи управления такими системами. Как правило, корпоративная сеть является распределенной неоднородной сетью, состоящей из нескольких локальных сетей, возможно функционирующих на основе различных стандартов. Следовательно, возникает необходимость разработки средств управления, не зависящих от конкретной реализации сети.

Обзор литературы. В работах [1, 2] для управления телекоммуникационными сетями при предоставлении различного рода сервисов (передача мультимедиа, данных, IP-телефонии и т.п.) предлагается использование технологии TINA (Telecommunication information network architecture). Применение данной технологии предполагает управление компьютерными сетями. Анализ работ [3, 4, 5] позволяет выделить следующие типы задач, возникающих при управлении функционированием компьютерной сети:

- 1) задача управления (управление конфигурацией, производительностью, восстановлением после сбоев, безопасностью);
- 2) управление распределенными приложениями;
- 3) мониторинг текущего состояния программного, аппаратного обеспечения и каналов связи;
- 4) поддержка принятия решений администратора сети.

К данным задачам можно отнести также задачи управления модернизацией и моделирования.

Для повышения эффективности решения указанных задач целесообразно использование специализированных программных средств. Однако в данное время на рынке не существует единого решения, реализующего все вышеуказанные функции. Очевидно, это обусловлено большим диапазоном и сложностью задач, которые должны решать такие системы.

Основная часть. Использование технологии TINA позволяет решить общую проблему проектирования сетей, предоставляющих различные виды услуг.

Для решения задач непосредственного управления корпоративными компьютерными сетями необходима разработка систем, решающих вышеуказанные задачи в максимально возможном объеме. Одним из подходов к решению данной проблемы является разработка специализированных средств, предназначенных для решения отдельных из вышеперечисленных задач.

Для решения задач управления сетью система (наиболее вероятно – программный продукт) должна обладать следующими функциями. При управлении конфигурацией необходимо выполнять: регистрацию устройств сети их адресов, определять параметры и конфигурацию сетевой операционной системы (ОС), управлять сетевыми протоколами взаимодействия, строить топологическую карту сети. Для управления безопасностью необходимо управлять доступом и полномочиями пользователей, контролировать и управлять межсетевыми взаимодействиями, производить защиту от вторжений (атак) извне сети, обнаруживать и уничтожать вирусы. Для управления сбоями требуется выполнять наблюдение за трафиком, анализ конфликтов и повторных передач, анализ непосредственно сети передачи данных, мониторинг состояния элементов сети. Для анализа производительности выполняются сбор и анализ статистики о функционировании сети, анализ трафика, анализ протоколов.

К наиболее распространенным продуктам, реализующим данные функции, можно отнести: OpenView от Hewlett-Packard; NetView (Tivoli) от IBM; Spectrum от Cabletron; Solstice от SunSoft (Sun планирует уход с этого рынка); CA Unicenter от Computer Associates. Стоит заметить, что их стоимость находится в диапазоне от 5 до 100000 долларов, в зависимости от комплектации.

Общей особенностью ниже рассматриваемых задач является отсутствие общепринятых стандартов их реализации. Поэтому будут рассмотрены лишь некоторые пути построения средств, направленных на их решение.

Под управлением распределительными приложениями понимается мониторинг использования приложениями сетевых и локальных ресурсов и изменения параметров таких приложений с целью повышения эффективности использования сетевых ресурсов. Для решения данной задачи существует два подхода. Первый основан на разработке MIB (Management Information Base) для приложений, предполагающей использование программ-агентов, расположенных на различных хостах и работу с ними как с сетевыми ресурсами. Недостатком данного метода является необходимость наличия соответствующей программы-агента на каждом компьютере сети. Другим подходом к данной задаче является концепция Web-управления, при котором функции управления выполняются через стандартные браузеры. Недостатком данного подхода является необходимость интеграции в приложении Web-сервера, а также сохраняются недостатки предыдущего метода.

В настоящее время используется целый ряд инструментов, позволяющих эффективно решать задачи *технической диагностики* компьютерной сети. Для разрешения проблем на физическом уровне, а также в электрических или оптических средах передачи данных предназначены кабельные тестеры и такие специализированные инструменты, как временные рефлектометры (Time Domain Reflectometers, TDRs). В кабельных тестерах реализовано множество функций, например выполнение автоматизированных тестовых последовательностей с возможностью печати сертификационных документов на основании результатов тестирования. В число лидирующих поставщиков кабельных тестеров входят компании Fluke Networks, Microtest, Agilent, Acterna (прежнее название WWG) и Datacom Textron.

Традиционным инструментом решения проблем канального, сетевого и транспортного уровней является анализатор протоколов. Недорогие анализаторы обычно создаются на основе серийно выпускаемых портативных компьютеров с использованием стандартных сетевых карт с поддержкой режима приема всех пакетов. В результате некоторые виды неполадок на канальном уровне для таких систем остаются невидимыми. Кроме того, они не позволяют выявить проблемы физического уровня в электрических или оптических кабелях. Вместе с тем, со временем в анализаторах протоколов появилась возможность исследования неполадок прикладного уровня, включая транзакции баз данных. В число лидирующих поставщиков анализаторов протоколов локальных сетей входят Network Associates/Sniffer Technologies, Shomiti, Acterna (прежнее название WWG), Agilent, GN Nettest, WildPackets и Network Instruments.

Третьим основным диагностическим инструментом наряду с кабельными тестерами и анализаторами протоколов является зонд или монитор. Эти устройства обычно подключаются к сети на постоянной основе, а не только в случае возникновения проблемы, и функционируют в соответствии со спецификациями удаленного мониторинга RMON и RMON II. Протокол RMON описывает метод сбора статистической информации об интенсивности трафика, ошибках, а также об основных источниках и потребителях трафика. Данные RMON относятся в первую очередь к канальному уровню, тогда как в стандарте RMON II добавлена возможность сбора информации о функционировании протоколов высших уровней (3-7). В протоколе RMON II предусмотрена возможность сбора пакетов или кадров с сохранением их в памяти – функция, используемая на первом этапе работы анализатора протоколов. Однако в настоящее время практически любой современный анализатор протоколов собирает больше статистической информации, чем зонд RMON.

Как видно из приведенного анализа средств диагностики компьютерной сети, в настоящее время ни одно из них не решает весь комплекс задач технической диагностики (ТД). Наиболее перспективным подходом к решению задачи определения состояния сети и ее элементов является разработка и создание экспертной системы технической диагностики (ЭСТД) [6]. Такая система должна по поступающей от компьютерной сети информации оценивать ее текущее состояние, осуществлять поиск неисправностей, прогнозировать дальнейшее развитие ситуации на объектах диагностики, представлять полученные результаты в удобной для понимания оператором форме.

В настоящее время получают широкое распространение различного рода экспертные системы поддержки принятия решений (СППР) лиц, управляющих функционированием компьютерных сетей – администраторов сетей. Распространение этих систем в первую очередь обусловлено тем, что корпоративные сети достигли таких размеров, объема оборудования, количества и важности информации, циркулирующей в них, что для обеспечения их надежной работы необходим постоянный мониторинг их состояния и незамедлительная реакция на различные нештатные ситуации. Задачей администратора является принятие решения на восстановление работоспособности сети за кратчайшее время. В настоящее время такие решения в основном базируются на личных знаниях и опыте администратора. Такое состояние дел имеет явные недостатки, связанные с «человеческим фактором». Для устранения таких недостатков и предлагается использование СППР. В основу функционирования СППР должны быть положены алгоритмы действий в различных ситуациях, которые в большинстве случаев достаточно просто формализовать. А конкретное наполнение (детализация действий) должно зависеть от обработки информации в базе данных, поступившей от системы мониторинга текущего состояния сети. На основании данной информации СППР должна классифицировать ситуацию (несанкционированное проникновение в сеть, перегрузка на направлении, отказ оборудования и т.п.) и выдать подсказку администратору в виде конкретной последовательности действий.

Система поддержки принятия решений должна обеспечивать: возможность работы в реальном масштабе времени, внутреннее планирование, параллельные рассуждения; структурированный управляемый посредством меню естественно-языковой интерфейс с автоматической проверкой синтаксиса; общие правила, уравнения и динамические модели, применимые к классам объектов; обратный и прямой вывод, сканирование, фокусирование, использование метазнаний; средства управления доступом с помощью механизма авторизации пользователя и обеспечение желаемого “взгляда” на приложение; интерфейс оператора, включающий графики, диаграммы, шкалы, кнопки, редактор многослойных пиктограмм; взаимодействие с приложениями по сетевым протоколам TCP/IP и DECnet; интерфейсы с источниками данных, обеспечивающие эффективную связь с внешними системами, в том числе с СУБД; многоплатформность и переносимость создаваемых приложений.

К задачам управления компьютерными сетями также относят задачи модернизации и моделирования. После принятия решения по модернизации и осуществления закупки технического и/или программного средства требуется внедрить его в существующую инфраструктуру предприятия, не прерывая технологического процесса.

Некоторые функции управления модернизацией выполняют платформы системного/сетевого управления (например, уже упоминавшийся Microsoft System Management Server или CA Unicenter), поддерживающие некоторые функции централизованной установки программного обеспечения, или специализированные пакеты распространения программных средств (Seagate SoftwareInstall и ему подобные). Недостатком всех этих продуктов является то, что они работают только с программным обеспечением (ПО), не решая при этом никаких оптимизационных задач.

Для адекватного подхода к управлению модернизацией требуется наличие модели, представляющей текущее состояние технических и программных средств и позволяющей анализировать последствия того или иного изменения этого состояния. Практически единственным подходом в этом случае остается, опять-таки, использование экспертных систем.

Моделирование сетей обычно используется для обоснования принимаемых решений по их модернизации, но иногда может являться вполне самостоятельной задачей. Модель сети должна обеспечивать: визуализацию топологии сети и распределения нагрузок по отдельным сегментам; возможность варьирования нагрузок в соответствии с требованиями пользователя, которые определяются спектром решаемых задач; отображение работы сети с заданными нагрузками и получение количественных характеристик (длины очередей в буферах, задерж-

ки при передаче данных, использование полосы пропускания линий связи и т.п.); формирование вариантов модификации как топологии сети, так и устройств, ее составляющих.

Как видно, для анализа работы сети требуется информация, которую можно получать из систем сетевого управления. Результаты моделирования, в свою очередь, используются при принятии решений по модернизации сетей.

В настоящее время на рынке, насколько нам известно, не существует ни одного универсального продукта, пригодного для полномасштабного моделирования работы сети. Это связано с тем, что точное количественное моделирование сколько-нибудь сложной сети (более 100 узлов) требует огромных вычислительных затрат и при современном состоянии вычислительной техники чрезвычайно трудоемко.

Альтернативой точному количественному моделированию сетей может служить имитационное моделирование, позволяющее отслеживать тенденции и выявлять проблемы, связанные с пропускной способностью сегментов сети. Для решения данной задачи средствами имитационного моделирования можно применять как системы, позволяющие моделировать сеть посредством уже готовых моделей устройств с изменяемыми характеристиками (NetCracker), так и системы математического моделирования (например, на базе марковских цепей, вероятностно-временных графов, E-сетей и др. [7]), которые более целесообразно использовать при проектировании новых технических решений (устройств, протоколов).

Выводы. Проведенный анализ задач сетевого управления и некоторых методов их решения показал, что наиболее приемлемым подходом является разработка единой системы диагностики и управления компьютерной сетью. Предлагается следующая архитектура такой системы.

Ядро системы – экспертная система поддержки принятия решения;

Платформа сетевого управления – производит сбор информации о функционировании сети в реальном масштабе времени;

Подсистема моделирования – позволяет повысить эффективность решения задач модернизации;

Система управления базой данных (СУБД) – обеспечивает функционирование вышеуказанных подсистем.

При этом СППР является центральным звеном интегрированной среды управления. Она использует информацию из платформы сетевого управления и, в свою очередь, хранит свои данные и результаты работы в СУБД. Кроме того, СППР обеспечивает двусторонний интерфейс с подсистемой точного моделирования сети.

Список литературы: 1. *Интеллектуальные сети связи* / Б.Я. Лихтциндер, М. Л. Кузякин, А.В. Росланов, С.М. Фомичев М.: Эко-Трендз, 2002. 300 с. ил. 2. *Б.С. Гольдштейн, И.М. Ехриель, Р. Д. Рехле. Интеллектуальные сети.* – М.: Радио и связь, 2000. 500 с. ил. 3. *Олифер В. Г., Н. А. Олифер Компьютерные сети: Принципы, технологии, протоколы.* СПб.: Питер, 2000. 672 с. 4. *Руководство по технологиям объединенных сетей: Настольный справочник специалиста по сетевым технологиям.* 3 изд. / Cisco Inc. и др. М., СПб., К.: Изд-й дом «Вильямс», 2002. 1040 с. 5. *В.К. Стеклов, Е.В. Кільчицкий. Управління в телекомунікаційних системах.* К.: Наука, 2002. 232 с. 6. *Ружкас К.М., Невмержицкий И.М., Боровой В.И. Разработка алгоритма управления эффективностью работы ЭСТД ЦСИО // Автоматизированные системы управления и приборы автоматки.* 2000. Вып. 105. С. 78 – 82. 7. *Лосев Ю.И., Дуравкин Е.В. Программная среда разработки и анализа моделей протоколов информационного обмена // Труды УНИИРТ – 1, 2003. С. 13 – 15.*

МЕТОДЫ АДАПТАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ В ЗАДАЧАХ ПРОФИЛИРОВАНИЯ ТРАФИКА

Введение Необходимость качественного решения задач управления (TMN, TINA), минимизации времени реакции контуров управления часто связано с проблемой преодоления априорной неопределенности в отношении тех или иных параметров. Многообразие ситуаций управления трафиком, при котором возникают конкретные задачи управления вызовами, шлюзами и др., требует применения адаптивных процедур. Для обеспечения таких процедур в технологии TMN предусмотрены соответствующие устройства MD (Mediation Device), входящие в систему поддержки операций (OSS – operations Support System). Характерно, что в самой концепции управления TMN, TINA механизм обмена информацией между сетевыми элементами (NE – Network Element) и внешней средой не определен, оговариваются лишь общие принципы взаимодействия. Существование же Q – адаптеров (Q – Adapters, QA) организует связь с подсистемой TMN тех NE, которые не поддерживают стандартные механизмы взаимодействия внутри TMN, то есть они задачи технологии управления и адаптации самого управления не решают. Использование же процедур «трафик-инжиниринг» (TE – Traffic Engineering) с использованием частных критериев позволяет несколько улучшить обработку трафика, хотя наталкивается на новую проблему неустойчивости типа «биения маршрутов» [1]. Рассмотрим задачу адаптивного синтеза управления с использованием MD с позиций достаточно общего критерия – минимума среднего квадрата ошибки (МСКО).

Постановка задачи Задачи управления вызовами, шлюзами, очередями и др. основываются на том, что необходимо знать состояние $\hat{x}(t)$ тех или иных NE. В этом случае задача управления принимает вид [2–3]:

$$u(t) = D_x(t) \cdot \hat{x}(t), \quad (1)$$

где $D_x(t)$ – в общем случае матричный оператор, переводящий систему $S(t)$ из состояния $x_0(t)$ в состояние $x_k(t)$, удовлетворяющее соответствующему критерию на участке $\Delta t = t_k - t_0$. При наличии априорных данных задача (1) сводится к нахождению оценки $\hat{x}(t)$. Матричный же оператор $D_x(t)$ в линейном случае является детерминированным [3, 4]. Однако на практике такая параметризованная ситуация встречается редко. Обычно как состояние $x(t)$, так и наблюдение этого состояния $y(t)$ сопровождаются наличием тех или иных параметров неопределенности $\theta(t)$. Уравнение состояния и наблюдения при этом соответственно приобретает вид:

$$\begin{aligned} dx(t) / dt &= F(\theta, t)x(t) + G\xi(t), \\ y(t) &= H(\theta, t)x(t) + v(t), \end{aligned} \quad (2)$$

где $F(\theta, t)$, $H(\theta, t)$ – матрицы состояния и наблюдения, $\xi(t)$ и $v(t)$ – взаимонезависимые белые гауссовы шумы, называемые шумами генерации и наблюдения со спектральными плотностями мощностей N_ξ и N_v , G – масштабирующий матричный коэффициент.

Параметрами $\theta(t)$ могут быть: параметры состояния системы, интервалы корреляции состояний, параметры распределения вероятностей, времена запаздываний в контуре управления $t_3(t)$, параметры действующих помех и др.

Решение задачи При наличии неизвестного (мешающего) параметра $\theta(t)$ возможны два основных метода решения. Первый основан на том, что $\theta(t)$ включается в число оцениваемых параметров:

$$\hat{\tilde{x}}_p = [\bar{x}(t); \theta(t)]. \quad (3)$$

Оценка такого расширенного вектора $\hat{\tilde{x}}_p$ требует реализации нелинейного фильтра и соответственно нелинейного алгоритма управления [3,4]

$$u(t) = D_x(\hat{\theta}, \hat{x}(t), t). \quad (4)$$

Процедуры нахождения оценок (3) и управления (4) реализуются при использовании нелинейных стохастических дифференциальных уравнений в частных производных [2, 3]. Точные решения таких уравнений, как правило, получить не удастся, а линейризация этих уравнений связана с ошибками, масштаб которых трудно спрогнозировать.

Второй путь основывается на использовании теоремы о разделении, позволяющей получить адаптивный фильтр в форме параллельной реализации: отдельно оценки \hat{x} , $\hat{\theta}$ и управления $u(t)$ в виде детерминированной процедуры (рис. 1). Оценка состояния в этом случае приобретает стандартный вид:

$$\hat{x}(t) = \int_S \hat{x}(\theta, t) P(\theta / \hat{y}) d\theta, \quad (5)$$

где S – область определения для $\hat{x}(t)$.

Апостериорная дисперсия оценки (5) выражается формулой

$$V(t) = \int_S \{V(\theta, t) + [\hat{x}(t) - \hat{x}(\theta, t)][\hat{x}(t) - \hat{x}(\theta, t)]^T\} P(\theta / \hat{y}) d\theta. \quad (6)$$



Рис. 1

Условная оценка $\hat{x}(\theta, t)$ и апостериорная дисперсия условной оценки $V(\theta, t)$ находятся с использованием любой оптимальной процедуры по результатам измеренного значения $\hat{y}(t)$ в фиксированный момент времени $t \in [t_0, t]$. Такой процедурой может быть фильтр Калмана [3]:

$$d\hat{x}(t) / dt = F(\theta, t)\hat{x}(t) + V(\theta, t)H^T(\theta, t)N_v^{-1}(t)[\hat{y}(t) - H(\theta, t)\hat{x}(\theta, t)], \quad (7)$$

$$dV(\theta, t) / dt = F(\theta, t)V(\theta, t) + V(\theta, t)F^T(\theta, t) - V(\theta, t)H^T(\theta, t)N_v^{-1}H(\theta, t)V(\theta, t) + GN_\xi G^T. \quad (8)$$

Апостериорная плотность $P(\theta / \hat{y})$ при наличии результатов наблюдения находится из соотношения:

$$P(\theta / \hat{y}) = P(\hat{y} / \theta)P(\theta) / \int_S P(\hat{y} / \theta)P(\theta)d\theta, \quad (9)$$

где $P(\hat{y} / \theta)$ – условная по θ плотность распределения наблюдений, которая находится в момент времени $t \in [t_0, t]$ с учетом $\hat{y} = H(\theta, t)\hat{x}(\theta, t)$. Плотность распределения $P(\hat{y} / \theta)$ позволяет получить оценку $\hat{\theta}(\hat{z})$ на основании выборочной статистики $\hat{y}(t)$.

Практическое использование полученных результатов Учитывая то, что неизвестные параметры сетевых элементов НЕ для наблюдения представляют собою случайные величины, в установившемся состоянии фильтра при $t \geq \tau_{кор}$, где $\tau_{кор}$ – интервал корреляции для этих величин, получаемая оценка $\hat{\theta}(\hat{z})$ сходится к истинному значению с нулевой дисперсией [2].

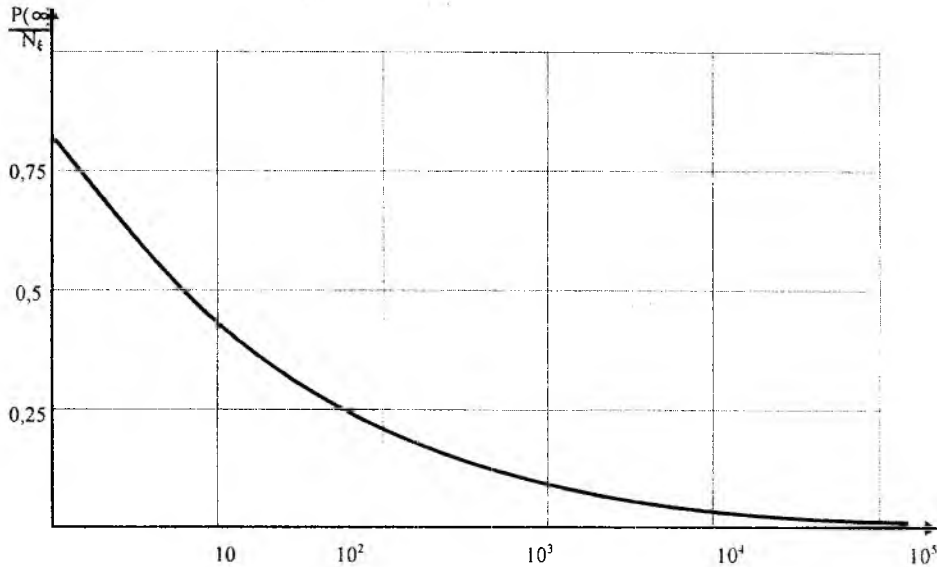


Рис. 2

В этом случае удается достигнуть максимальной точности оценки процесса $\hat{x}(t)$ с относительной погрешностью, получаемой из формулы (8) при $dV(\theta, t) / dt \rightarrow 0$:

$$\frac{V(\infty)}{N_\xi} = 2 / (1 + \sqrt{1 + h^2}), \quad (10)$$

где $h^2 = 2N_\xi / \alpha N_v$ – отношение уровней оцениваемого процесса и шума в полосе наблюдения этого полезного сигнала $\alpha = \tau_{кор}^{-1}$. График зависимости (10) представлен на рис. 2.

Очевидно, что апостериорная дисперсия ошибки оценки (8) при $V(\infty)$ устремляется к нулю при увеличении отношения сигнал/шум. Вместе с тем представляет интерес исследование точности получаемых оценок при наличии тех или иных погрешностей оцениваемых параметров $\hat{\theta}$.

Уровни априорной неопределенности в исходных данных (1) и (2) могут приобретать различную величину. Так, неопределенность может быть сосредоточена в любом из матричных коэффициентов F, G, H или во всех сразу. Могут быть не заданными значения спектральных плотностей мощностей N_ξ, N_v . Уравнения (1), (2) при этом приобретают вид:

$$\begin{cases} dx(t) / dt = -\theta_1 x(t) + \theta_2 \xi(t), & (10) \\ y(t) = \theta_3 x(t) + v(t), & (11) \end{cases}$$

где $\theta_i, i = 1, 2, 3$ – неизвестные величины.

Наибольший интерес вызывает исследование погрешностей оценки параметров состояния θ_1 и θ_2 . Проанализируем, какова погрешность оценки $\hat{x}(t) \pm \Delta\hat{x}(t)$, а соответственно и управления (1), (4) в случае, если не выполнять процедуру адаптации в отношении θ_i , то есть в предположении $F(\theta, t) = F(t)$ и $G(\theta, t) = G(t)$. На рис.3 и 4 сплошными линиями представлены графики зависимостей относительной апостериорной дисперсии оценки при отклонениях $\theta_1 = \pm\Delta\alpha$, $\theta_2 = \pm\delta$ одну и другую стороны на порядок. Для сравнения на этих же графиках пунктирной линией показаны оптимальные значения. Исследования показывают, что наиболее чувствительными к отклонению параметров являются элементы матрицы состояний, в то же время элементы генерирующей матрицы $G(t)$ приводят лишь к незначительным погрешностям. Графики 3 и 4 позволяют сделать вывод о величинах погрешностей тех или иных оценок и принимать решение о том, нужна ли в конкретном случае адаптация.

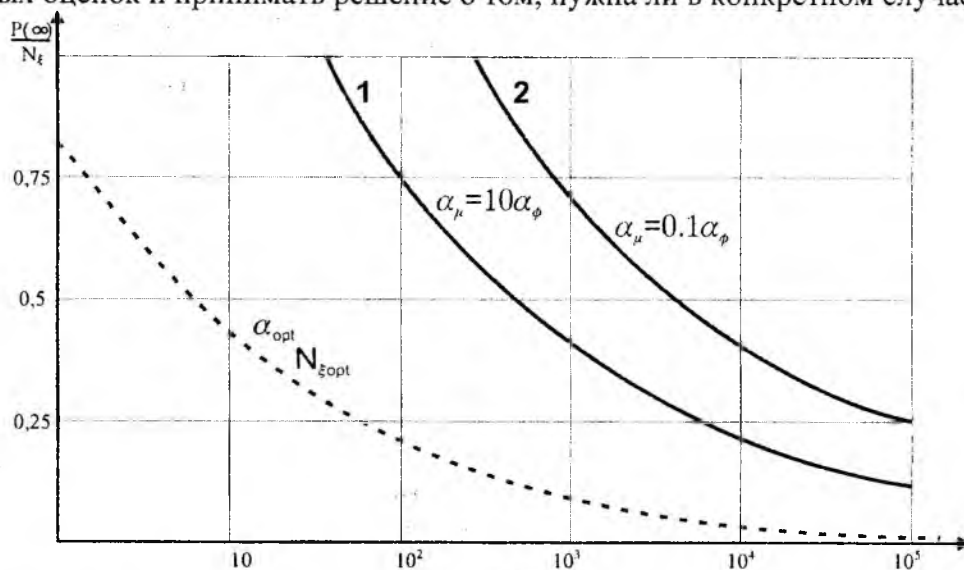


Рис. 3

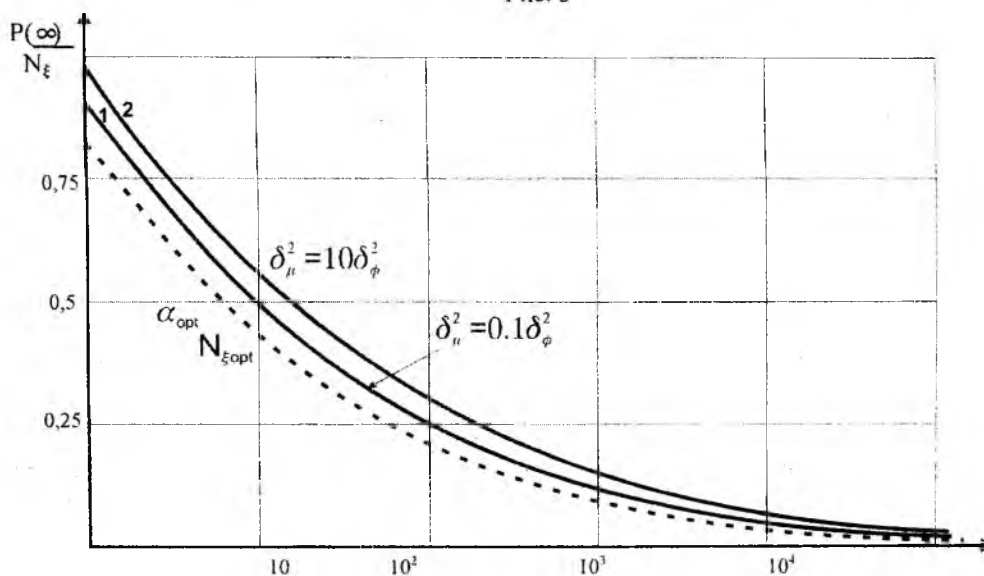


Рис. 4

- Список литературы:** 1. Олифер В., Олифер Н. Искусство оптимизации трафика // Журнал сетевых решений. LAN. 2001. дек. С. 38 – 47 с. 2. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 480 с. 3. Сейдж Э.П., Мелс Д.П. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. М.: Связь, 1976, 406 с. 4. Справочник по теории автоматического управления / Под ред. А.А. Красовского. М.: Наука, 1987. 712 с.

ОБНАРУЖЕНИЕ ВОЗМОЖНЫХ ТУПИКОВЫХ СОСТОЯНИЙ В СЕТЯХ ИЗ АВТОМАТОВ¹

Введение

Конечный автомат является классической дискретной моделью, широко используемой в автоматизированном проектировании управляющих цифровых устройств, а также применяемой в программировании (как один из методов спецификации ПО), описании поведения элементов вычислительных систем и вообще любых систем с чётко выделяемыми дискретными состояниями.

Однако достаточно сложную совокупность объектов, имеющую пространство состояний большой размерности (например, параллельное управляющее устройство), затруднительно представить одним конечным автоматом, так как количество его состояний и переходов между ними окажется очень велико. Такая структура может естественным образом представляться автоматной сетью – совокупностью взаимодействующих друг с другом конечных автоматов.

Если автоматная сеть используется в качестве спецификации аппаратной или программной системы, возникают проблемы верификации такого описания, в том числе формальной верификации. Одной из существенных задач такого рода является проверка, не может ли система (или её часть) оказаться в тупиковом состоянии – то есть не могут ли несколько автоматов заблокировать друг друга.

Существует ряд подходов и методов поиска тупиковых состояний в различных параллельных системах. Например, для распределённых баз данных используется поиск циклов в графе зависимостей, чего, как мы покажем, для автоматных сетей недостаточно. Для систем, которые можно моделировать сетями Петри, существует эффективный метод, так называемый *stubborn set method*, который, однако, в своей классической форме позволяет обнаруживать только глобальные тупиковые состояния и, кроме того, требует задания начального состояния.

В данной статье рассматривается следующая задача: дана сеть конечных автоматов; требуется определить, возможны ли в ней (для любого начального состояния) глобальные или локальные тупиковые состояния. Для упрощения рассматриваются только сети из автоматов Мура; результаты, однако, можно легко обобщить на автоматы Мили (а также на иерархические автоматы).

Необходимые определения

Конечный автомат (Мура; со структурными входами и выходами) определяется как пятёрка $A = (Q, X, Y, \lambda, \delta)$, где Q – множество состояний; $X = \{x_1, \dots, x_l\}$ – множество входных двоичных переменных (сигналов); $Y = \{y_1, \dots, y_m\}$ – множество выходных двоичных переменных (сигналов); $\lambda : Q \rightarrow \{0, 1\}^m$ – функция выходов; $\delta : (Q \times \{0, 1\}^l) \rightarrow Q$ – функция переходов. Наглядным способом задания автомата является *граф переходов*.

Присоединение выходов одних автоматов ко входам других даёт автоматную сеть [1], все автоматы которой работают одновременно. Формально автоматная сеть определяется [3] как система $N = \langle X_N, B, Y_N, F, g \rangle$, где $X_N = \{x_1, \dots, x_l\}$ – множество входных переменных (сигналов) сети; $B = \{A^1, A^2, \dots, A^n\}$ – множество конечных автоматов, называемых *компонентными автоматами* сети (здесь и ниже верхний индекс обозначает номер автомата в сети); $R \subset \bigcup_{i=1}^n Y^i \times \bigcup_{i=1}^n X^i$ – отношение, задающее связи в сети (структуру сети); $Y_N = \{y_1, \dots, y_m\}$ – множество выходных переменных (сигналов) сети; $g : (\times Q^j) \rightarrow \{0, 1\}^m$ – функция выходов сети.

¹ Работа выполнена при поддержке польского Комитета Научных Исследований (KBN), грант № 4 Т11С 006 24

Множество внутренних переменных сети определяется как $Z_N = \{z \mid \exists i, j: \{A^i, A^j\} \subseteq B, z \in Y^i, z \in X^j\}$. $X_N \cap Z_N = \emptyset$, $Y_N \cap Z_N = \emptyset$.

Глобальное состояние автоматной сети N , состоящей из автоматов A^1, A^2, \dots, A^n – это кортеж $S = (q_p^1, q_r^2, \dots, q_k^n)$, где $q_j^i \in Q(A^i)$. Таким образом, глобальное состояние определяется состояниями компонентных автоматов, которые ниже будем называть *локальными состояниями*. Будем говорить, что локальное состояние *активно*, если соответствующий компонентный автомат находится в этом состоянии. Тупиком (deadlock) в автоматной сети будем называть множество (два или более) параллельных (относящихся к попарно различным автоматам) активных состояний, из которых автоматы не могут выйти, потому что ожидают изменения выходных сигналов друг друга.

Простой пример автоматной сети показан на рис. 1 а, б (структура сети, графы переходов автоматов). Множество состояний $\{q_2^1, q_2^2\}$ является тупиком.

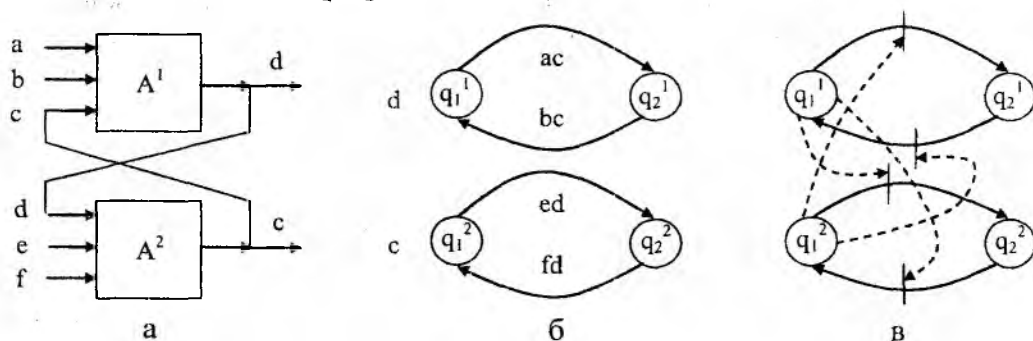


Рис. 1

Шаги к упрощению поставленной задачи

Очевидно, что далеко не вся информация, описывающая поведение каждого из автоматов сети, будет иметь значение для поиска в ней возможных тупиков. В частности, сигналы, принадлежащие множествам X_N и Y_N , оказываются для нас неважными. Например, на возможность тупиков в примере на рис. 1 не влияют события a, b, e, f . Кроме того, если возможность осуществления данного перехода автомата A^i обусловлена значением сигнала на выходе автомата A^j , для нашего анализа имеет значение не сам этот сигнал, а то состояние, в котором он генерируется.

Таким образом, вся необходимая для поиска тупиков информация может быть представлена в виде графа, состоящего из графов переходов компонентных автоматов сети (без входных и выходных сигналов) и дополнительных дуг, обозначающих синхронизацию между компонентными автоматами с помощью внутренних состояний (пример см. на рис. 1в; дополнительные дуги обозначены пунктиром. Назовём это *графовым представлением задачи*). Её также можно представить в виде сети Петри; такое представление явилось бы более единообразным, но менее наглядным.

Теперь обратимся к такому средству анализа параллельных систем, как *граф зависимостей* (dependency graph) [2, 12]. В приложении к нашей теме граф зависимостей для данной автоматной сети N – это ориентированный граф $G_d(N) = (V_d, E_d)$, где $|V_d| = n$, $E_d = \{(v^i, v^j) \mid \exists z: z \in Y^i, z \in Y^j\}$. Легко видеть, что наличие циклов в графе зависимостей является необходимым условием возможности в сети тупиковых состояний. Однако это условие не является достаточным, что демонстрирует следующий простой пример, представляющий собой модель RS-триггера из [3] (рис. 2). Здесь автоматы взаимозависимы, но тупик невозможен.

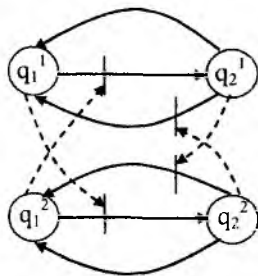


Рис. 2

Итак, при анализе сети имеет смысл построить граф зависимостей, найти в нём все сильно связные компоненты и далее анализировать на возможность тупиков отдельно каждую автоматную подсеть, соответствующую сильно связной компоненте. Ниже будем считать, что эти упрощения произведены (в анализируемой автоматной сети все автоматы взаимозависимы и внешние сигналы не рассматриваются).

Введём для упрощённого представления проблемы следующие обозначения: $T(q)$ – множество переходов, условием которых является активность состояния q (переходы, к которым от вершины q ведут пунктирные дуги); $Q(t)$ – множество состояний, активность которых является условием перехода t (вершины, от которых к переходу t ведут пунктирные дуги).

Теперь обратим внимание на то, что те части графов переходов, в которых нет взаимодействия с другими компонентными автоматами, не влияют на возможность тупиков; таким образом, можем подвергнуть их редукции. Введём следующую операцию.

Операция редукции. Пусть в графе переходов компонентного автомата имеется связный подграф $G' = (V', E')$ такой, что

$$\forall q \in V': T(q) = \emptyset, \forall t \in E': Q(t) = \emptyset. \quad (1)$$

Пусть, кроме того, в подграфе G' каждая вершина, принадлежащая множеству $P = \{q \mid \exists q_0 \notin V', (q, q_0)\}$ (то есть вершина, соединённая дугой с некой вершиной графа переходов за пределами G') достижима из каждой вершины, принадлежащей V' . Заменяем G' вершиной q' так, что каждая дуга (q_i, q_j) такая, что $q_i \notin V', q_j \in V'$, заменяется на дугу (q_i, q') , а каждая дуга (q_k, q_l) такая, что $q_k \in V', q_l \notin V'$, заменяется на дугу (q', q_l) .

Утверждение 1. Применение вышеописанной операции редукции к графовому представлению задачи поиска тупиков не изменяет множества тупиков.

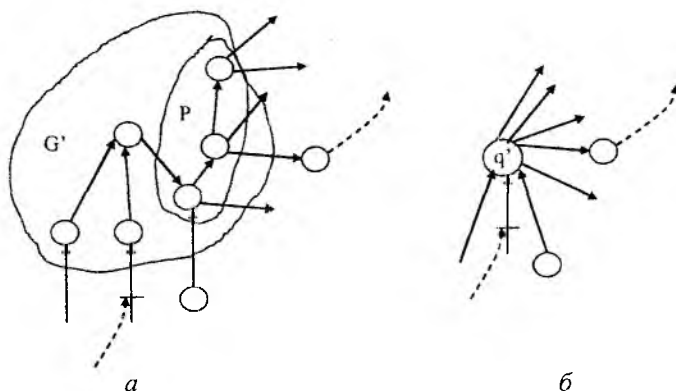


Рис. 3

Пример применения операции редукции показан на рис. 3. Легко видеть, что ни одна вершина, удалённая при применении данной операции, по определению не может являться частью тупика.

Предлагаемый метод решения

Будем называть *сифоном* такое множество локальных состояний автоматной сети, что если ни одно из них не является активным, то ни одно из них не может стать активным. Формально сифон D можно описать как множество состояний, удовлетворяющее следующему условию:

$$\forall t = (q, q') : (q \notin D \wedge q' \in D) \Rightarrow Q(t) \cap D \neq \emptyset. \quad (2)$$

Это понятие аналогично понятию *siphon* (тупик) из теории сетей Петри [5]. Примером сифона является множество $\{q_1^1, q_1^2\}$ для сети, показанной на рис. 1. Очевидно, что сифоном является множество всех состояний компонентного автомата. Нас же будет интересовать взаимосвязь между сифонами и тупиками автоматной сети, выраженная следующим утверждением.

Утверждение 2. Множество L параллельных локальных состояний автоматной сети является тупиком, если и только если множество $D = \bigcup_{Q^i \cap L \neq \emptyset} Q^i \setminus L$ является сифоном.

Пример дуальности тупиков и сифонов можно видеть на рис. 1: $\{q_2^1, q_2^2\}$ – тупик, $\{q_1^1, q_1^2\}$ – сифон.

Как следует из Утверждения 2, сифон D , которому соответствует тупик, должен удовлетворять следующему условию:

$$\forall i = 1 \dots n : (D \cap Q^i \neq \emptyset) \Leftrightarrow (|Q^i \setminus D| = 1). \quad (3)$$

Следовательно, найдя для данной сети все сифоны, удовлетворяющие условию (3), мы тем самым найдём все тупики, если они есть.

Для поиска сифонов воспользуемся подходом, подобным описанному в [6, 8] для сетей Петри. Введём для каждого локального состояния q логическую переменную x . Для каждого перехода $t = (q_i, q_j)$ построим выражение $f(t) = x_j \rightarrow (x_i \vee x_p \vee \dots \vee x_l)$, где x_p, \dots, x_l – переменные, соответствующие состояниям, принадлежащим $Q(t)$. Это выражение легко представить в виде элементарной дизъюнкции:

$$f(t) = \overline{x_j} \vee x_i \vee x_p \vee \dots \vee x_l. \quad (4)$$

Утверждение 2. Объединим через логическое И правые части формулы (4) для всех переходов сети. Приравняем получившееся выражение единице. Сифоны сети взаимно однозначно соответствуют корням полученного логического уравнения. Для данного корня сифон образуют состояния, соответствующие переменным, имеющим единичное значение.

Примеры. Для сети на рис. 1 получаем следующее уравнение:

$$(\overline{x_2^1} \vee x_1^1 \vee x_2^2)(\overline{x_1^1} \vee x_2^1 \vee x_1^2)(\overline{x_2^2} \vee x_1^1 \vee x_1^2)(\overline{x_1^2} \vee x_1^1 \vee x_2^2) = 1. \quad (5)$$

Оно имеет 9 корней, в том числе два тривиальных (все переменные равны 1 и все переменные равны 0; уравнение с такой структурой всегда будет иметь эти корни, но для нашего анализа они не имеют значения) и только один, соответствующий сифону, удовлетворяющему условию (3); это корень, выражаемый конъюнкцией $x_1^1 \overline{x_2^1} x_1^2 \overline{x_2^2}$. Ему соответствует сифон $\{q_1^1, q_1^2\}$ и тупик $\{q_2^1, q_2^2\}$.

Для сети на рис. 2 получается следующее уравнение:

$$(\overline{x_2^1} \vee x_1^1 \vee x_1^2)(\overline{x_1^1} \vee x_2^2)(\overline{x_1^1} \vee x_2^1 \vee x_2^2)(\overline{x_2^2} \vee x_1^1 \vee x_1^2)(\overline{x_1^2} \vee x_2^2)(\overline{x_1^2} \vee x_2^1 \vee x_2^2) = 1. \quad (6)$$

Среди его 6 корней ни один не соответствует сифону, удовлетворяющему условию (3), следовательно, сеть не имеет тупиков.

Решение логических уравнений

Итак, как показано выше, задача поиска тупиков в автоматной сети сводится к решению логического уравнения. Проблема, однако, заключается в том, что далеко не все корни (точнее, лишь небольшая их часть) удовлетворяют условию (3) и, таким образом, соответствуют тупикам. Количество же корней экспоненциально зависит от размеров сети, поэтому хотелось бы избежать вычисления всех корней. Поэтому предлагается решать данные

уравнения с использованием метода Телена вычисления простых импликант [7] (Применение метода Телена к задачам анализа сетей Петри описано в [9, 10]). В этом методе простые импликанты выражения, находящегося в форме КНФ, вычисляются с помощью дерева поиска; в процессе построения дерева можно обрезать ветви, заведомо не ведущие к интересующим нас решениям. От полученных импликант нетрудно перейти к решениям уравнения.

В алгоритме Телена строится дерево поиска, в котором ветви соответствуют литералам, а вершины – конъюнкциям литералов, полученных путём перемножения литералов при ветвях от корня дерева до данной вершины. Уровни дерева соответствуют элементарным дизъюнкциям данной КНФ. Листья соответствуют простым импликантам или импликантам, поглощаемым вычисленными ранее импликантами.

Поиск в дереве осуществляется вглубь, при этом применяются следующие правила редукции.

R1. Ветвь обрезается, если конъюнкция при предыдущей вершине содержит дополнение соответствующего литерала.

R2. Ветвь обрезается, если на более высоком уровне существует ещё не исследованная ветвь, соответствующая тому же литералу.

R3. Дизъюнкция игнорируется, если она содержит литерал, входящий в конъюнкцию при предыдущей вершине.

Учитывая условие (3), имеет смысл добавить следующее правило:

R0. Ветвь обрезается, если она ведёт к вершине с конъюнкцией, в которой среди переменных, соответствующих одному из компонентных автоматов, имеется хотя бы одна без инверсии и более одной с инверсией, либо если в неё входят без инверсии все переменные, соответствующие одному из компонентных автоматов.

В [11] показано, что следующие эвристики, изменяющие последовательность дизъюнкций в КНФ и литералов в дизъюнкциях, эффективно сокращают размер дерева поиска..

N1. Упорядочить дизъюнкции так, чтобы каждая следующая содержала как можно меньше литералов, не выступающих в предыдущих дизъюнкциях.

N2. Упорядочить литералы в каждой дизъюнкции так, чтобы те из них, которые выступают в следующих дизъюнкциях, находились в конце. Расположить такие литералы в порядке растущей частоты их появления в следующих дизъюнкциях.

На рис. 4 показано дерево поиска для формулы (5) (после её переупорядочения согласно эвристикам).

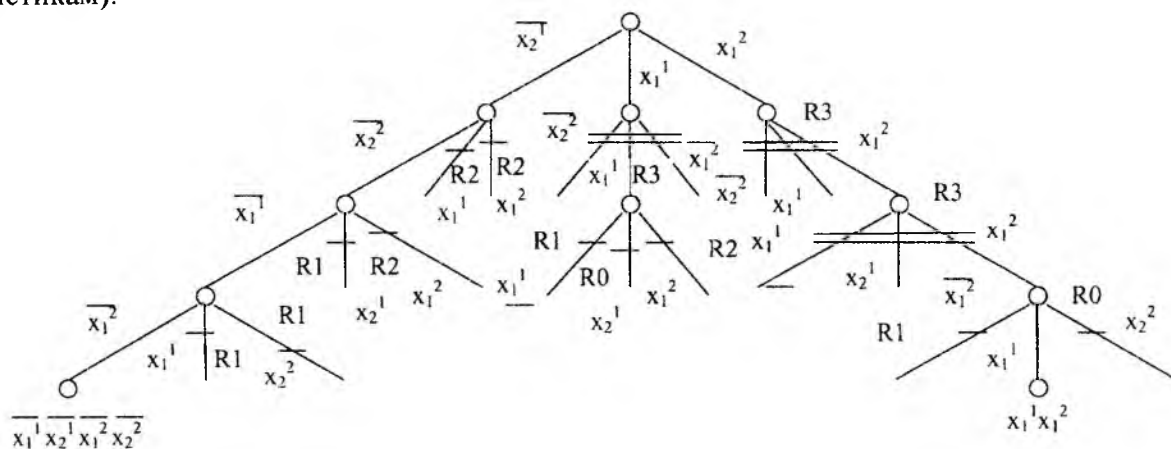


Рис. 4

Как видно, получено 2 простых импликанта. Первый соответствует пустому сифону и нас не интересует. Второй задаёт множество сифонов, в каждый из которых входят состояния q_1^1 и q_1^2 . Но поскольку добавление любого другого локального состояния нарушило бы условие (3), единственным интересующим нас решением оказывается $x_1^1 \overline{x_2^1} x_1^2 \overline{x_2^2}$.

Уравнение (6) после очевидных упрощений и применения эвристик приобретает следующий вид:

$$(\overline{x_1^1} \vee x_2^1)(\overline{x_1^2} \vee x_2^2)(\overline{x_2^1} \vee x_1^1 \vee x_1^2)(\overline{x_2^2} \vee x_1^1 \vee x_1^2) = 1. \quad (7)$$

Дерево поиска для (7) показано на рис. 5. Ни одного интересующего нас решения это уравнение не имеет.

Итак, мы показали, что находить решения логических уравнений, необходимые для обнаружения тупиков в сети, можно без вычисления всех корней этих уравнений.

Более сложный пример

Для более полной демонстрации предлагаемого метода используем сеть, показанную на рис. 6.

Тут $X_N = \{p, r\}$, $Y_N = \{u, v, x, y, z\}$; $Z_N = \{a, b, c\}$. Таким образом, все сигналы, кроме a, b, c , для дальнейшего анализа не важны. Далее, циклическая зависимость существует только между первыми двумя автоматами; поэтому автомат A^3 можно исключить из рассмотрения. Графы же переходов автоматов A^1 и A^2 можно подвергнуть редукции. Графовое представление задачи после всех упрощений показано на рис. 7.

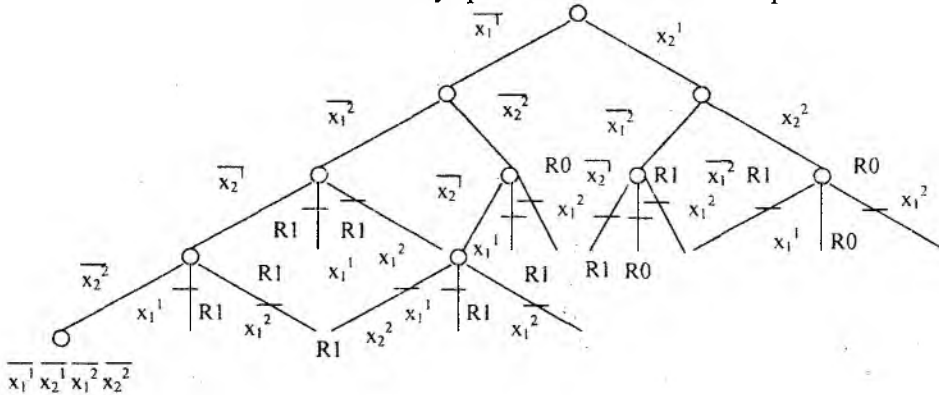


Рис. 5

Логическое уравнение для этой задачи приведено ниже:

$$(\overline{x_1^1} \vee x_4^1)(\overline{x_2^1} \vee x_1^1 \vee x_8^2)(\overline{x_4^1} \vee x_7^1)(\overline{x_4^1} \vee x_2^1)(\overline{x_7^1} \vee x_1^1 \vee x_1^2) \wedge (\overline{x_1^2} \vee x_2^2)(\overline{x_2^2} \vee x_4^1 \vee x_4^2)(\overline{x_4^2} \vee x_8^2)(\overline{x_8^2} \vee x_1^2) = 1. \quad (8)$$

Оно имеет одно решение, соответствующее условию (3): $\overline{x_1^1} x_2^1 x_4^1 x_7^1 x_1^2 x_2^2 x_4^2 x_8^2$. Таким образом, единственная возможная тупиковая ситуация возникает, если автомат A^1 находится в состоянии q_1^1 , а автомат A^2 – в состоянии q_4^2 .

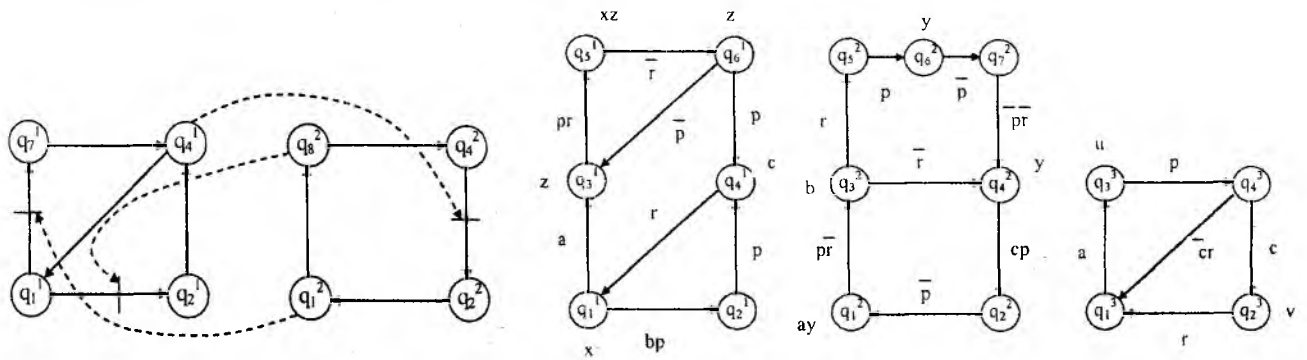


Рис. 7

Рис. 6

Заключение

Сети из автоматов являются (наряду с сетями Петри [14]) популярным и удобным средством описания параллельных управляющих устройств. Они предоставляют разработчику значительную свободу и большие выразительные возможности в описании проектов, а также возможность достаточно простой и эффективной аппаратной реализации, за что, однако, приходится платить трудностями, связанными с анализом и верификацией таких описаний. Системы проектирования и моделирования цифровых устройств, использующие описания в виде сетей из автоматов, либо вообще не включают средства формальной верификации автоматных сетей, и верификация осуществляется путём моделирования, то есть «вручную» [15], либо включают такие средства в ограниченном диапазоне (например, программное обеспечение, описанное в [13], позволяющее обнаруживать тупики для данного начального состояния, тогда как многие промышленные разработки не имеют общей линии сброса для всех триггеров системы и, следовательно, однозначно заданного начального состояния как такового [15]). Не только методы обнаружения нежелательных состояний в автоматных сетях, но и классификация таких состояний, как и соответствующая терминология, как представляется, разработаны недостаточно.

Говоря о направлениях дальнейшей работы, хотелось бы прежде всего указать, что тупиковые состояния, которым посвящена данная статья, являются подклассом более широкого класса нежелательных ситуаций, заслуживающего изучения. Вернёмся к рис. 6: автомат A^3 не может участвовать в тупике, поскольку другие автоматы от него не зависят; но поскольку он сам зависит от них, в случае, если автоматы A^1 и A^2 заблокируют друг друга, он тоже может оказаться заблокированным. Возможны и более сложные для обнаружения случаи; например, компонентный автомат может быть заблокирован из-за того, что другие автоматы, не находясь в тупиковом состоянии, тем не менее не генерируют одновременно сигналы, необходимые для его разблокирования. Ещё одна нежелательная ситуация – когда для двух или более взаимозависимых автоматов, не блокирующих друг друга полностью, оказываются недостижимы некоторые состояния (эта ситуация близка к той, что описывается термином *livelock* – *динамический тупик*). Исследование таких состояний имеет несомненное значение для инженерной практики.

Ещё одним важным направлением является верификация иерархических параллельных автоматных моделей [13], которые применяются всё шире со времён появления в конце 80-х формализма диаграмм Statechart [17], вошедшего как составная часть в перспективный универсальный язык моделирования UML [18].

Список литературы: 1. Кузнецов О.П., Адельсон-Вельский Г.М. Дискретная математика для инженера. М.: Энергоатомиздат, 1988. 480 с. 2. Coulouris G., Dollimore J., Kindberg T. Distributed Systems: Concepts and Design. Addison Wesley, 1988. 3. Sudnitson O. Partition Search Problem for Finite State Machine Decomposition // 45. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, Technische Universität Ilmenau, Ilmenau, 2000. P. 679 – 684. 4. Любченко В.С. Искусство программирования... RS-триггера!? // www.softcraft.ru. 5. Murata T. Petri Nets: Properties, Analysis and Applications // Proceedings of the IEEE, Vol. 77, No. 4, 1989, pp. 541 – 580. 6. Закревский А.Д. Параллельные алгоритмы логического управления. Минск: Институт технической кибернетики НАН Беларуси, 1999. 202 с. 7. Thelen B. Investigation of Algorithms for Computer Aided Design of Digital Circuits // Ph.D. Dissertation, Univ. of Karlsruhe, 1981 (in German). 8. Закревский А.Д. К проверке живости ординарных сетей Петри // Доклады АН БССР. 1985. Т. XXIX, № 11. С. 1006 – 1009. 9. Węgrzyn A., Węgrzyn M. Symbolic Verification of Concurrent Logic Controllers by Means Petri Nets // Proceedings of CAD DD'99, V. 1, Minsk, 1999, pp. 45 – 50. 10. Węgrzyn A. Symbolic Verification of Concurrent Logic Controllers by Means of Petri Nets // Proceedings of Intl. PHD Student's Workshop IWCIT'01, Ostrava, 2001, pp. 198 – 203. 11. Bieganowski J., Karatkevich A. Heurystyki dla metody Thelena obliczania implikantów prostych // VI Krajowa Konferencja MSK. Materiały konferencyjne, Kraków, 2003. str. 71 – 76. 12. Staunstrup J., Andersen H.R., Hulgaard H. and others. Practical Verification of Embedded Software // Computer. May 2000. 13. Lee B., Lee E.A. Hierarchical Concurrent Finite State Machines in Ptolemy // Proceedings of International Conference on Application of Concurrency to System Design. Fukushima, 1998. P. 34 – 40. 14. Питерсон Дж. Теория сетей Петри и моделирование систем. М.: Мир, 1984. 264 с. 15. Active-HDL Series. Quick Start Guide. Henderson: Aldec, Inc., 1999. 195 p. 16. Hasteer G., Mathur A., Banerjee P. An Implicit Algorithm for Finding Steady States and its Application to FSM Verification // Proceedings of DAC, San Francisco, 1998. pp. 611 – 614. 17. Harel D. Statecharts: A Visual Formalism for Complex Systems // Sci. Comput. Program., V. 8, 1987. pp. 231 – 274. 18. OMG Unified Modeling Language Specification. OMG, Inc., 2003. 736 pp.

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И ИХ ОБРАБОТКА

УДК 004.738:681.3.025

М. Ю. ОЩЕПКОВ

МОДИФИЦИРОВАННЫЙ АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ ЗАДЕРЖЕК ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ С АНАЛИЗОМ ДЖИТТЕРА СЕТЕВЫХ ЗАДЕРЖЕК RTP ПАКЕТОВ

При передаче речевого трафика по IP-сетям существенной проблемой является компенсация джиттера сетевых задержек. В состав агентов передачи речевого трафика вводится джиттер-буфер, управляемый алгоритмами формирования задержки воспроизведения речевых пакетов (playout delay). Одной из задач при формировании задержек воспроизведения является выбор модели сетевых задержек речевых пакетов, на основе которой функционирует playout delay алгоритм. Задержки, возникающие при передаче по сети с коммутацией пакетов, возможно описать, используя теорию регенерирующих стохастических процессов [1, 2].

Регенерирующий процесс определяется следующим образом: пусть $\tau_0 = 0$, $\tau_{i,j} = 1, 2, \dots$ – последовательность положительных чисел, называемых возобновляемой последовательностью, $T_n = \tau_0 + \tau_1 + \tau_2 + \dots + \tau_n$. Процесс $\{R(t), t > 0\}$ называется регенерирующим по отношению к возобновляемой последовательности, если для любых положительных целых m и последовательности $t_1 \dots t_m, 0 < t_1 < t_2 < t_3 < \dots < t_m$ совместное распределение $R(t_1 + T_n) \dots R(t_m + T_n)$ независимо от n . Как видно, регенерирующие процессы имеют множество интервалов T_n , вероятностные свойства процессов остаются неизменными при смещении на интервал T_n . Регенерирующий процесс состоит из множества циклов с длиной цикла $\tau_{i,j} = 1, 2, \dots$. В любой момент времени возможно удалить один или несколько последовательных циклов из выборки без изменения статистических свойств процесса.

Характер процессов обслуживания в очереди заявок возможно определить как регенерирующий. Введем следующие обозначения:

- S_n – время обслуживания n -го пакета;
- W_n – время ожидания обслуживания n -го пакета;
- $\sigma_{(n+1)}$ – интервал между поступлением n -го и $n+1$ пакетов;
- t_n – время поступления n -го пакета
- b_j – длительность j -го периода занятости;
- c_j – длительность j -го цикла занятости;
- m_j – количество пакетов, обслуженных в j -ом цикле.

На рис.1 приведен процесс формирования сетевой задержки. Дисциплину обслуживания очереди примем GI/G/1, при этом S_n и σ_n одинаково распределенные статистически независимые случайные величины.

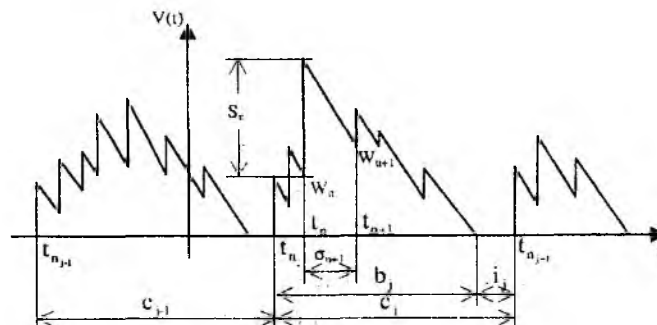


Рис. 1

Как видно из рис. 1:

$$b_j = \sum_{k=n_j}^{n_j+m_j} S_k, \quad (1)$$

$$c_j = \sum_{k=n_j}^{n_j-m_j} \sigma_{k+1}, \quad (2)$$

$$w_{n-1} = [w_n + s_n - \sigma_{n+1}], \quad n = 1, 2, \dots \quad (3)$$

Задержка в очереди заявок $V(t)$:

$$V(t) = [w_n + s_n - (t - t_n)], \quad t_n < t < t_{n+1}. \quad (4)$$

Процесс $V(t)$ можно определить [3] как стационарный, состоящий из нестационарных циклов занятости, то есть при масштабах анализа, эквивалентных длительности c_j , $V(t)$ является нестационарным, при масштабах, больших длительности c_j , процесс можно считать стационарным.

Достоинством данного подхода является возможность определения стационарного распределения сетевой задержки $P_\infty(x) = P(V(\infty) < x)$ через распределение задержки в течении цикла занятости $P_t = P(V(t) < x)$, $t \in [t_{n_j}, t_{n_{j+1}}]$.

К недостаткам данного подхода относятся:

- предпосылка о независимости интервалов поступления пакетов;
- изменение характера процесса при переполнении очереди заявок.

В [3] выдвигается предположение о фрактальном характере процесса формирования задержек в очереди заявок и предлагается использовать автокорреляционную функцию C_2 вида:

$$C_2(\tau) = \left\{ E \left[X(t+\tau) - X(t) \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}}, \quad (5)$$

где: $X(t)$ – сетевая задержка.

В [3] показано, что для одноструктурного нестационарного процесса $C_2(\tau)$ имеет вид:

$$C_2(\tau) = \tau^H, \quad (6)$$

где: H – параметр Херста.

Но при $\tau > \tau_B$ характер процесса изменяется на стационарный, и $C_2(\tau)$ остается постоянной. Физически $C_2(\tau)$ представляет собой СКО значения джиттера задержек пакетов, передаваемых с интервалом τ , и обозначается [3] Deviation Lag Function (DLF).

Кроме того, если фоновый трафик относится к процессам с памятью (например, преобладает TCP трафик), то на меньших масштабах он ведет себя как fBm процесс, а на больших – как шум с ПСЗ. Если преобладает UDP трафик, то поведение процесса определяется как броуновское движение и белый шум соответственно.

Как показано в [3] аппарат DLF возможно использовать для прогнозирования времени обращения сегмента (RTT) TCP протокола. Используя неравенство Чебышева

$$P[|\delta X(\tau)| > \delta X_B] \geq \frac{C_2^2(\tau)}{\delta X_B^2}, \quad (7)$$

где: δX – джиттер задержки пакетов, передаваемых с интервалов τ ; δX_B – граница интервала изменения джиттера.

$$P[X(t_1) - kC_2(t_2 - t_1) < X(t_2) < X(t_1) + kC_2(t_2 - t_1)] \geq 1 - \frac{1}{k^2}, \quad (8)$$

где: k – коэффициент.

Главной целью предсказания RTT является формирование значения таймера повторной передачи (RTO) для агентов протокола TCP. В [3] доказана эффективность метода DLF для TCP протокола. В данной работе делается попытка оценить эффективность DLF для формирования задержек воспроизведения при передаче речевого трафика.

Был использован следующий подход: значения DLF таблиц формировались на основе речевых потоков, передаваемых по общему маршруту, Web трафик использовался в качестве фонового, моделирование проводилось на пакете Network Simulator в соответствии с методиками [4, 5].

В предлагаемом алгоритме задержка воспроизведения формируется для всех пакетов одной РА, то есть необходимо определить наибольшую предполагаемую сетевую задержку в течение длительности РА. При передаче речи в течение РА интервалы между передачей РП являются постоянными (например, 20 мс). Зная параметры распределения длительности РА, необходимо определить максимальное значение из массива оценок d_k^i для всех пакетов k -ой РА:

$$p_k = t_k^1 + \max \{kC_2(\Delta t \cdot s)\}, \quad s = 1 \dots N_k, \quad (9)$$

где: Δt – интервал между передачей РП в течение РА; N_k – ожидаемое количество пакетов в k -ой РА.

$C_2(\tau)$ определяется [3]:

$$C_2(i) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^L \sum_{j \in \{\tau, \tau_{n+j} - t_n, \dots, 0 < j < L-n\}} (X(t_{n+j}))X(t_{n+j})}, \quad (10)$$

где: L – размер выборки задержек.

При реализации алгоритма необходимо определить детали, связанные с формирования массивов $C_2(\tau)$:

- количество и значения τ_i ;
- период обновления значений массивов $C_2(i)$.

Распределение длин τ_i выбираем с учетом (8):

$$\tau_i = \tau_{i-1} + 2^{i-1} \tau_1, \quad 2 \leq i \leq N_\tau, \quad (11)$$

где: N_τ – количество элементов таблицы C_2 .

В используемой модели $N_\tau = 8$, $\tau_1 = 0,01$, $k_d = 2$. Период обновления массивов C_2 примем за 100, что при 5-ти источниках соответствует 4 мс.

Топология моделируемой сети приведена на рис. 2.

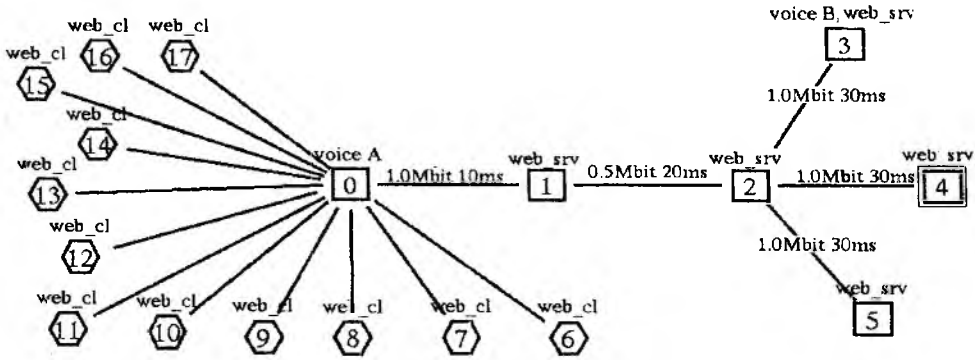


Рис. 2

В узле 0 расположен Узел Доступа (УД), в котором находятся речевые источники (сторона А) и подключаются web-клиенты (узлы web_cl) по несимметричным каналам 33,6К/56К. Web серверы расположены в узлах 1, 2, 3, 4, 5. В узле 3 находятся речевые источники (сторона В). Данная модель соответствует УД с подключением пользователей для передачи данных по модемам канала ТЧ через ТФоп, а также передачи речевого трафика между двумя шлюзами VoIP.

Количество каналов данных – 12, количество дуплексных речевых каналов – 5.

Параметры речевых источников соответствуют использованию кодека G.711, модель речевого источника описана в [4].

Целью моделирования было определение эффективности исследуемого алгоритма. При оценке эффективности сравнивались характеристики $L-D$ исследуемого и предварительно-оптимального алгоритмов [6]. Под оптимальным понимается алгоритм, работающий в offline режиме и формирующий задержку по заданному значению коэффициента потерь речевых пакетов p . После окончания k -ой РА, определяется оптимальная задержка D_{opt_k} [6]:

$D_{opt_k} = \min d_k^j, j = 1 \dots N_k$ при условии:

$$\left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N I(d_k^i < d_k^j) \right] > (1-p),$$

где I – индикаторная функция.

Одной из задач является определение влияния переменных алгоритма на отношение задержки-потери (L-D), что позволяет определить эффективность исследуемого алгоритма. На рис.2 приведены зависимости L-D исследуемого алгоритма (DLF) от значения параметров k , L (в значениях длительности анализируемого интервала lag) и τ_1 , а также алгоритмов concord, concord multi flow[5] и алгоритма 1 (regressive) [7].

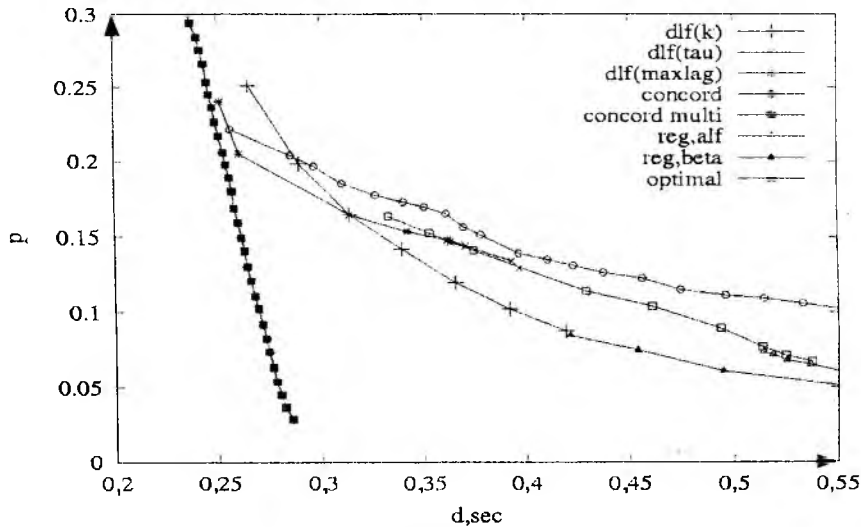


Рис. 3

Как видно, алгоритм DLF является более эффективным в области с меньшими потерями, что объясняется наличием свойств протяженных статистических зависимостей (ПСЗ) сетевого трафика, позволяющих с большей вероятностью предсказать задержку по сравнению с алгоритмами, использующими статистическую обработку массива задержек d_k^j . На рис. 3 видно, что все исследованные алгоритмы в области малых p значительно хуже оптимального. При этом изменение значения τ_1 (от 0,001 до 0,020 сек.) мало влияет на соотношение L-D. Кроме коэффициента k наибольшее влияние оказывает изменение значения анализируемого промежутка maxlag (при анализе изменение от 0,1 до 1,0 сек.). Для данной топологии достаточный интервал 0,5 сек. Проблема выбора оптимальных значений параметров алгоритма является предметом дальнейших исследований.

Выводы. Предложенный алгоритм практически во всем диапазоне L-D эффективнее аналогов. В дальнейшем необходимо исследовать данный алгоритм в более широком диапазоне сетевых топологий и реальных условиях передачи речевого трафика.

Список литературы: 1. *Cohen J. W.* On regenerative processes in queueing theory. New York: Springer-Verlag, 1976. 257 p. 2. *Kalashnikov V.* Topics on regenerative processes. New York: CRC Press, 1994. 364 p. 3. *Qiong Li, David L. Mills.* On the long-range dependence of packet round-trip delays in Internet // In Proceedings of IEEE ICC'98. Vol. 2. Atlanta, GA, 1998. P. 1185 – 1191. 4. *Ощепков М.Ю.* Методы моделирования речевого канала в сетях с коммутацией пакетов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. №123. С. 68 – 75. 5. *Ощепков М.Ю.* Анализ алгоритмов формирования задержки воспроизведения в случае параллельных речевых потоков // Праці УНДІРТ, 2002. № 4. С. 35 – 37. 6. *J.Rosenber J., Qui L., Schulzrinne H.*, Integrating packet FEC into adaptive voice playout buffer algorithms on the Internet // In Proceedings of the Conference on Computer Communications (IEEE Infocom). Tel Aviv, Israel, 2000. P. 112 – 114. 7. *Ramjee R., Kurose J., Towsley D., Schulzrinne H.A.* Adaptive playout mechanisms for packetized audio applications in wide-area networks // In Proceedings of the Conference on Computer Communications (IEEE Infocom). Toronto Canada. P. 680 – 688.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 03.04.2004

ИЗМЕРЕНИЯ НА ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ

Постановка задачи

Современные технологии высокоскоростной передачи, такие как SDH и АТМ, основаны в первую очередь на использовании оптоволоконных сред [1, 2, 3, 4], которые в настоящее время обеспечивают максимально возможную пропускную способность. Именно поэтому технология оптоволоконных сред передачи в настоящее время бурно развивается во всем мире и в том числе в нашей стране. Предполагается, что в ближайшем будущем оптоволоконные среды передачи полностью вытеснят электрические кабельные среды. Последние будут использоваться только на абонентских участках, хотя в ряде развитых стран уже сейчас коммунальное строительство учитывает прокладку оптоволоконных кабелей до пользователя.

Таким образом, технология оптоволоконных сред передачи является новой, быстро развивающейся и наиболее перспективной, и измерения в этой области являются чрезвычайно важными.

Измерение параметров волоконно-оптической системы передачи

Рассмотрим типовую схему волоконно-оптической системы передачи (ВОСП), представленную на рис. 1.



Рис. 1

В состав ВОСП входят: оптический передатчик или генератор сигнала, интерфейс оптического генератора, оптическое волокно или кабель с характерными местами сопряжения различных кабелей и сварок и неоднородностями, промежуточные станции или ретрансляторы и оптический приемник сигнала. В ВОСП входят также система передачи, принимающая электрический сигнал и аппаратура сопряжения, которая обеспечивает преобразование электрического сигнала в оптический. Наиболее существенными для измерений в ВОСП являются параметры оптического волокна, точки соединения с аппаратурой передачи/приема и регенерации, места сопряжения различных кабелей и сварочные соединения, а также возможные неоднородности в кабелях, которые обычно служат основной причиной деградации качества связи.

В анализе оптоволоконных кабелей и узлов существенно различаются две категории задач: промышленный и эксплуатационный анализ [5].

Промышленный анализ включает в себя измерения узлов и параметров кабелей перед укладкой. Задачи измерений этого класса возникают при разработке нового оборудования, в процессе производства оптических кабелей и при подготовке кабелей к укладке для определения соответствия характеристик кабеля заданным нормам (анализ кабелей в бухтах). Параметры и характеристики оптических кабелей и аппаратуры линейного тракта, поставляемых предприятиями-изготовителями, измеряют в производственных условиях и оформляют в виде паспортных данных, которые должны соответствовать действующим нормам.

Спецификация промышленного анализа кабелей включает измерения следующих параметров: погонного затухания в оптическом волокне; полосы пропускания и дисперсии; длины волны отсечки; профиля показателя преломления; числовой апертуры; диаметра модового поля; геометрических и механических характеристик оптоволоконного кабеля; энергетического потенциала и чувствительности фотоприемного устройства; уровней оптической мощности устройств.

Учитывая требования высокой точности и автоматизации этого класса измерений, они выполняются системным измерительным оборудованием.

Эксплуатационный анализ оптических кабелей и узлов включает измерения в процессе прокладки кабеля и измерения на этапе эксплуатации. При прокладке кабелей необходимы пошаговые измерения участков кабелей, характеристик участков сварок и сопряжения кабельных сетей, а также окончательные измерения развернутой кабельной сети на этапе приемосдаточных испытаний и паспортизации кабельного хозяйства и ВОСП. При этом измеряют затухание, вносимое срезками кабелей, затухание оптических волокон, а также уровни мощности оптического излучения на выходах передающих и входах приемных оптоэлектронных модулей.

Измерения затухания оптических волокон выполняют в обоих направлениях передачи участков регенерации, что позволяет учесть различия значений измеряемых величин, обусловленные неоднородностями, и выбрать оптимальный вариант использования волокон кабеля [4, 5]. Кроме того, определяют функцию распределения неоднородностей по длине участка регенерации. Данные по распределению неоднородностей оформляют в виде графика и заносят в соответствующий паспорт. Паспорт участка регенерации должен иметь схему соединения волокон в каждой соединительной муфте, где производилось их группирование; измеренные значения уровней оптической мощности на оптических входах и выходах блоков линейных регенераторов, коэффициентов ошибок, а также затухания в обоих направлениях передачи.

Эксплуатационные измерения делятся на профилактические, аварийные и контрольные. Аварийные измерения включают в себя быструю локализацию точек деградации качества кабельной сети. Например, в случае обрыва кабеля необходимо с высокой степенью точности и оперативности локализовать точку обрыва, произвести расконсервацию кабеля, заменить поврежденный участок, произвести сварку и затем полностью измерить характеристики полученного сварочного стыка и восстановленного кабеля. Задачи профилактических и контрольных измерений могут выполняться с помощью специально встроенных в аппаратуру линейного тракта контрольно-измерительных устройств.

Спецификация эксплуатационных измерений кабелей включает в себя:

- измерение уровней оптической мощности,
- измерение переходного затухания,
- определение места и характера повреждения оптоволоконного кабеля,
- стрессовое тестирование аппаратуры ВОСП.

Задачи эксплуатационного анализа выполняются эксплуатационным измерительным оборудованием.

Эксплуатационные измерения на ВОСП

Эксплуатационные измерения включают в себя: измерение уровней оптической мощности, измерение затухания, измерение возвратных потерь, определение места и характера повреждения оптоволоконного кабеля, стрессовое тестирование аппаратуры ВОСП.

Измерения уровней оптической мощности и измерения затухания являются взаимосвязанными. Применительно к оптическим системам передачи решение этой простой задачи имеет определенные трудности, поскольку измерение уровня сигнала в ВОСП зависит от параметров оптического интерфейса генератора тестового оптического сигнала (качества обработки торца волокна, точности юстировки излучателя относительно этого торца и др.). Кроме того, существенным является требование постоянства условий согласования источника сигнала с волокном. Все многообразие технических решений по измерению затухания в

оптическом кабеле объясняется различными способами решения этих проблем. Ниже рассмотрены несколько основных схем проведения таких измерений.

Определение места и характера повреждения оптоволоконных кабелей является существенным для проведения аварийных эксплуатационных измерений.

Стрессовое тестирование аппаратуры ВОСП применяется для определения потенциального резерва цифровых систем передачи по оптической мощности передатчика.

Метод прямого измерения затухания, вносимого оптическим кабелем

Схема измерения затухания в оптическом кабеле представлена на рис. 2 и представляет собой типичную схему измерения «точка-точка», когда тестовый генератор и анализатор расположены по разным концам тестируемой линии [4, 5].



Рис. 2

По определению затухание в линии определяется выражением:

$$S = 10 \log \frac{P_0}{P_L} = P_0 (\text{дБм}) - P_L (\text{дБм}), \quad (1)$$

где P_0 – уровень сигнала, передаваемый стабилизированным источником сигнала в дБм, P_L – уровень сигнала, измеряемый оптическим измерителем мощности (ОПМ) на конце измеряемого участка в дБм.

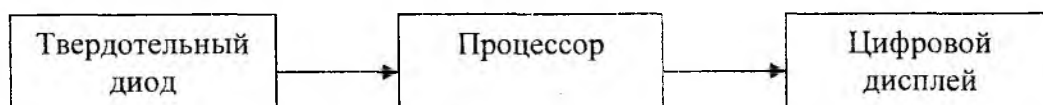


Рис. 3

Схема устройства оптического измерителя мощности представлена на рис.3.

Существует две разновидности схемы измерений: измерение затухания без разрушения кабеля и измерение с разрушением кабеля.

Измерение затухания без разрушения кабеля в точности соответствует схеме, представленной на рис. 2. Этот метод используется обычно для измерения узлов ВОСП, проведения пошагового тестирования ВОСП в точках, позволяющих подключить источник сигнала и ОПМ. Для повышения точности метода обычно используют статистическое накопление результатов или повторение измерений после разрушения нескольких сантиметров кабеля.

Статистическое накопление требует больших временных затрат. Поэтому в случае эксплуатационных измерений затухания кабеля целесообразно использовать рекурсивные процедуры [6], такие, например, как процедуры Калмана-Бьюси или Роббинса-Монро, где на $k + 1$ шаге представляется оценка измеряемой величины в виде:

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

где $y(k+1) = H(k)x(k) + \xi(k)$ – уравнение наблюдения, формирующее наблюдаемую статистику, $K(k)$ – коэффициент, обеспечивающий сходимость процедуры (2).

На рис. 4 представлена структурная схема организации измерений с выдачей оценок измерений в систему управления (СУ) и на дисплей оператора.

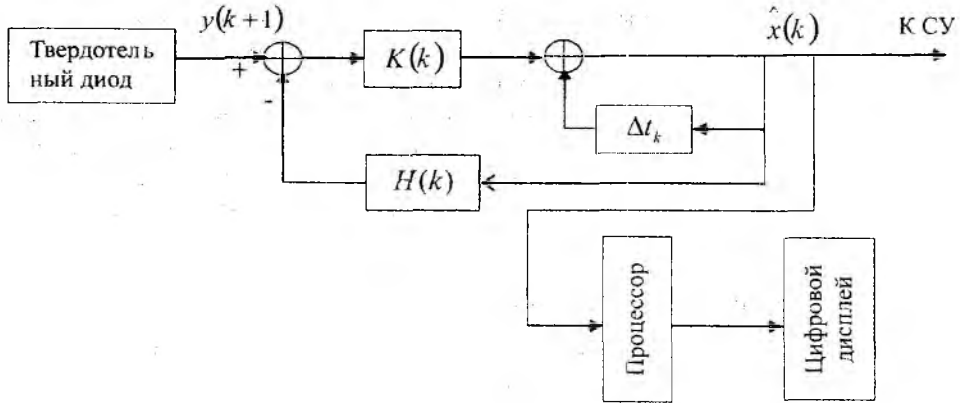


Рис. 4

Анализ неисправностей в волоконно-оптических системах передачи

Обобщенная блок-схема проведения таких измерений представлена на рис. 5.

Первой задачей поиска неисправности в ВОСП является анализ, относится ли неисправность к электрической части оборудования или к оптической. Для этого с помощью ОРМ

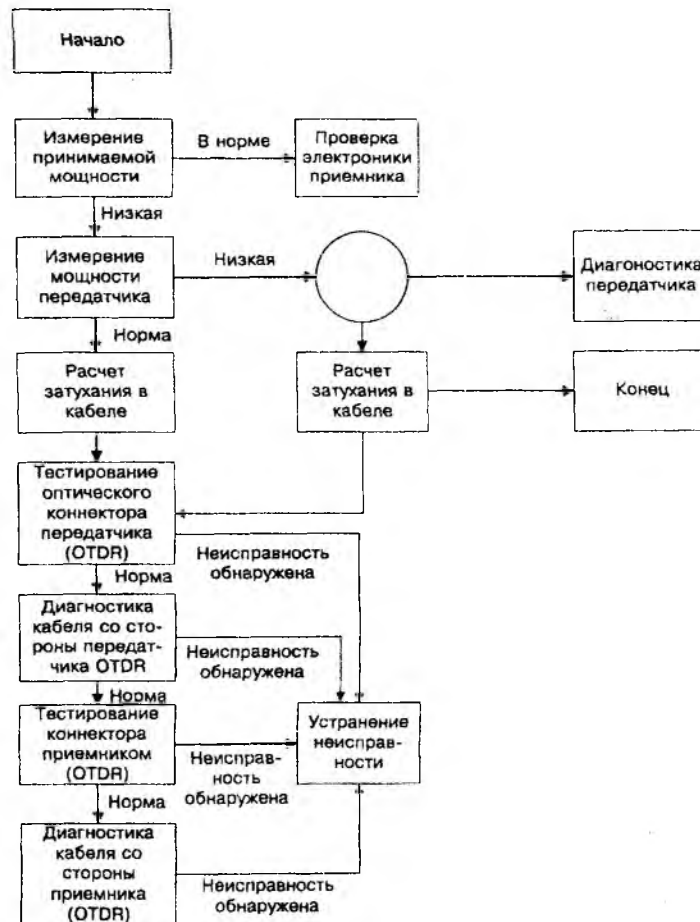


Рис. 5

измеряется уровень оптической мощности и затем производится сравнение с нормативным. Если уровень оптической мощности находится в пределах нормы, неисправность находится в электронной части аппаратуры передачи, которая нуждается в замене или ремонте. Если уровень принимаемой мощности слишком низкий, неисправность находится либо в передатчике, либо в волоконно-оптическом кабеле. Для дальнейшего поиска необходимо измерение выходной мощности передатчика, для чего используются ОРМ и тестовый кабель. Если выходная мощность передатчика низкая, он должен быть отремонтирован. Если мощность находится в пределах нормы, неисправность связана с волоконным кабелем.

Поиск неисправности в кабеле начинается с анализа его связности с использованием визуального дефектоскопа в случае кабелей малой протяженности или OTDR в случае протяженных кабелей. Основными неисправностями кабеля обычно являются коннекторы, сварки с плохим качеством, соединения и обрывы кабеля, обусловленные внешними воздействиями. Для поиска неисправности в коннекторах применяются эксплуатационные микроскопы. Для диагностики сварок и локализации обрывов применяются OTDR с учетом описанных выше ограничений на точность измерений.

Стрессовое тестирование аппаратуры ВОСП

Проектирование волоконно-оптических систем передачи обязательно включает в себя расчет энергетического бюджета оптического сигнала в ВОСП. Реальное значение обычно отличается от расчетного в связи с различием в качестве сварочных узлов, соединений и т.д. Реальное значение энергетического бюджета оптического сигнала, полученное в ходе приемо-сдаточных испытаний, включается в паспорт ВОСП. В связи с тем, что расчетное значение, как правило, имеет запас по мощности по сравнению с реальным значением, возникает вопрос оценки потенциального запаса по мощности в ВОСП. Знание величины этого запаса может быть использовано для анализа влияния различных условий эксплуатации: например, каково предельное значение затухание заданного узла ВОСП, при котором система передачи еще будет работать.

Для анализа этого запаса по мощности применяются принципы стрессового тестирования, т.е. имитации плохих условий функционирования ВОСП. Для имитации плохого качества ВОСП используются оптические аттенюаторы. Измерения могут сопровождаться анализом цифрового канала связи по параметру ошибки (BER) в зависимости от уровня сигнала в линии. Схема такого измерения представлена на рис. 6.

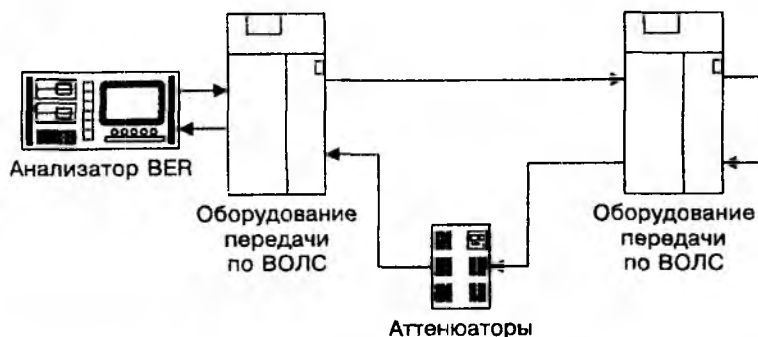


Рис. 6

Согласно схеме, в линию передачи включается оптический аттенюатор, который вносит дополнительное затухание в ВОСП. При этом измеряется зависимость параметра ошибки BER от уровня вносимого затухания. Предельное значение вносимого затухания, при котором аппаратура ВОСП функционирует согласно ТУ, определяет запас по мощности в ВОСП.

Перспективы развития измерительных технологий ВОСП

Развитие технологии WDM. Развитие измерительных технологий всегда идет параллельно развитию самих технологий телекоммуникаций. Оценивая будущее развитие ВОСП, нельзя не отметить общую тенденцию к переходу к системам передачи с частотным разделением в волоконно-оптических кабелях (Wavelength Division Multiplexing – WDM).

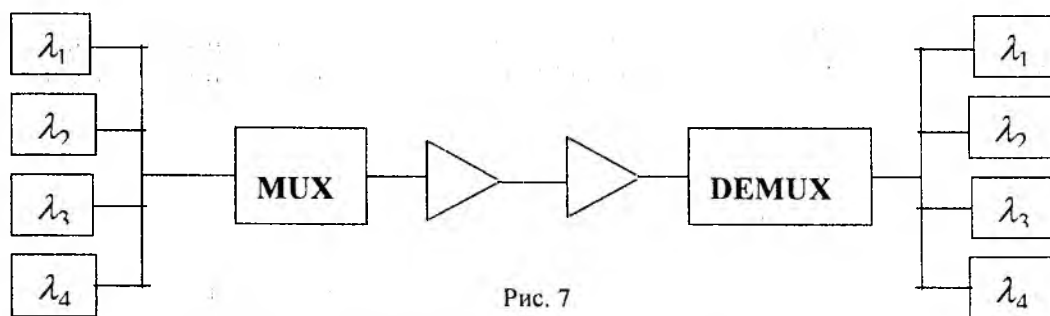


Рис. 7

Схематически такая система представлена на рис. 7. В представленной системе передачи используются четыре длины волн $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4$. Модулированные сигналы четырех длин волн поступают в оптический мультиплексор (MUX), затем передаются по оптическому кабелю к демультиплексору (DEMUX), где из группового сигнала снова восстанавливаются четыре значения частоты. В основе технологии WDM лежит частотное разделение (или разделение по длинам волн) в оптической системе передачи. На начальном этапе эта технология предусматривает использование методов фиксированного мультиплексирования/демультиплексирования, однако в перспективе возможно создание высокопроизводительных оптических коммутаторов каналов с частотным разделением.

В контексте развития измерительных технологий внедрение технологии WDM и внедрение мультиплексирования каналов с частотным разделением приводит к необходимости использования для анализа таких ВОСП оптических анализаторов спектра. В связи с перспективой широкого внедрения мультиплексирования с частотным разделением каналов, оптический спектральный анализ становится существенным для тестов эксплуатационного уровня.

Одним из методов такого анализа является метод понижения размерности на основе трансверсального фильтра [7]. Схема такого измерителя представлена на рис. 8.

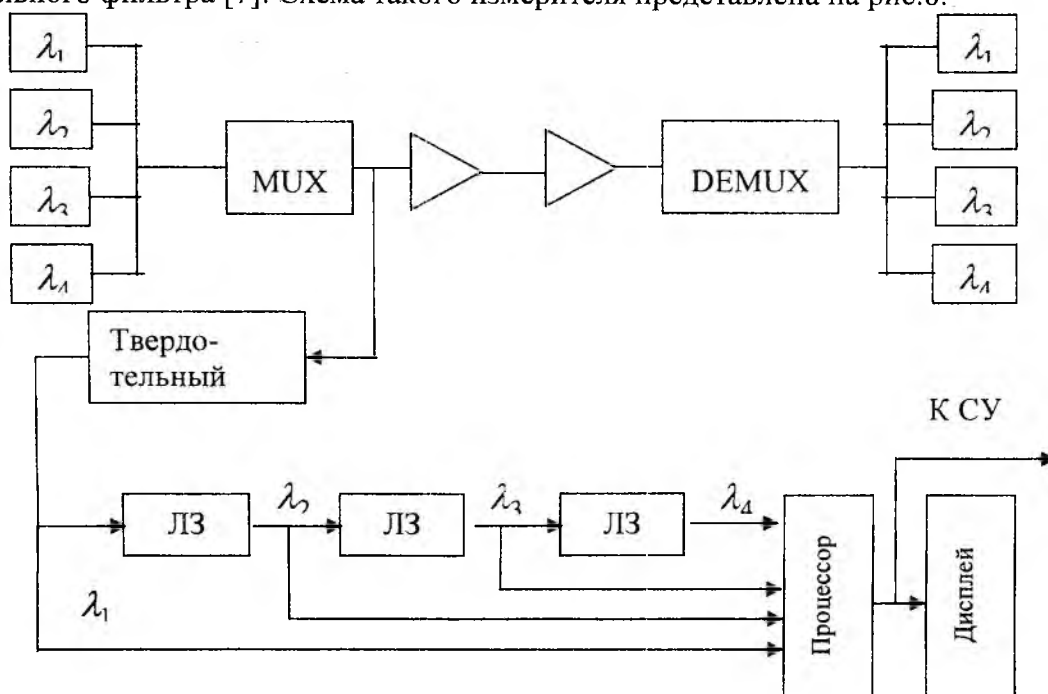


Рис. 8

Развитие технологии SDH/SONET. Измерение параметров дисперсии. В настоящее время в связи с интенсивным развитием технологии SDH/SONET с использованием волоконно-оптических систем для передачи широкополосных цифровых сигналов особое значение приобретают измерения параметра дисперсии одномодовых оптических кабелей.

В настоящее время для ограничения влияния дисперсии на передачу широкополосных цифровых сигналов используют более узкополосные лазерные источники с шириной полосы до 0,01 нм, а также волокна с дисперсионным сдвигом. И в том, и в другом случаях необходимость измерения дисперсии в кабеле возникает непосредственно на этапе его инсталляции и приемо-сдаточных испытаний.

Таким образом, измерения дисперсии в волоконно-оптических кабелях выходят за рамки системных измерений и в будущем будут выполняться как эксплуатационные измерения.

Для измерения хроматической дисперсии одномодовых кабелей в основном используются два метода, первый из которых связан с измерением во временной области (метод временной задержки), а второй – в частотной области (фазовый метод). Оба метода удовлетворяют требованиям точности и воспроизводимости результатов и одобрены ИТУ-Т. Однако метод временной задержки является более сложным по сравнению с фазовым методом, и поэтому последний чаще используется на практике.

Фазовый метод основан на измерении фазового сдвига сигнала, модулированного по интенсивности излучения, зондирующего кабель на различных длинах волн. Частота модуляции интенсивности обычно фиксирована и лежит в пределах 30...100 МГц. Измерение зависимости фазового сдвига между сигналами на различных длинах волн позволяет найти зависимость временной задержки сигнала от длины волны, а последующее ее дифференцирование – хроматическую дисперсию.

Список литературы: 1. *Иванов А.В.* Контроль соответствия в телекоммуникациях и связи. Ч. 1. Измерения, анализ, тестирование, мониторинг / Сайрус Систем. М., 2000. 375 с. 2. *Бакланов И.Г.* Технологии измерений первичной сети. Ч. 1. Системы E1, PDH, SDH. М.: Эко-трендз. 2000. 142 с. 3. *Бакланов И.Г.* Технологии измерений первичной сети. Ч. 2. Системы АТМ. М.: Эко-трендз. 2000. 140 с. 4. *Бакланов И.Г.* Технологии измерений в современных телекоммуникациях; М.: Эко-Трендз, 1997. 5. *Бакланов И.Г.* Эксплуатационные измерения на ВОЛС // Вестник связи. 1997. №8. 6. *Сейдж Э., Мелс Дж.* Теория оценивания и ее применение в связи и управлении: Пер. с англ. / Под ред. *Б.Р. Левина*. М.: Связь, 1976. 496 с. 7. *Ropovskiy V.V.* Signal processing using methods of dimensionality reduction of representation space / The report IV-th International Conference on Antenna Theory And Techniques 9-12 September 2003, Sevastopil, Ukraine, PP. 419 – 420.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 12.05.2004

GALILEO-BASED TIME SYNCHRONISATION TO SUPPORT LOCATION BASED SERVICES IN COMMUNICATION SYSTEMS**Introduction**

The Location Based Services (LBSs) are widely recognised nowadays as an essential value added component of wireless communication systems. Initial drivers for LBS were government mandated wireless emergency calling services (E-911 in United States and E-112 in Europe) within which all wireless communication operators have to provide the user location information to the 911 or 112 emergency service dispatcher. Soon, it was found that knowing user location opens the door for a number of prospective commercial applications such as location sensitive billing, location-based information services, dynamic network control and many others [1]. However, in order to make the LBS commercial applications useful to the end user, a higher accuracy of caller location is needed as compared to the requirements of emergency calling services.

According to the current E-911 mandate (the E-112 requirements are similar), network based positioning technologies must provide accuracy within 100 m 67% of time and within 300 m 95% of time. Handset-based location should be more accurate and provide maximum error within 50 m 67% of time and within 150 m 90% of time. Currently existing position based services are relying on the use of Global Positioning System (GPS), a USA military global navigation satellite system, that provides positioning accuracy of about 10 meter for civil users, although not inside buildings. The similar positioning accuracy will be expected from commercial value added LBSs of wireless operators.

The standard positioning techniques [1] considered at the moment for the wireless communication systems of second and third generation fall into two general categories

- *satellite based*: standalone GPS and assisted GPS (A-GPS)
- *terrestrial based*: cell of origin (Cell-ID or Cell-ID with time advance), Time of Arrival (ToA), hyperbolic positioning methods (Time Difference of Arrival (TDoA) and Enhanced Observed Time Difference (E-OTD)) and hybrid methods (A-GPS combined with Cell-ID, A-GPS combined with E-OTD or TdoA etc).

The performance of all these positioning techniques, except for the Cell-ID only method, can be improved if time references of base stations (BSs) in a telecommunication network will be synchronized with higher accuracy. If exact positioning comparable to GPS should be attained, the corresponding requirements there become much tighter as needed for communication only. The required accuracy of BS clocks synchronisation is expected to be in the order of nanoseconds [1, 2]. A cost effective solution to this problem is proven to be the use of GPS time receivers in each base station. Presently GPS is widely used for timing applications and GPS-based techniques are able to provide the required accuracy at the nanoseconds level, however the system operator does not assure the services for the civil user community.

With the advent of Galileo, the future European satellite navigation system, wireless operators will benefit from: a) guaranteed services which Galileo announces to provide to specific user groups, and b) the capability of observing simultaneously an increased number of satellites (GPS and Galileo), and receiving an increased number of navigation signals in different frequency bands. In this paper we assess the average accuracy of synchronization of the time reference in a base station to the Galileo system time using projected Galileo error budget and simulations of the Galileo satellite constellation. These simulations also allowed us to transform the specifications of positioning performance of Galileo Safety of Life (SoL) Service (which will be associated with certain guarantees) into the timing domain. For comparison purposes, the timing accuracy of GPS – considering its actual error budget – is also presented.

Galileo navigation services

Galileo will be the first global navigation satellite system, providing a highly accurate, guaranteed global positioning service under civilian control. It will be inter-operable with GPS and GLONASS, the two other global satellite navigation systems. The fully deployed Galileo system consists of 30 satellites (27 operational + 3 active spares), positioned in three circular Medium Earth Orbit (MEO) planes in 23616 km altitude above the Earth.

Galileo will provide its users four basic navigation services:

- Open Service (OS): global, free-of-charge positioning and timing.
- Safety-of-Life (SoL) Service: global positioning and timing capabilities plus integrity information with controlled access.
- Commercial Service (CS): additional data dissemination capabilities and navigation signal in the third frequency band.
- Public Regulated Service (PRS): guaranteed global positioning and timing capabilities with controlled access.

Performance specifications for dual-frequency Galileo services as defined in Galileo High Level Definition Document (HLD) [3] are summarized in table 1.

Table 1.
Performance of Galileo services

	Accuracy (95%)			
	horizontal	vertical	time vs. UTC	frequency vs. UTC
OS	4 m	8 m	30 ns	$3 \cdot 10^{13}$
SoL	4 m	8 m	not given	not given
PRS	6.5 m	12 m	not given	not given

Note that HLD contains specifications of Galileo timing accuracy only for users of Open Service and only with respect to the international reference timescale UTC. User synchronization to UTC will be achieved by correcting pseudorange observations for the offset between Galileo system time (GST) and UTC available in Galileo navigation message. This offset will be estimated by a third body – Galileo Time Service Provider, – therefore Galileo does not subject its performance to guarantees associated with Safety-of-Life or Public Regulated services (the latter being intended for governmental and security applications). However, performance specifications, provided for positioning accuracy can be transformed into the timing domain, since positioning error and time synchronization error (with respect to the system timescale) are closely related. Moreover, a wireless operator might be satisfied already with synchronization of base station time references to Galileo system time (GST) since it will be kept within 50 ns to UTC (modulo 1 second).

These considerations motivated us to investigate the synchronization accuracy that can be achieved with Galileo Safety-of-Life (SoL) service. Also, we compared the performance of Galileo SoL service with GPS.

Implicit specifications for user timing accuracy

Horizontal and vertical positioning errors and timing errors (HPE, VPE and TE respectively) can be considered to be products of the user equivalent ranging error (UERE) and the Dilution Of Precision factor (DOP) [4] that depends on the satellite constellation geometry:

$$\begin{aligned}
 HPE(95\%) &= 2 \cdot UERE \cdot HDOP \quad [m], & VPE(95\%) &= 2 \cdot UERE \cdot VDOP \quad [m] \\
 TE(95\%) &= 2 \cdot \frac{UERE}{c} \cdot TDOP \quad [s]
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

It's easy to see that if HPE or VPE are known, TE can be obtained as follows:

$$TE(95\%) = \frac{HPE}{c} \cdot \frac{TDOP}{HDOP} = \frac{VPE}{c} \cdot \frac{TDOP}{VDOP} \quad (2)$$

DOP factors can be calculated from the diagonal elements $q_{i,i}$ of the covariance matrix Q of user navigation solution:

$$HDOP = \sqrt{q_{1,1} + q_{2,2}}, \quad VDOP = \sqrt{q_{3,3}}, \quad TDOP = \sqrt{q_{4,4}} \quad (3)$$

In the case when all satellite observation are equally weighted in the user navigation solution, the matrix Q can be calculated as

$$Q = (G^T G)^{-1} \quad (4)$$

where G is so called geometry matrix:

$$G = \begin{pmatrix} \sin A_1 \cos E_1 & \cos A_1 \cos E_1 & \sin E_1 & 1 \\ \sin A_2 \cos E_2 & \cos A_2 \cos E_2 & \sin E_2 & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \sin A_n \cos E_n & \cos A_n \cos E_n & \sin E_n & 1 \end{pmatrix} \quad (7)$$

here A_i and E_i are azimuth and elevation of i -th satellite observed from a certain user location. If a weighting of satellite observations is implemented – as recommended in Galileo programmatic documents – the matrix Q is given by

$$Q = (G^T P G)^{-1} \quad (8)$$

where P is the weighting matrix of pseudorange observations.

Following [5], the weighting matrix P can be assumed to be a diagonal matrix with non-diagonal elements equal to 0 and diagonal elements equal to $1/\sigma_i^2$ (σ_i is the standard deviation of pseudorange observations of i -th satellite from a certain user location).

Using a curve fitting to the projected error budget for Galileo dual-frequency users given in [6] we obtained the following function describing σ_i :

$$\sigma_i = 0.01408 \cdot E_i^{-1.695} + 0.9895 \quad [m] \quad (9)$$

Eq. (4) shows that horizontal and vertical positioning errors are closely related to timing error (the error of determination of the offset between user clock and a navigation system timescale). Thus, the specification of positioning performance of Galileo SoL service implicitly contains a specification of its timing performance. The timing performance, however, refers only to the user synchronization to GST.

To assess the implicitly specified TE value, we simulated the geometry for the nominal Galileo constellation (27 satellites in 3 orbit planes, see [3] and [6]) over 72 hours (the repeatability period of the constellation geometry) for a set of locations defined by nodes of a 2.5° grid (both in latitude and longitude). Then, we computed the values of HDOP, VDOP and TDOP for each of the simulated locations using Eq. (7)-(9) and Eq. (5). Finally, we assessed the global maximums of the DOPs, and calculated the rates $(TDOP/HDOP)_{\max}$ and $(TDOP/VDOP)_{\max}$ as 1.45 and 0.57 respectively. Using Eq. (4) with these rates and specifications of Galileo horizontal and vertical accuracy (see Table 1), we estimate the timing error for SoL service for any user in any geographical position to be better than 19.5 ns (95%). This value corresponds to the worst case timing accuracy implicitly specified by Galileo SoL service. However from a practical point of view,

another value, the average timing accuracy of a user in a specific position on the globe, is even more important. This accuracy is examined in the next section.

Average timing accuracy with GPS and Galileo

As easy to see from Eq. (3), the error of user timing TE can be obtained as a product of user range errors and TDOP. In the previous section we used Eq. (3) to transform the specifications of horizontal and vertical positioning errors into the specification of timing error, here we look for GPS and Galileo TE using estimated (or projected) values of user range error and simulated DOPs.

The errors of pseudorange measurements for Galileo users were analysed during the definition phase of the Galileo program. A finalized error budget for users of the dual-frequency Open and Safety-of-Life Service is given in [6], presenting the measurement error as a function of satellite elevation. As mentioned above, we empirically selected a function (see Eq. (9)) that fits the error budget values (see Figure 1).

With the help of the Galileo simulation described in the previous section, we assessed the distribution of Galileo satellites at different elevation angles, and then computed the weighted average value of user measurement error σ_0 over the span of elevations from 10° to 90° (10° is the elevation cut-off angle specified for Galileo users):

$$\sigma_0 = \frac{\sum \sigma_i n_i}{\sum n_i} \quad (10)$$

here n_i number of satellites observed at certain elevation. The estimated σ_0 is equal to 1.05 m.

The ranging accuracy for users of GPS Standard Positioning Service (single frequency) can be found e.g. in [7]. The values given in this reference are obtained from a GPS measurement campaign in July-September 2003. At that time, the user range error averaged over entire GPS constellation and all elevation angles was about 2.83 m.

To obtain a global TDOP distribution, we averaged Galileo TDOP values simulated as described in the previous section for each of the grid nodes over the entire span of the simulation (3 days). To obtain GPS TDOP values, we simulated the GPS constellation of 28 satellites – as was available in November 2003 – over 1 sidereal day (the repeatability period of GPS constellation) with the time step of 2 minutes. The user locations were selected at the nodes of a 2.5° grid. The GPS TDOP values were calculated with a unitary matrix of observation weights (see Eq. (6) and (5)) and then averaged for each of the grid nodes over the entire span of the simulation.

With the user range error and the average TDOP values discussed above, we obtained from Eq. (3) the values of GPS (see Figure 1) and Galileo (see Figure 2) user timing error TE (the colour bar in the figures gives the TE(95%) in ns, note the difference of scales between the figures).

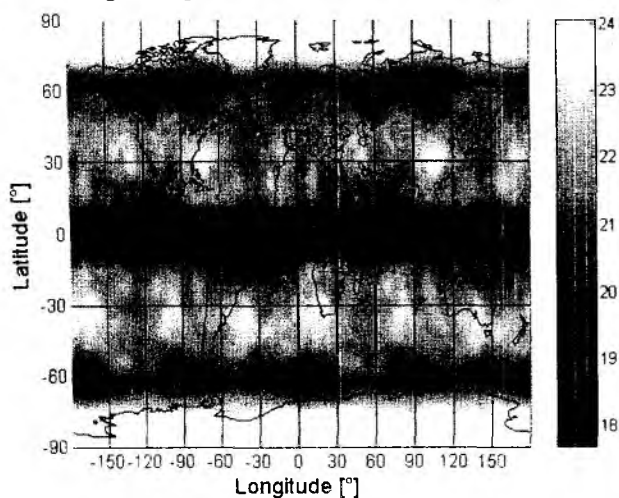


Figure 1
Timing error (95%) for GPS Standard Positioning Service user (present) [8]

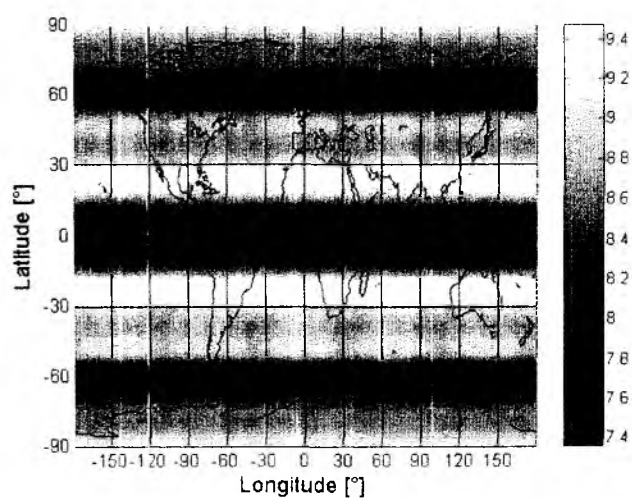


Figure 2
Timing error (95%) for Galileo users [8]

As presently the GPS system time, the Galileo system time will be kept close to UTC (without introduction of the leap-seconds). However, one may expect the offset between GPS Time and GST to be in order of tens of nanoseconds, therefore, a combined use of GPS and Galileo for user timing is not straightforward. It may improve the availability of timing service but its implementation in the case of precise timing (better than 100 ns) requires further investigations.

Note that the results we have shown in the two previous sections are obtained under assumption that user estimates both his position and receiver clock offset from the system time. However, coordinates of BS will be probably precisely estimated in advance, thus, only one unknown, receiver clock offset its receiver needs to be estimate. In this case, timing error can be roughly – not considering correlations between measurements to different satellites – estimated as

$$TE(95\%) = 2 \cdot \frac{UERE}{c} \cdot \frac{1}{\sqrt{N}} \quad [s] \quad (11)$$

here N is the number of satellite observations taken at a certain moment of time by BS time receiver.

Figure 3 presents the timing error for BS synchronization to Galileo system time that was computed using Eq. (11). These results refer to synchronization of a single BS to Galileo/GPS system time. The accuracy of mutual synchronization TE_{mutual} can be bound by

$$TE_{mutual}(95\%) = \sqrt{2} \cdot TE_{single}(95\%) \quad (12)$$

where $TE_{single}(95\%)$ is the error of BS synchronization to GPS/Galileo system time discussed above. Eq. (12) assumes TE_{single} to be uncorrelated at different stations, providing, thus, the worst-case estimate of TE_{mutual} , since satellite observations possess a certain degree of spatial correlation.

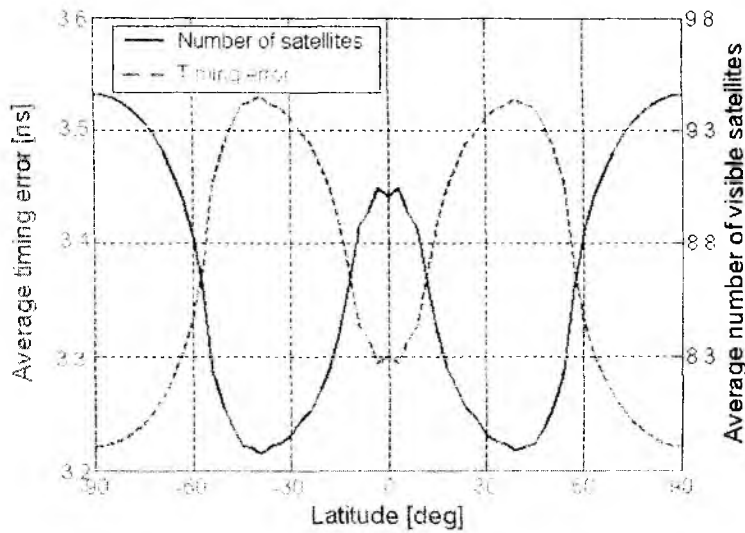


Figure 3. Timing error (95%) for GPS Standard Positioning Service user (present) [9]

In practical operation, delays in receiving and transmitting antennas, cabling and BS circuitry should be taken into account since, in fact, the synchronisation of signals emitted from different BS is required. These delays even when carefully calibrated may cause the synchronisation error up to tens of nanoseconds (see e.g. [2]). Therefore, at the moment the positioning accuracy potentially (not taking into account signal propagation effects) achievable in LBS is limited mostly by the delay calibration errors.

Conclusions

Provision of location based services through telecommunication systems would require precise synchronization of base stations within a wireless network. This purpose can be achieved using future European satellite navigation system Galileo that will provide accuracy almost twice better than the current GPS. A civilian nature of Galileo, certain guarantees associated with its services, and high system performance makes the application of Galileo timing in communication networks a promising option.

Acknowledgments

The authors would like to express their gratitude to Dr. Johann Furthner for his valuable contribution to execution and analysis of GPS and Galileo simulations.

Literature: 1. *Soliman S.S. and Wheatley C.E.* Geolocation technologies and applications for third generation wireless // *Wirel. Commun. Mob. Comput.* 2002. No.2. pp. 229 – 251. 2. *Hein G, et al.* Synergies between satellite navigation and location services of terrestrial mobile communications // *Proc. ION GPS*, Sept. 19–22, 2000, Salt Lake City, UT, USA. 3. Galileo High Level Mission Definition Document, Ver. 3.0, 23.02.2003 (publicly available in Web at https://europa.eu.int/comm/dgs/energy_transport/galileo). 4. *Global Positioning System: Theory and Applications* // *Parkinson B. and Spilker J.* (editors), American Institute of Aeronautics and Astronautics, Washington, 1996. 5. *McDonald K. and Hegarty C.* Post-Modernization GPS Performance Capabilities // *Proc. ION 56-th Annual Meeting*, June 2000, pp. 242 – 249. 6. *Ehret W. et al.* Comparison of GALILEO Integrity Approaches w.r.t. Performance // *Proc. 11-th IAIN World Congress*, Berlin, 2003. 7. *FAA GPS SPS Performance Analysis Report*, 2003. No. 43. Oct 31. 8. *Furthner J., Hammesfahr J., Konovaltsev A., Moudrak A.* Time Dissemination and Synchronization for Galileo Users // *Proc. ION NTM 2004*, January 26–28, 2004, San-Diego, CA, USA.

German aerospace center (DLR)

Institute for Communications and Navigation

Поступила в редколлегию 12.05.2004

МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ВЕЙВЛЕТОВ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЯХ

Как известно, на практике существует множество важных физических явлений, которые описываются сложнейшими формулами. В связи с этим появилась актуальная задача представления сложных функций более простой – задача аппроксимации. При этом весьма желательно, чтобы аппроксимация была как можно более точной и вычислялась за малое время.

С появлением функций, а затем сигналов, возникла достаточно общая задача их однообразного представления простыми функциями или рядами таких функций – задача приближения функций. Под простой функцией понимается возможность ее простого и быстрого вычисления. Рассмотрим некоторые из них.

С открытием рядов Фурье впервые появилась возможность однообразного представления произвольных (с оговоркой) функций и сигналов с помощью набора синусоид. Ряды Фурье долгое время воспринимались как математическая абстракция. Однако с появлением радиосвязи и с созданием высокоизбирательных радиоприемных устройств выяснилось, что гармоники сложных сигналов являются объективно существующими объектами и характеризуются их спектром. Появление сигналов с явно выраженными локальными особенностями, например импульсных, цифровых, сигналов изображения и т.д., стало демонстрировать невысокую эффективность и принципиальные недостатки Фурье-анализа и синтеза. В связи с этим предпринимались неоднократные попытки применения рядов с иными базовыми функциями (например, Уолша, Хаара и др.) [1].

В частности для систем радиосвязи, где сигнал является случайным процессом, известно, что наиболее точное решение задачи приближения можно добиться посредством разложения Карунена – Лоева. Таким образом, если $y(t)$ является реализацией действительного процесса с нулевым средним и корреляционной функцией $R_y(t, \tau)$, то $y(t)$ можно представить в виде [2]

$$y(t) = \sum_k C_k \varphi_k(t), \quad (1)$$

где C_k – коэффициент; $\varphi_k(t)$ – собственная функция $R_y(t, \tau)$.

Для представления сигнала в таком виде необходимо выполнение ряда условий, которые налагаются как на сам исходный сигнал, так и на дальнейшие его преобразования (например, на корреляционную функцию). Помимо этого высокая вычислительная сложность накладывает ограничение на практическое использование данного аппарата.

В настоящее время появилась возможность минимизировать эти ограничения путем применения вейвлет-преобразования. Вейвлеты (wavelets) представляют собой довольно обширный класс функций, имеющих вид коротких волн, ограниченных во времени или в пространстве и способных к перемещению и масштабированию. Вейвлеты могут представлять абсолютно точно или приближенно произвольные функции, сигналы и изображения, что и открывает перед ними перспективы широкого применения для анализа функций, обработки сигналов и изображения.

Таким образом, целью данной работы есть определение круга конкретных задач телекоммуникаций, которые позволит решить применение аппарата вейвлет-преобразования.

Идея вейвлет-преобразования состоит в общепринятом представлении сигнала $y(t)$ в виде взвешенной суммы (1) простых составляющих – базисных функций $\varphi_k(t)$, помножен-

ных на коэффициенты C_k . Поскольку базисные функции предполагаются заданными как функции вполне определенного вида, то коэффициенты C_k содержат информацию о конкретном сигнале. Таким образом, можно говорить о возможности представления произвольных сигналов на основе рядов (1) с различными базисными функциями. В отличие от базисных функций, представленных в виде комплексной экспоненты $\exp(itk) = \cos(tk) + i \sin(tk)$, которые предельно локализованы в частотной области, но очень плохо локализованы во временной области, или неких импульсных базисных функций (например, функции Кроненкера), которые четко локализованы во временной области, но не несут никакой информации о частоте сигнала, вейвлеты занимают промежуточное положение. Они хорошо локализованы как в частотной, так и во временной областях и способны адаптироваться к локальным изменениям сигналов посредством свойства масштабирования и сдвигов.

Вейвлеты могут быть ортогональными, полуортогональными, биортогональными. Эти функции могут быть симметричными, асимметричными и несимметричными. Различают вейвлеты с компактной областью определения и не имеющие таковой. Некоторые функции имеют аналитическое выражение, другие – быстрый алгоритм вычисления связанного с ними вейвлет-преобразования. Вейвлеты различаются также степенью гладкости [3].

Выбор конкретного вейвлета зависит от анализируемого сигнала и от решаемой проблемы. Свойство регулярности, число нулевых моментов, число вейвлет-коэффициентов и т.д. являются критериями для выбора конкретного вейвлета, не говоря уже о требуемых вычислительных затратах. Иногда для выбора используется так называемый функционал информационной ценности. Пытаются минимизировать его и таким способом отобразить оптимальный базис. В частности, рассматривается энтропийный критерий вероятностного распределения вейвлет-коэффициентов. Энтропия функции по отношению к вейвлет-базису отражает число существенных членов разложения. Она определяется как

$\exp\left(-\sum_k |C_k|^2 \log |C_k|^2\right)$. Если имеется набор ортонормальных базисов, то выбираем для анализа функции тот, который приводит к наименьшей энтропии [4].

В качестве примера можно рассмотреть первую производную функции Гаусса, которая порождает wave-вейвлет, выражение для которого имеет вид:

$$\varphi(t) = -\frac{1}{\sqrt{2\pi}} t \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right), \quad (2)$$

графическое изображение которого представляет собой антисимметричный вейвлет (рис. 1). И вторую производную, которая порождает вейвлет «мексиканская шляпа»:

$$\varphi(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} (t^2 - 1) \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right), \quad (3)$$

графически представленный на рис. 2.

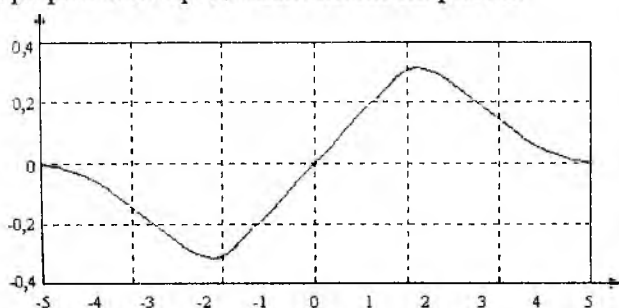


Рис. 1

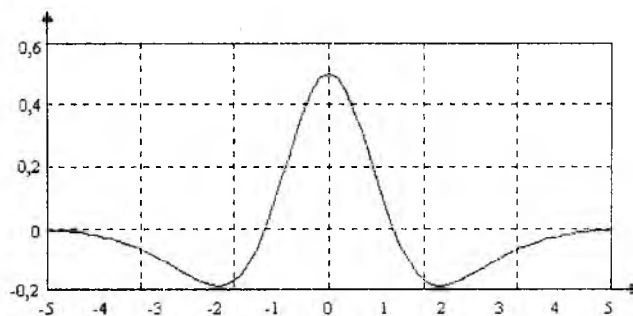


Рис. 2

Исследуем для простоты функцию $f(t) = \cos 2\pi t$ посредством базисных функций, представленных на рис. 1 и 2. Для функции (2) непрерывное вейвлет-преобразование (НВП) вычисляется в соответствии с формулой:

$$\text{НВП}(a,b) = -\sqrt{2\pi} \omega^2 a^{-\frac{5}{2}} (\cos \omega b) \exp\left(-\frac{\omega^2}{2a^2}\right), \quad (4)$$

где $\omega = 2\pi$ – частота косинусоиды при $f = 1\text{Гц}$.

Из (4) видно, что амплитуда преобразования убывает как при увеличении a (по степенному закону), так и при его уменьшении (по экспоненте). Большие значения a соответствуют коротким длительностям вейвлета, малые – большим длительностям. Используем теперь базисную функцию (3) и получим:

$$\text{НВП}(a,b) = -\sqrt{2\pi} \omega a^{-\frac{3}{2}} (\sin \omega b) \exp\left(-\frac{\omega^2}{2a^2}\right), \quad (5)$$

откуда становится понятен фазовый сдвиг между сигналом и трансформантом как следствие появления синусной функции. Преставления вейвлет-коэффициентов изображены на рис. 3 и 4 соответственно. Из рисунков хорошо видно, что базисные функции разных видов отражают различные особенности одной функции.

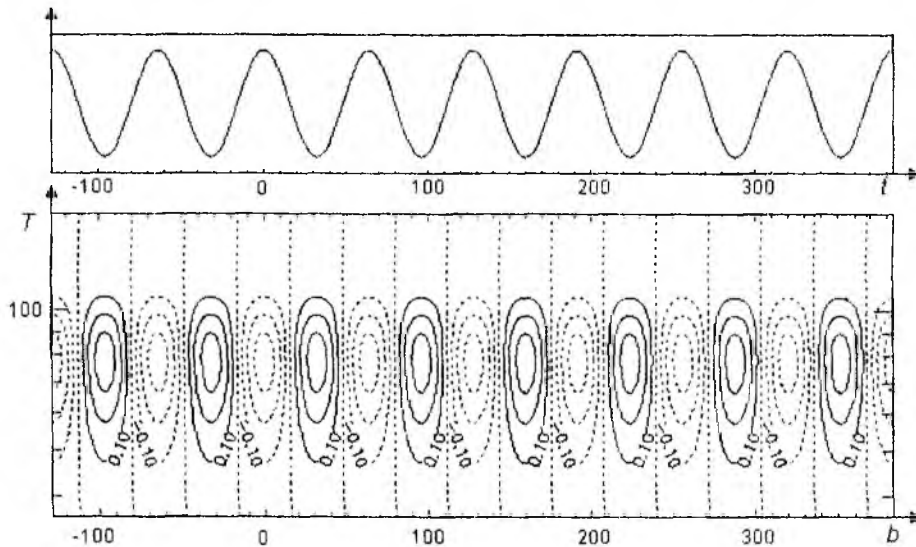


Рис. 3

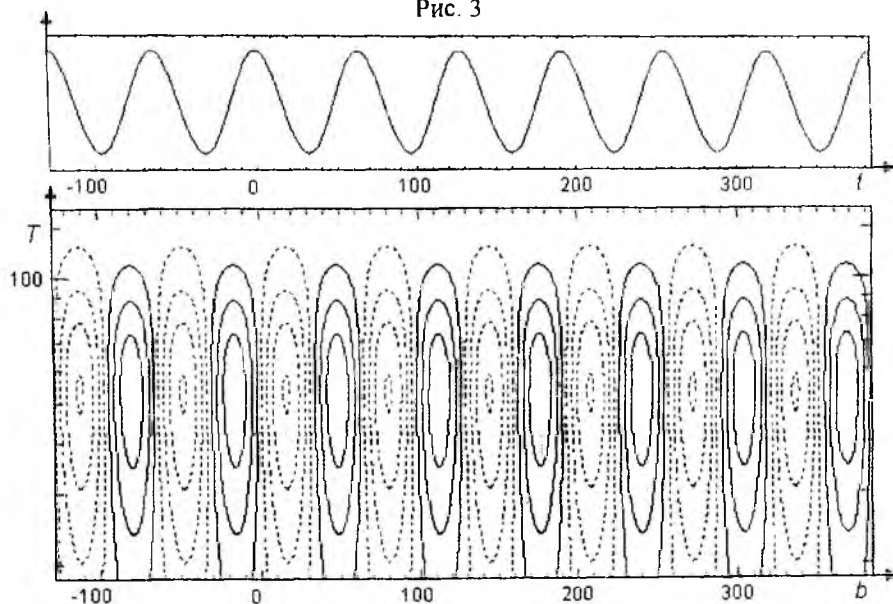


Рис. 4

Непрерывные вейвлеты допускают несколько более наглядное и зрелищное представление результатов анализа данного сигнала в виде локальных максимумов и графиков вейвлет-коэффициентов при непрерывных переменных. Однако обычно используемые базисы на основе непрерывных вейвлетов не являются, строго говоря, ортонормированными. В то же время с дискретными вейвлетами таких проблем не возникает. В силу этого дискретные вейвлеты приводят к более точному преобразованию и представлению сигнала и в особенности к его обратному восстановлению. Более того, они лучше подходят для теории и практики передачи информации.

Дискретные вейвлеты выглядят несколько необычно, потому что они не могут быть записаны в аналитической форме или же представлены в виде решений каких-то дифференциальных уравнений, а характеризуются набором численных коэффициентов в некоторых функциональных уравнениях, содержащих изменение масштаба и сдвиг аргументов. Вейвлет-базис задается с помощью итерационного алгоритма с изменением масштаба и сдвигом единственной функции. Это приводит к исключительно важной процедуре многомасштабного анализа, который в свою очередь делает возможными быстрые численные расчеты локальных характеристик на разных масштабах. Каждая шкала содержит независимую неперекрывающуюся информацию о сигнале в виде вейвлет-коэффициентов, которые легко вычисляются с помощью итерационной процедуры, известной под названием быстрого вейвлет-преобразования. В совокупности они решают проблему полного анализа сигнала и соответственно существенно упрощают диагноз вызвавшего его процесса.

Вейвлет-преобразование применяется для анализа сложных данных. Отображение данных в масштабно-временную (частотную) плоскости позволяет «высветлить» различные свойства сложного сигнала, невидимые при обычном представлении. Такое возможно благодаря большой избыточности преобразования, которая в общем может быть устранена при дальнейшей обработке на основе двух основных подходов (и бесчисленного числа их вариаций). Во-первых, на вейвлетной плоскости могут оставаться лишь только интересующие нас свойства сигнала, а остальное – удаляться. Другой подход является статистическим и заключается в вычислении распределений и моментов. Общий принцип построения базиса вейвлет-преобразования состоит в использовании масштабного преобразования и смещения. Любой из наиболее часто применяемых вейвлетов порождает полную ортонормированную систему функций с конечным носителем, построенных с использованием масштабного преобразования и сдвигов. Именно за счет изменения масштабов вейвлеты способны выявить различие в характеристиках на разных шкалах, а путем сдвига проанализировать свойства сигналов в разных точках на всем изучаемом интервале. В силу свойств полноты этой системы возможно сделать обратное преобразование. На рис. 5 приведен график синусоиды с разрывами, сигнала с шумом на ее основе и его спектрограммы. При построении вейвлет-спектрограммы использовался вейвлет $\text{sym}4$.

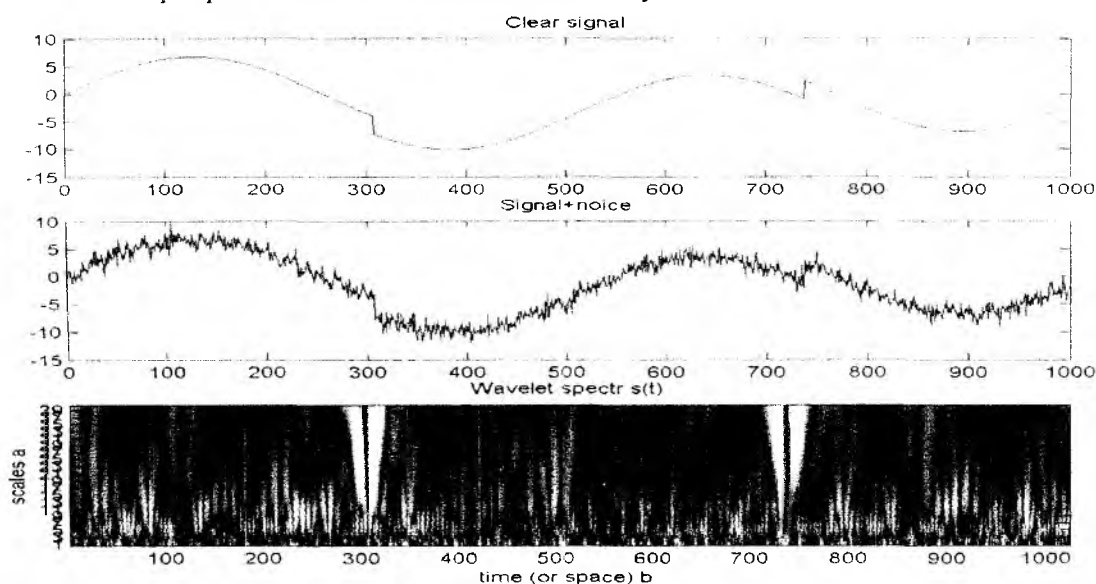


Рис. 5

Таким образом, применение данного математического аппарата позволит решить эффективно конкретные задачи в телекоммуникации, такие как:

- частотная коррекция сигнала;
- выделение спектральных компонентов;
- выявление частотных особенностей и времени их появления;
- очистка сигнала от шума;
- коррекция опорного вектора при условиях постоянного присутствия полезного сигнала;
- кодирования пользователей в системах с многостанционным доступом;
- обработка изображения и др.

Несмотря на очень активные исследования и полученные впечатляющие результаты, разнообразие подходов при вейвлет-анализе наводит на мысль, что эти исследования еще не вошли в завершающую стадию.

Список литературы: 1. Дьяконов В.П. Вейвлеты. От теории к практике. М: «Солон-Р», 2002. 408 с. 2. Кеннеди Р. Каналы связи с замираниями и рассеянием: Пер. с англ. / Под ред. И.А. Овсеевича. М: Сов. радио, 1973. 304 с. 3. Воробьев В.И., Грибунин В.Г. Теория и практика вейвлет-преобразования. С.-Петербург: ВУС, 1999. 208 с. 4. Дремин И.М., Иванов О.В., Нечитайло В.А. Вейвлеты и их использование // Успехи физических наук. 2001. Т. 171, № 5. С. 465 – 501.

*Харьковский национальный
университет радиозлектроники*

Поступила в редколлегию 03.04.2004

КОМПОЗИЦИОННАЯ МОДЕЛЬ АДАПТИРУЕМОГО КАНАЛА СВЯЗИ

Авиационные радиолинии (АРЛ) являются единственным средством связи с экипажами и управления авиацией. Увеличение числа источников помех с одной стороны и необходимость размещения приемных и передающих антенн на объектах, обладающих высокой пространственной динамикой и сложной геометрией, с другой стороны, существенно усложняют условия приема сигналов на борту и приводят к снижению эффективности функционирования АРЛ в целом. Поэтому проблема повышения эффективности АРЛ является и остается одной из главных в ряде общих проблем, связанных с модернизацией и развитием бортового радиоэлектронного оборудования существующих и перспективных летательных аппаратов. Важным направлением в решении рассматриваемой проблемы является разработка математических моделей как АРЛ в целом, так и ее составных элементов. АРЛ, как и любая радиолиния, реализует последовательный способ преобразования информации: передатчик, передающая антенна, среда распространения ЭМВ, приемная антенна и приемник. Для большинства АРЛ остается справедливой традиционная модель с временным каналом связи [1-4]. Возможные разновидности моделей каналов связи можно отнести к категории пространственно-сосредоточенных или временных. В рамках указанных моделей решается большинство задач оптимизации преобразования сообщений и сигналов на передающей стороне, а также сигналов с выхода приемной антенны в сообщения на приемной стороне [5].

В последнее время находит применение пространственно-распределенная модель канала связи, связывающая ЭМВ на выходе передающей и на входе приемной антенн с полями шумов и помех, действующими в среде распространения между антеннами (пространственно-распределенный канал связи). В силу сложности указанных моделей передающую антенну обычно включают в модель рассматриваемого канала связи, считая ее заданной, и рассматривают модель канала связи с пространственно-временными сигналами на выходе и чисто временными сигналами на входе. При этом на выходе канала рассматриваются как скалярные сигналы, так и векторные [4,6]. Такие модели, например, находят применение при синтезе и анализе адаптивных антенных решеток [7].

В силу существенной нестационарности АРЛ следует рассматривать модель адаптируемого временного канала связи (АКС). В этом случае заданными считают передатчик и приемник (частотно-временные элементы АРЛ). Оптимизации при этом подлежит рассматриваемый канал связи, включающий в себя передающую антенну, среду распространения ЭМВ и приемную антенну. При таком подходе удается сохранить ирреверсивность результатов решения традиционных задач оптимизации частотно-временных элементов радиолинии и новых задач оптимизации передающей и приемной антенн в отдельности или их совместной оптимизации при заданных или неизвестных и изменяющихся во времени параметров ЭМВ сигналов и помех.

Определенная сложность и специфика АКС обусловлена наличием в нем традиционных для теории передачи представлений сигналов в виде скалярно-временных функций, а также напряженностей электромагнитных полей, представленных в виде векторных пространственно-временных электродинамических сигналов, характерных для электродинамики, теории антенн и распространения радиоволн. Электродинамические сигналы обычно наблюдаются на выходе излучающих или на входе приемных антенных систем. Фундаментальный принцип системотехники – принцип композиции сложных систем из базовых композиционных элементов (КЭ) слабо развит применительно к электродинамике АКС. В

связи с этим представляется целесообразным в рамках развиваемого в [8,9] подхода рассмотрение композиционной модели АКС.

Цель статьи: рассмотрение основных математических соотношений, описывающих композиционную модель адаптируемого канала связи с учетом особенностей функционирования реальных АРЛ.

Для АКС традиционная модель временного канала связи должна быть дополнена двумя каналами управления. Каналы управления должны обеспечивать адаптацию пространственных и поляризационных характеристик передающей и приемной антенн к конкретным условиям приема ЭМВ сигналов и действующим в АРЛ ЭМВ помех и шумов.

Пусть на входе рассматриваемого АКС (входе передающей антенной системы, выходе передатчика или фидерной клемной грани) действует скалярно-временной сигнал $\dot{u}(t) = \dot{U}_s(t)e^{j\omega_0 t}$, подлежащий передаче по каналу, где $\dot{U}_s(t)$ – комплексная огибающая, несущая передаваемое сообщение S , а ω_0 – частота несущего колебания. Спектральная характеристика рассматриваемого скалярно-временного сигнала $S_u(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}(t) e^{-j\omega t} dt$.

Поскольку большинство применяемых в АРЛ антенн являются антеннами дипольного типа, в качестве выхода передающей антенной системы возможно рассматривать сферу электрически большого радиуса по сравнению с электрической длиной антенны (клемную сферу), т.е. радиус R клемной сферы должен удовлетворять неравенству

$$R \geq 3\lambda_0, \quad (1)$$

где $\lambda_0 = \frac{2\pi c}{\omega_0}$. При этом пространственная структура сигнала зависит только от сферических координат θ, φ точки наблюдения на сфере радиуса R , а векторный характер сигнала определяется двумя ортогональными составляющими у векторов электрической $\vec{E} = E_\theta \vec{\theta}_0 + E_\varphi \vec{\varphi}_0$ и магнитной $H = H_\theta \theta_0 + H_\varphi \varphi_0$ напряженностей ЭМВ. Тогда в предположении линейности среды распространения комплексная огибающая $\dot{\vec{E}}(t)$ выходного векторно-пространственно-временного (ВПВ) сигнала будет определяться соотношением:

$$\dot{\vec{E}}^-(R, \theta, \varphi, t) = \dot{U}_s^+(t - \frac{k_0 R}{\omega_0}) K_{AT}(j\omega) R^{-1} e^{-k_0 R} \dot{\vec{F}}(\theta, \varphi, \omega). \quad (2)$$

Множитель $K_{AT}(j\omega)$ в (2) характеризует частотно избирательные свойства антенных цепей, а $\dot{\vec{F}}(\theta, \varphi, \omega)$ определяет амплитудную, поляризационную и фазовую структуру волны на рассматриваемой клемной сфере. Функция $\dot{U}_s^+(t - \frac{k_0 R}{\omega_0})$ представляет собой волновое нормированное напряжение, определяемое средней за период мощностью, переносимой по фидеру волной к антенной системе, обусловленной сигналом передатчика $\dot{u}(t)$. Знак (-) у данной функции учитывает уходящий характер волны на клемной сфере (далее будет опущен), а (+) – входящий характер волны. Из свойств ЭМВ антенной системы в зоне излучения следует связь между электрической и магнитной огибающими напряженности в соответствующей точке сферы $\dot{\vec{H}}(\theta, \varphi, t) = \frac{1}{z_0} \vec{r}_0 \times \dot{\vec{E}}(\theta, \varphi, t)$, где \vec{r}_0 – единичный радиус-вектор в точку наблюдения; z_0 – характеристический импеданс среды распространения волны. В этом случае напряженность $\dot{\vec{E}}(\theta, \varphi, t)$ представима в виде:

$$\dot{E}(\theta, \varphi, t) = \frac{1}{2\pi R} \int_0^{\infty} S_u(j\omega) K_{AT}(j\omega) e^{-j(k_0 R - \omega t)} \dot{F}(\theta, \varphi, \omega) d\omega. \quad (3)$$

Предполагая, что спектральная характеристика $S_u(j\omega)$ ограничена полосой $2\Delta\omega$, выражение (3) останется справедливым в смысле условия (1) при выборе $\omega_1 = \omega_{cp} - \Delta\omega$ и $\omega_2 = \omega_{cp} + \Delta\omega$. При этом в соответствии с выбранными частотами ω_1 и ω_2 определяются и крайние длины волн

$$\lambda_{1,2} = 2\pi c / \omega_{1,2} \quad (4)$$

и соответствующие радиусы клемных сфер ($R = 3\lambda_1$), необходимые для вычисления напряженности (3). Следует отметить, что вычисление выходного ВПВ сигнала по спектральной характеристике входного сигнала и комплексной векторной переходной функции возможно и в случае широкополосного сигнала $\dot{u}(t)$ при условии ограниченности его спектра. При этом для реальных радиоканалов выбор радиуса клемной сферы более R не желателен, поскольку потребуются вносить определенные поправки в характеристику направленности \dot{F} антенны, обусловленные атмосферными эффектами [10]. Следует заметить, что справедливость формул (2) и (3) сохраняется лишь при определенных соотношениях между высотой поднятия антенны над проводящей поверхностью и радиусом клемной сферы R [2].

С учетом выше сказанного комплексная векторная характеристика направленности антенны

$$\dot{F}(\theta, \varphi) = F \dot{p}, \quad (5)$$

где $\|\dot{p}\| = 1$; $\dot{F} = F(\theta, \varphi)$; $\dot{p} = p_\theta(\theta, \varphi) \bar{\theta}_0 + p_\varphi(\theta, \varphi) \bar{\varphi}_0$; $F(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi) \exp\{j\psi(\theta, \varphi)\}$.

Таким образом, соотношения (2) и (4) позволяют описывать преобразования сигналов в передающей антенной системе от фидерной клемной грани до антенной клемной грани радиуса R .

В качестве примера рассмотрим структуру преобразований при скалярном, пространственно-временном и векторно-временном представлении сигналов. Пусть скалярный пространственно-временной сигнал определяется одной проекцией (например θ -й) вектора \dot{F} во всех точках сферы. Тогда скалярный пространственно-временной сигнал будет определяться

$$\dot{E}_\theta(\theta, \varphi, t) = \dot{U}_s^+ \left(t - \frac{k_0 R}{\omega_0}\right) \dot{E}(\theta, \varphi),$$

где $\dot{E}(\theta, \varphi) = K_{AT} R^{-1} e^{-jk_0 R} \dot{F}(\theta, \varphi) p_\theta(\theta, \varphi)$.

Векторно-временной сигнал, соответствующий заданной точке с координатами $\theta = \theta_0$ и $\varphi = \varphi_0$, будет представлять собой разложение по ортам $\bar{\theta}_0, \bar{\varphi}_0$ следующего вида:

$$\vec{E}(\theta) = \dot{U}_s^+ \left(t - \frac{k_0 R}{\omega_0}\right) (\dot{e}_\theta \bar{\theta}_0 + \dot{e}_\varphi \bar{\varphi}_0),$$

где $\dot{e}_\theta = K_{AT} R^{-1} e^{-jk_0 R} \dot{F}(\theta_0, \varphi_0) p_\theta(\theta_0, \varphi_0)$; $\dot{e}_\varphi = K_{AT} R^{-1} e^{-jk_0 R} \dot{F}(\theta_0, \varphi_0) p_\varphi(\theta_0, \varphi_0)$.

Заменим комплексные функции \dot{p}_θ и \dot{p}_φ в (4) на две действительные функции $\alpha(\theta, \varphi)$ и $\beta(\theta, \varphi)$. Тогда $\dot{\vec{p}} = \vec{\theta}_0 \alpha(\theta, \varphi) + \vec{\varphi}_0 \sqrt{1 - \alpha^2} \exp\{j\beta(\theta, \varphi)\}$, где $\alpha^2(\theta, \varphi) \leq 1$, поскольку $|\dot{p}_\theta|^2 + |\dot{p}_\varphi|^2 = 1$. Приведенные соотношения свидетельствуют о том, что управляемыми параметрами в передающих антенных системах в АКС могут быть как комплексная векторная характеристика направленности $\dot{\vec{F}}(\theta, \varphi, \omega)$, так и функция $K_{AT}(j\omega)$, описывающая избирательные частотные свойства передающих антенных систем. Наиболее важной из них и влияющей на свойства рассматриваемых АКС является комплексная векторная характеристика направленности. Поэтому в общем случае адаптацию характеристик передающей антенной системы можно рассматривать как зависимость ее характеристик от некоторого вектора U_T параметров адаптации. Учитывая (4), возможно рассматривать как совместную, так и отдельную адаптацию комплексной амплитудной диаграммы направленности $\dot{\vec{F}}$ и поляризационной характеристики антенной системы, определяемой единичным вектором $\dot{\vec{p}}$, в точках на клемной сфере радиуса R .

Комплексная амплитудная диаграмма направленности $\dot{\vec{F}}$ однозначно определяется создаваемым в ее раскрыве амплитудно-фазовым распределением ЭМВ. Поэтому исполнительными преобразователями (ИП) управлений при адаптации могут выступать различные типы технических устройств, обеспечивающие регулировку амплитуды и фазы ЭМВ в раскрыве антенной системы. Обычно число таких устройств в антенных системах АРЛ мало и поэтому требуется малое количество управляющих воздействий и ИП.

Учитывая сказанное, обобщенная композиционная модель передающей антенной системы (a – отдельная адаптация, b – совместная адаптация) в АКС может иметь структуру, изображенную на рис.1, где обозначены: УФАФР – устройство формирования амплитудно-фазового распределения; УУП – устройство управления поляризацией, ИП_F, ИП_P, ИП_{FP} – ИП управления амплитудной диаграммой направленности, поляризацией и результирующим распределением ЭМВ в раскрыве антенной системы соответственно. Каждый из ИП описывается соответствующими операторами f_F , f_P и f_{FP} преобразования входных управляющих воздействий. Вид операторов зависит от конкретной технической реализации устройств, обеспечивающих управление амплитудной и поляризационной характеристиками антенной системы. При этом математическая модель передающей антенной системы с управляемыми характеристиками при воздействии на ее входе сигнала $\dot{u}(t)$ может быть описана соотношением:

$$\dot{\vec{E}}(\theta, \varphi, t, f_{FP}(U_T)) = \frac{1}{2\pi R} \int_0^\infty S_u(j\omega) K_{AT}(j\omega) e^{-j(k_n \omega t)} \dot{\vec{F}}(\theta, \varphi, \omega, f_{FP}(U_T)) d\omega.$$

При отдельном управлении (адаптации) характеристиками антенной системы

$$\dot{\vec{F}}(\theta, \varphi, \omega, f_{FP}(U_T)) = \dot{\vec{F}}(\theta, \varphi, \omega, f_F(U_{TF})) \dot{\vec{p}}(\omega, f_P(U_{TP})).$$

Следует заметить, что выход передающей антенной системы представляет собой антенную клемную грань в виде сферы радиуса R . Будем полагать, что эта грань является входной для среды распространения – КЭ, рассматриваемого АКС.

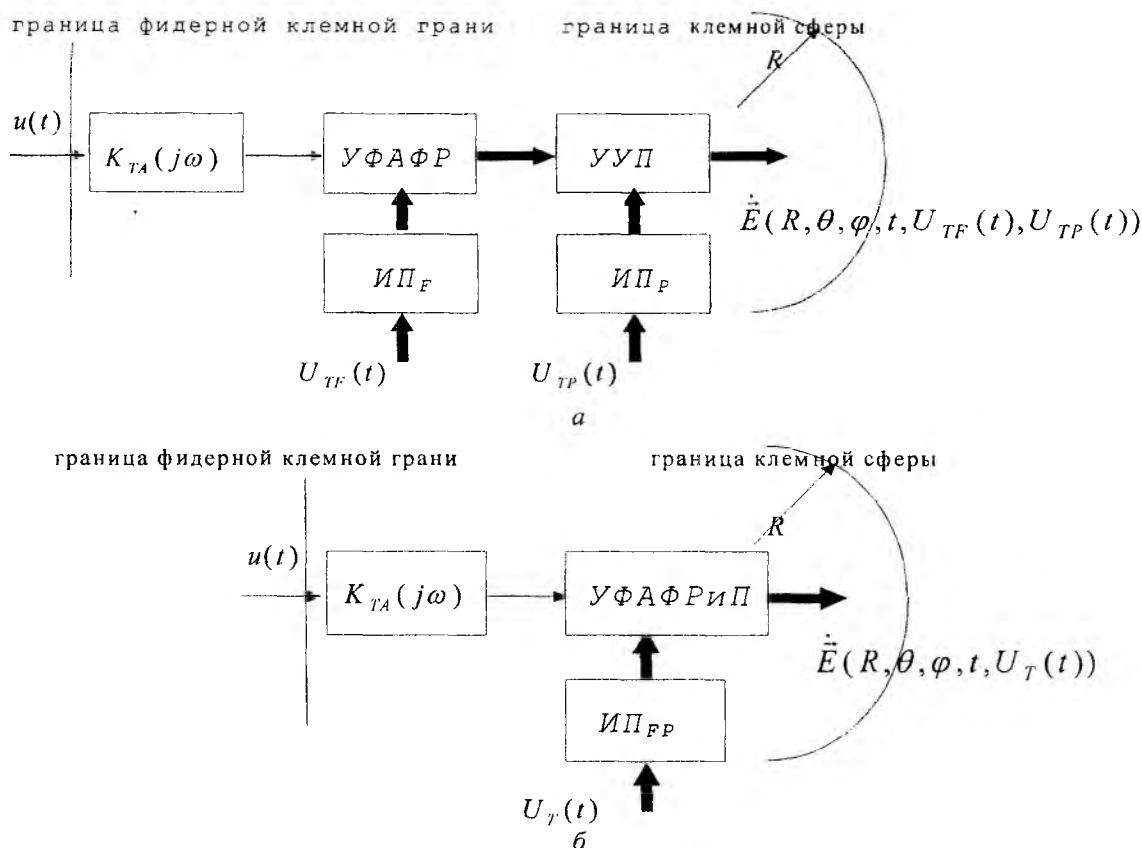


Рис.1

Аналогичным образом рассмотрим антенную клемную грань в виде сферы в области расположения приемной антенной системы. Тогда связь комплексных огибающих ВПВ сигнала $\dot{E}_n(\eta, \alpha, t)$ на антенной клемной грани в точке со сферическими координатами (η, α) с центром в области приема и ВПВ сигнала $\dot{E}(\theta, \varphi, t - \tau, f_{FP}(U_T))$ на входе (точка со сферическими координатами (θ, φ) на клемной сфере передающей антенной системы) устанавливается с помощью двух векторных передаточных функций среды распространения:

$$\dot{E}_n(\eta, \alpha, t, f_{FP}(U_{TP})) = \dot{T}^\theta \dot{E}_\theta + \dot{T}^\varphi \dot{E}_\varphi = \dot{E}_{n\eta} \vec{n}_0 + \dot{E}_{n\alpha} \vec{\alpha}_0. \quad (5)$$

Данное соотношение можно представить в более компактном виде с использованием тензора \hat{T} передаточных функций

$$\dot{E}_n = \hat{T} \dot{E}, \quad (6)$$

$$\text{где } \hat{T} = \begin{bmatrix} \dot{T}_\eta^\theta & \dot{T}_\eta^\varphi \\ \dot{T}_\alpha^\theta & \dot{T}_\alpha^\varphi \end{bmatrix}.$$

Остановимся более подробно на соотношениях (5) и (6), описывающих преобразования при распространении ЭМВ сигналов (помех) от их источников в некоторую область приема, охватывающую приемную антенную систему. Поскольку в АРЛ в области приема может действовать совокупность ЭМВ сигналов и помех от различных источников, уточним структуру входной и выходной клемных граней среды распространения.

Ранее было отмечено, что антенные клемные грани передающей и приемной антенных систем представляют собой клемные сферы радиуса R . В случае воздействия N источников

сигналов (помех) КЭ, представляющий среду распространения, будет иметь N входных антенных клемных граней. В зависимости от условий распространения на выходе рассматриваемого КЭ может оказаться M ЭМВ сигналов (помех), причем $M \neq N$. Поэтому рассматриваемый КЭ будет представлять собой в общем случае КЭ с N входами и M выходами. С целью дальнейшего удобства композиции КЭ следует рассматривать в качестве клемных граней между КЭ грани в виде плоскостей, а не сфер. Тогда в качестве комплексных огибающих ВПВ сигналов (помех) на входе и выходе КЭ в точках соответствующих сфер с заданными сферическими координатами (например, (θ, φ) и (η, α) в случае одного источника на входе и выходе рассматриваемого КЭ) могут рассматриваться огибающие сигналов для соответствующих клемных граней в виде плоскостей, касательных к сферам в соответствующих точках. Таким образом, каждая антенная клемная грань заменяется множеством граней в виде плоскостей, касательных в точках с заданными сферическими координатами (рис.2). Скалярные передаточные функции в (6) для большинства реальных сред в приближении геометрической оптики [11, 12] возможно представить в виде: $\dot{T}_\eta^\theta = \dot{T}^\theta \cos \psi_{\theta, \varphi}$, $\dot{T}_\eta^\varphi = \dot{T}^\varphi \cos \psi_{\theta, \varphi}$, $\dot{T}_\alpha^\theta = \dot{T}^\theta \sin \psi_{\theta, \varphi}$, $\dot{T}_\alpha^\varphi = \dot{T}^\varphi \sin \psi_{\theta, \varphi}$, $T^\theta = R e^{-jk_0(l_{\theta, \varphi} - R)} l_{\theta, \varphi}^{-1} \dot{\rho}_{(\omega)}^\theta$, $T^\varphi = R e^{-jk_0(l_{\theta, \varphi} - R)} l_{\theta, \varphi}^{-1} \dot{\rho}_{(\omega)}^\varphi$, $\psi_{\theta, \varphi} = \langle \vec{e}, \vec{e}_n \rangle$, где $l_{\theta, \varphi}$ – длина оптического пути радиолуча; $\dot{\rho}^\theta, \dot{\rho}^\varphi$ – коэффициенты, учитывающие ослабление на трассе или при отражении излученной волны для θ -й и φ -й поляризации; \vec{e} – орт-вектор излучаемого поля; \vec{e}_n – орт-вектор принимаемой ЭМВ; $\psi_{\theta, \varphi}$ – угол между вектором напряженности излученной ЭМВ и вектором напряженности ЭМВ в точке приема, обусловленный распространением ЭМВ в среде вдоль пути $l_{\theta, \varphi}$.

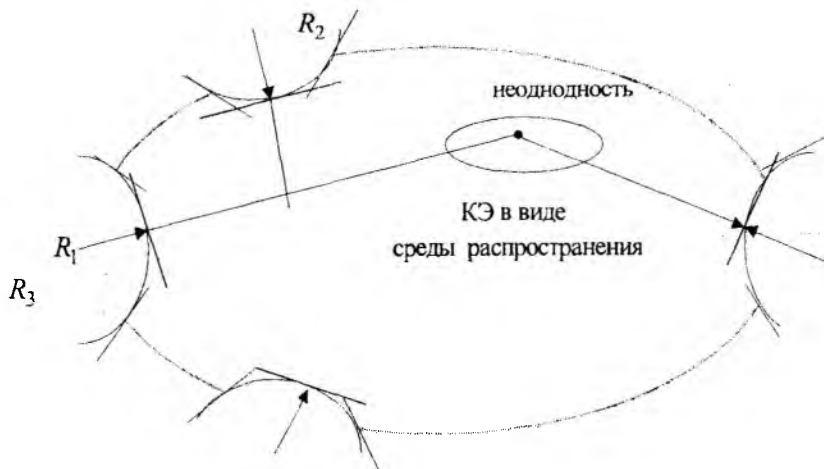


Рис. 2

Таким образом, для характеристики композиционной модели среды распространения необходимо задавать значения длин $l_{\theta, \varphi}$, множителей $\dot{\rho}^\theta(\omega), \dot{\rho}^\varphi(\omega)$, проходных углов $\theta, \varphi, \eta, \alpha$, а также углов $\psi_{\theta, \varphi}$. Указанная характеристика может быть выполнена, например, с учетом [13]. Эффект запаздывания несущего колебания при распространении ЭМВ учитывается фазовым сдвигом $k_0(l_{\theta, \varphi} - R)$. Запаздывание комплексных огибающих $\dot{E}_\theta, \dot{E}_\varphi$ в (5) на время $\tau = l_{\theta, \varphi}/c$ учитывается выражениями:

$$\dot{E}_\theta = \dot{E}_\theta(t - \tau, f_{FP}(U_T)) \quad \text{и} \quad \dot{E}_\varphi = \dot{E}_\varphi(t - \tau, f_{FP}(U_T)).$$

В соответствии с композиционной моделью среды распространения ЭМВ в АКС, изображенной на рис. 2 в любой точке приема (η, α) в общем случае действует совокупность ЭМВ,

обусловленных несколькими источниками и характеризующихся соответствующими тензорами передаточных функций.

Рассмотрим несколько характерных для АКС случаев. Пусть в области приема действует N ЭМВ, приходящих с различных направлений и имеющих одинаковую несущую частоту ω_0 . В силу независимости источников результирующая ЭМВ $\dot{\vec{E}}_{n\Sigma}(t)$ в точке сферы (η, α) может быть представлена в виде:

$$\dot{\vec{E}}_{n\Sigma}(t) = \sum_{i=1}^N \dot{\vec{E}}_{n_i}(\eta_i, \alpha_i, t) = \sum_{i=1}^N \hat{T}_i \dot{\vec{E}}_i(\theta_i, \varphi_i, t - \tau_i).$$

Этот случай наиболее типичен для большинства АРЛ, поскольку он является самым распространенным и крайне нежелательным с точки зрения функционирования радиолиний (при совпадении частот мешающих сигналов и помех с несущей частотой полезного сигнала методы частотной селекции оказываются неэффективными).

Другая характерная ситуация имеет место в случае приема ЭМВ полезных сигналов с широким спектром частот. При этом ЭМВ помех и мешающих сигналов, приходящих с одного (η, α) или близких направлений с отличающимися частотами, будут попадать в рабочую полосу частот радиолинии. Пусть число таких источников равно m . Тогда результирующая ЭМВ в области приема

$$\dot{\vec{E}}_{n\Sigma}(\eta, \alpha, t) = e^{j\omega_0 t} \sum_{\mu=1}^m e^{j\Delta\omega_\mu t} \dot{\vec{E}}_{An_\mu}(\eta, \alpha, t),$$

где $\Delta\omega_\mu = \omega_\mu - \omega_0$. Наиболее общим для АРЛ является случай прихода ЭМВ с частотами ω_μ

с N направлений. При этом ЭМВ $\dot{\vec{E}}_{n\Sigma}(t) = e^{j\omega_0 t} \sum_{\mu=1}^m e^{j\Delta\omega_\mu t} \sum_{i=1}^N \dot{\vec{E}}_{An_{i\mu}}(\eta_i, \alpha_i, t)$. Кроме ЭМВ, создаваемых различными внешними (по отношению к среде распространения) источниками, в реальных средах действуют шумы, определяемые напряженностью $\dot{\vec{E}}_n(t)$ и характеризующиеся обычно равномерной спектральной плотностью N_0 .

Рассмотрение приемной антенной системы осуществим в рамках приемного КЭ, сопрягаемого с выходом КЭ, представляющего собой среду распространения. При этом входные антенные клемные грани приемной антенной системы совпадают с соответствующими выходами КЭ среды распространения, а выходом антенной системы служит соответствующая фидерная клемная грань, за границей которой полагается отсутствие путей проникновения помех. Для приемной антенной системы по аналогии с передающей введем антенную клемную грань радиуса R_n , выбираемого аналогично радиусу R передающей антенной системы. Тогда для приемной антенной системы введем модель в виде КЭ, описываемую соотношением:

$$\dot{U}_S^-(t, \eta, \alpha, \omega) = K_{An}(j\omega) \dot{\vec{\Phi}}(\eta, \alpha, \omega) \dot{\vec{E}}_{n\Sigma}(t) R_n^{-1} H^{-jk_0 R_n},$$

где $K_{An}(j\omega)$ – множитель, характеризующий частотно-избирательные свойства цепей приемной антенной системы; $\dot{\vec{\Phi}}(\eta, \alpha, \omega)$ – векторная комплексная характеристика направленности приемной антенной системы, определяемая в виде:

$$\dot{\vec{\Phi}}_{(\eta, \alpha, \omega)} = \dot{\vec{\Phi}}(\eta, \alpha, \omega) \dot{q}(\eta, \alpha, \omega) \exp\{i\psi_n(\eta, \alpha, \omega)\}, \quad (7)$$

где $\dot{\vec{\Phi}}(\eta, \alpha, \omega)$ – комплексная амплитудная характеристика направленности; $\dot{q}(\eta, \alpha, \omega)$ – поляризационная характеристика; $\psi_n(\eta, \alpha, \omega)$ – фазовая характеристика. По аналогии с (4)

представим (7) на основной частоте $\omega = \omega_0 \dot{\Phi}(\eta, \alpha) = \dot{\Phi} \dot{q}$, где $|\dot{q}| = 1$, $\dot{\Phi} = \dot{\Phi}(\eta, \alpha) \exp\{i\psi_n(\eta, \alpha)\}$, $\dot{q} = \dot{q}_\eta(\eta, \alpha)\bar{\eta}_0 + \dot{q}_\alpha(\eta, \alpha)\bar{\alpha}_0$. Учитывая, что на приемной стороне предполагается управление амплитудными и поляризационными характеристиками антенной системы, по аналогии с передающей антенной системой введем операторы, описывающие работу ИП. В зависимости от управляющих напряжений U_R для соответствующих операторов f_ϕ , f_q , и $f_{\tau\phi q}$ возможны реализации приемных антенных систем с отдельной адаптацией амплитудной характеристики направленности и поляризационной характеристики приемной антенной системы. В этом случае композиционная модель антенной системы с адаптируемыми характеристиками может быть представлена в виде:

$$\dot{\Phi}(\eta, \alpha, \omega, U_R) = \dot{\Phi}(\eta, \alpha, \omega, f_{\tau\phi q}(U_R)) = \dot{\Phi}(\eta, \alpha, \omega, f_\tau(U_{R\phi})) \dot{q}(\omega, f_q(U_{Rq})),$$

где $U_{R\phi}$, U_{Rq} – управляющие напряжения для ИП амплитудно-фазового распределения и поляризации приемной антенной системы. По аналогии с рис. 1 адаптируемая приемная антенная система может быть представлена в виде изображенном на рис. 3.

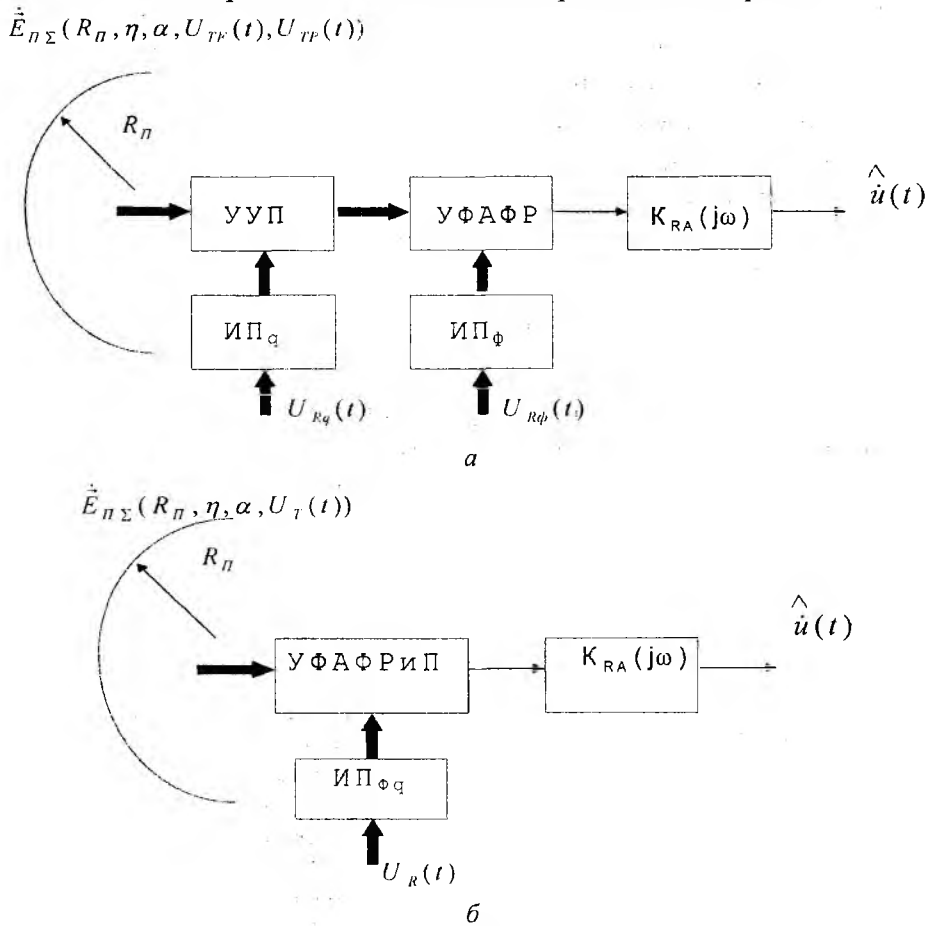


Рис. 3

В соответствии с композиционной моделью приемных антенных систем выходной сигнал АКС

$$\begin{aligned} \hat{u}(t) &= R_n^{-1} e^{-jk_0 R_n} k_{An}(j\omega) \sum_{i=1}^N \dot{\Phi}(\eta_i, \alpha_i, \omega, f_{\tau\phi q}(U_R)) \dot{E}_{ni}(\eta_i, \alpha_i, t) = \\ &= \frac{K_{An}(j\omega)}{R_n H^{jk_0 R_n}} \sum_{i=1}^N \dot{\Phi}(\eta_i, \alpha_i, \omega, f_{\tau\phi q}(U_R)) \hat{T}_i \dot{E}_i(\theta_i, \varphi_i, t - \tau_i). \end{aligned} \quad (8)$$

При условии, что полезный сигнал соответствует источнику с $i = 1$, а источники мешающих сигналов $-i = 2, 3, \dots, N$, соотношение (8) может быть представлено в виде:

$$\hat{\dot{u}}(t, U_T, U_R) = \frac{K_{An}(j\omega)}{R_n H^{jk_0 R_n}} [\hat{\Phi}(\eta_i, \alpha_i, \omega, f_{\text{тм}q}(U_R)) \hat{T}_1 \int_0^\infty \frac{1}{2\pi R} S_u(j\omega) K_{AT}(j\omega) e^{-j(k_0 R - \omega t)} \times \\ \times \hat{F}(\theta_1, \varphi_1, \omega, f_{FP}(U_T)) d\omega + \sum_{i=2}^N \hat{\Phi}(\eta_i, \alpha_i, \omega, f_{\text{тм}q}(U_R)) \hat{T}_i \hat{F}_i(\theta_i, \varphi_i, t - \tau_i)]. \quad (9)$$

Первое слагаемое (9) обусловлено полезным сигналом, а второе – мешающими сигналами. В (9) следует еще учесть аддитивную шумовую составляющую, определяемую

$$\dot{u}_u(t) = \iint \hat{\Phi}(\eta, \alpha, \omega, f_{\phi q}(U_R)) \hat{F}_u(t) d\eta d\alpha. \quad (10)$$

Таким образом, соотношения (9) и (10) описывают рассматриваемую композиционную модель АКС. Указанные соотношения определяют связь между спектральной характеристикой сигнала $S_u(j\omega)$ на входе АКС и сигналом на выходе канала. Соотношения учитывают частотные свойства антенных систем, их векторных комплексных характеристик направленности, геометрии размещения источников сигнала и помех, параметров среды распространения, а также управляющих воздействий U_T и U_R . Рассмотренная модель позволяет моделировать различные типы АКС с учетом особенностей условий функционирования конкретных АРЛ. При этом подвижность передающей и приемной антенных систем, а также источников мешающих сигналов учитывается путем соответствующей зависимости сферических координат источников излучения и приема во времени. Нестационарность параметров среды распространения сигналов в АРЛ может учитываться зависимостью изменения соответствующих тензоров во времени $\hat{T}_i = \hat{T}_i(t)$. Приведенные в статье математические соотношения для композиционной модели АКС были положены в основу разработки пакета прикладных программ в Delphi для моделирования функционирования АКС в различных условиях. Дальнейшее развитие композиционной модели АКС должно быть сосредоточено на расширении числа моделей КЭ среды распространения, необходимых для расширения круга решаемых прикладных задач и пополнения банка КЭ, необходимых при моделировании.

Список литературы: 1. *Авиационные радиосвязные устройства* / Под ред. В.И. Тихонова. М.: ВВИА, 1986. 442 с. 2. *Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации* / Под ред. А.Г. Зюко. М.: Радио и связь, 1985. 279 с. 3. *Гуткин Л.С.* Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах. М.: Энергия, 1971. 487 с. 4. *Кловский Д.Д.* Теория передачи сигналов. М.: Связь, 1973. 376 с. 5. *Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н.* Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений. Справочник. М.: Радио и связь, 1981. 229 с. 6. *Кловский Д.Д., Сойфер В.А.* Обработка пространственно-временных сигналов. М.: Связь, 1976. 206 с. 7. *Монзинго Р.А., Миллер Т.У.* Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию. М.: Радио и связь, 1986. 448 с. 8. *Князь А.И.* Электромагнитные поля, сигналы, системы. Одесса: ОЭТИС, 1988. 9. *Князь А.И.* Антенно-приемные устройства обработки векторных пространственно-временных радиосигналов. Одесса: ОЭТИС, 1987. 10. *Раим А.Г.* Различение случайных полей на фоне помех // Проблемы передачи информации. 1973. Т. IX. Вып. 3. С. 22 – 35. 11. Адаптивная пространственно-временная обработка сигналов в линиях многоканальной связи / Под ред. А.П. Родимова. Л.: ВАС, 1987. 97 с. 12. *Кириллов Н.Е.* Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно меняющимися параметрами. М.: Связь, 1971. 526 с. 13. *Кравцов В.А., Фейзулин З.И., Виноградов А.Г.* Прохождение радиоволн через атмосферу Земли. М.: Радио и связь, 1983. 224 с.

Харьковский институт

военно-воздушных сил имени Ивана Кожедуба

Поступила в редколлегию 10.05.2004

МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ В ТЕХНОЛОГИИ ISDN

Эволюция сетевых технологий передачи данных до сих пор значительно отстает от темпов внедрения компьютерных технологий. В основном это объясняется отсутствием единой транспортной среды для организации сетей передачи данных и сложностью интеграции в нее различных служб связи. Построение такой транспортной среды на основе технологии наложенной сети передачи данных или сети АТМ вряд ли будет реализовано в ближайшем будущем, так как технология АТМ слишком дорога для широкомасштабного внедрения. Тандем ISDN/Frame Relay позволяет сегодня решать эту задачу на уровне операторов УТЕЛ, «Укрпак» и др.

Особенностью настоящего этапа развития технологии ISDN (Integrated Service Digital Networks) в Украине является переход от опытного внедрения этой технологии к коммерческой эксплуатации. В результате возникла необходимость обобщения опыта эксплуатации ISDN, анализа проблем внедрения этой технологии. Особенно это касается навыков настройки сети, связанных с поиском противоречий в работе устройств, методологией измерений в ISDN.

Постановка задачи. Рассмотреть проблемы развития системы измерений в ISDN.

Система измерений в технологии ISDN. Структура ISDN включает основные доступы: базовый и первичный. Базовый доступ (Basic Rate Interface – BRI) предусматривает предоставление пользователю двух каналов по 64 кбит/с (каналов В) и одного канала D 16 кбит/с для передачи сигнализации, а также передачи данных – X.25. Первичный доступ (Primary Rate Interface – PRI) предусматривает предоставление пользователю 30 каналов по 64 кбит/с и одного канала сигнализации D 64 кбит/с (соответственно BRI (2B+D) и PRI (30B+D)).

Доведение цифрового потока до пользователя в ISDN реализуется посредством существующего абонентского (обычно электрического двухпроводного) кабеля. Подключение к этому кабелю осуществляется в так называемой стандартной точке или интерфейсе U. В случае, если затухание сигнала в интерфейсе U превышает нормы, отвечающие требованиям использования этого канала в ISDN, для усиления сигнала вводятся специальные устройства регенераторы (RGEN), а сетевое окончание (NT) соединяет канал U с аппаратурой пользователя (TE) через шину S (рис. 1). Понятие шины вводится, поскольку в общем случае в интерфейсе S могут подключаться до восьми TE. Для сопряжения с цифровой аппаратурой пользователя используются терминальные адаптеры (ТА), подключаемые к интерфейсу S и обеспечивающие взаимодействие с аппаратурой по интерфейсу R, который совпадает с различными интерфейсами каналов передачи данных (V.24, X.21, V.35, RS449 и т.д.).

Необходимо учитывать, что ИТУ-Т провел стандартизацию только интерфейса S. Интерфейс R не стандартизирован, поскольку по нему подключаются цифровые устройства и терминалы передачи данных, стандартизация которых частично охвачена рекомендациями серии V. Интерфейс U также не стандартизирован, однако в последнее время в мире имеется три типа таких интерфейсов, различающихся протоколами линейного кодирования:

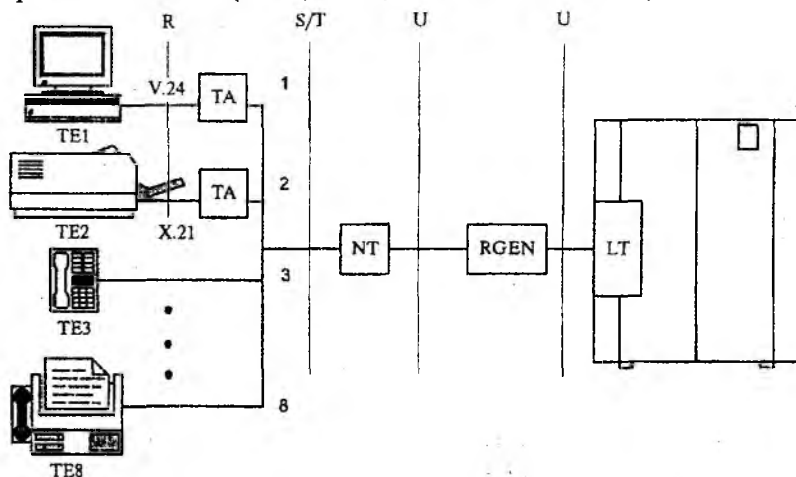


Рис. 1

2B1Q, 4B3T и UpO. Из этих интерфейсов наибольшее распространение в Украине получил код 2B1Q. Код UpO используется только в АТС Nicom-300 фирмы Siemens. Код 4B3T в Украине пока не используется. Существует две реализации интерфейса 2B1Q, связанные с различным подходом к принадлежности NT. В европейской практике NT принадлежит оператору связи, поэтому было сформулировано решение с обеспечением передачи питания NT по линии U. Европейская версия поставляется такими производителями, как Alcatel, Siemens, Italtel, Ericsson, а американская версия – главным образом, Lucent Technology.

Алгоритм организации измерений в BRI ISDN представлен на рис. 2. Как видно из схемы, для анализа BRI выполняются три группы измерений: предынсталляционные измерения, автоматические эксплуатационные тесты и комплекс измерений по поиску неисправностей в структуре базового доступа ISDN.

Первым этапом является проведение *предынсталляционных измерений*. Как указывалось выше, основная задача ISDN состоит в организации доступа пользователей по цифровым каналам с использованием существующих абонентских кабелей. В связи с этим возникает проблема выбора такого абонентского кабеля для предоставления услуг ISDN. Как уже отмечалось, существующий абонентский кабель используется для организации обмена между NT и LT (интерфейс U). Физические характеристики кабеля могут значительно влиять на параметры цифровой передачи по BRI. Поэтому предынсталляционные измерения особенно важны на этапе выбора из пучка абонентских кабелей соответствующего требованиям использования его в ISDN. Основными измерениями предынсталляционного тестирования является тональное тестирование канала по модифицированной спецификации на каналы ТЧ. Перед развертыванием абонентской ISDN обычно возникает необходимость в проведении ряда измерений на аналоговых каналах существующей сети с целью определения возможности использования кабеля для предоставления услуг ISDN. Эти измерения касаются как интерфейса S, так и интерфейса U, однако измерения физических параметров интерфейса U оказываются наиболее важными, поскольку именно этот интерфейс в технологии ISDN использует существующий абонентский кабель.

Все измерения этой группы формально могут быть отнесены к паспортизации абонентского кабельного хозяйства. Например, обычно в технических условиях и рекомендациях по подключению терминального оборудования ISDN указываются требования к абонентским кабелям (витой паре) на соответствие определенной категории (для ISDN обычно категории 5). Однако, учитывая что в полной мере эти требования на существующих отечественных кабельных сетях не выполняются, рассмотрим измеряемые параметры абонентских кабелей и их влияние на функционирование ISDN.

Измерения физических параметров каналов базового доступа ISDN выполняются в соответствии с модифицированной спецификацией измерений каналов ТЧ. Применительно к базовому доступу ISDN параметры, влияющие на качество связи в интерфейсах S и U, существенно различные и должны рассматриваться отдельно.

В случае, если предынсталляционные измерения дают отрицательный результат, необходимо повторить их со следующим кабелем и так далее до тех пор, пока не будет найден кабель, отвечающий всем требованиям для BRI ISDN (рис.1).

После выбора абонентского кабеля и установки оборудования ISDN необходимо проведение тестов по анализу качества предоставляемых услуг ISDN. Для этого выполняются *автоматические эксплуатационные тесты*, которые сводятся к имитации работы абонента в сети. К автоматическим тестам относятся:

- анализ физических параметров шины S и интерфейсов S и U;
- сервисный тест, в котором проверяется, все ли услуги, определенные по ТУ, поддержаны;
- поканальный тест, в котором проверяется возможность предоставления услуг ISDN по обоим трафиковым каналам В;

- графический тест, в котором проверяется возможность использования абонентом двух каналов В одновременно;
- тестирование трафиковых каналов по параметру ошибки методом локального шлейфа или в режиме «точка-точка»;
- анализ дополнительных видов обслуживания.

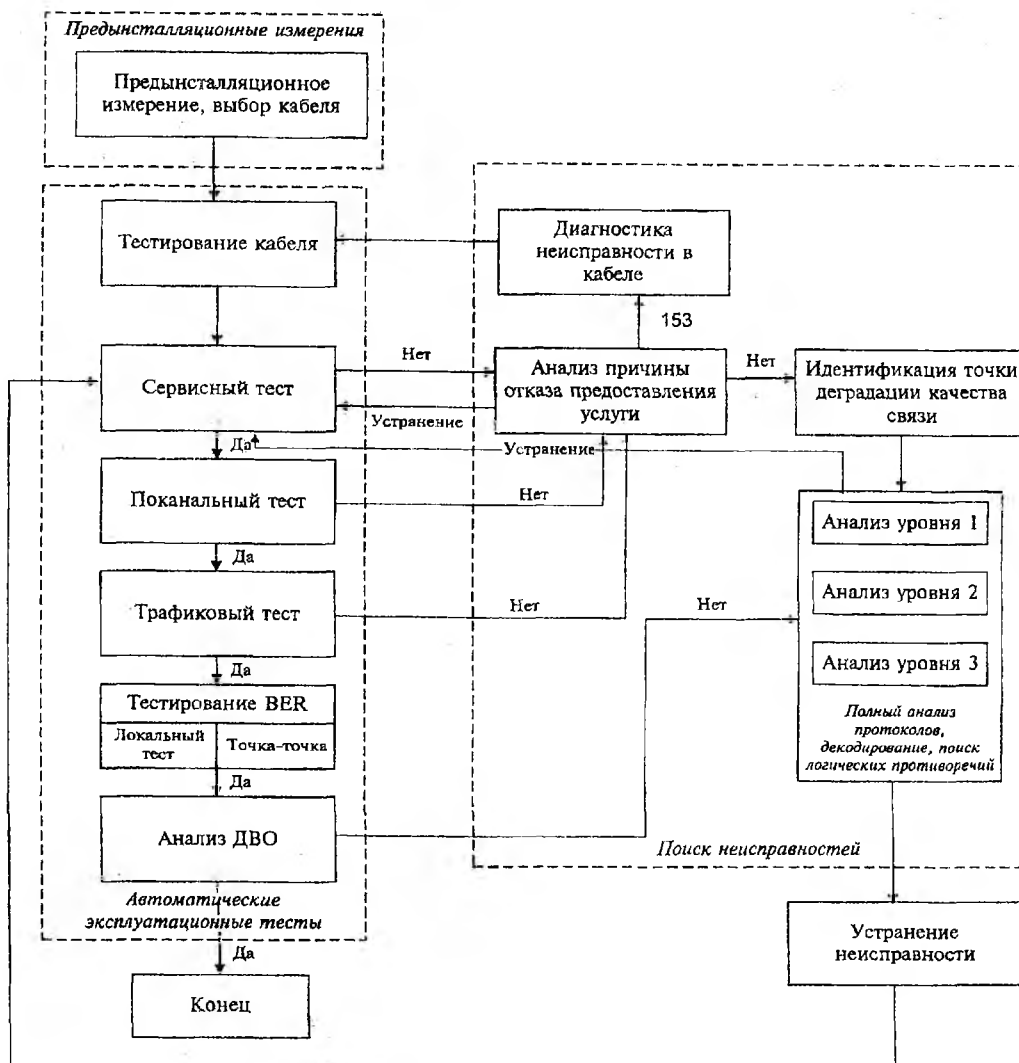


Рис. 2

Автоматические эксплуатационные тесты связаны с анализом работы абонента в ISDN. Поэтому обычно для выполнения измерений этой группы используются анализаторы с имитацией работы абонента.

В случае прохождения всех тестов можно гарантировать качественное предоставление услуг ISDN, в то время как непрохождение тестов может быть обусловлено различными причинами. Так, непрохождение сервисного теста может произойти из-за физических дефектов и логических противоречий устройств [1]. В случае выявления нарушения активации физического уровня (CAUSE = 153) требуется дополнительная диагностика кабеля. Непрохождение поканального и трафикового тестов обычно связано с логическими противоречиями в работе устройств и может быть выявлено в ходе анализа протокола. В этом случае требуется поиск неисправностей в структуре базового доступа. Кроме этого, непрохождение трафикового теста и большое значение параметра ошибки могут быть обусловлены физическими характеристиками кабеля.

Если для проведения автоматических эксплуатационных тестов обычно используются простые тестеры ISDN, то измерения, связанные с поиском неисправности в структуре базового

вого доступа, требуют детального анализа протокола взаимодействия между различными устройствами BRI. Для этого необходимо не только проводить измерения физических параметров, но и выполнять полный анализ протокола сигнального обмена BRI. Эта группа измерений наиболее сложна при обслуживании ISDN, требует высокой квалификации персонала и большого опыта. Оперативный поиск и устранение неисправностей BRI включают сначала анализ причины отказа предоставления услуги по таблице стандартных кодов, а затем идентификацию точки нарушения соединения (интерфейс S или U) и анализ возможных нарушений сигнального обмена на основе данных декодирования протоколов. Этот анализ осуществляется на всех трех уровнях сигнального обмена. Поиск неисправностей на основе анализа протокола объективно сложен и требует самых мощных анализаторов протоколов ISDN.

На рис. 3 показан алгоритм организации измерений первичного доступа – PRI.

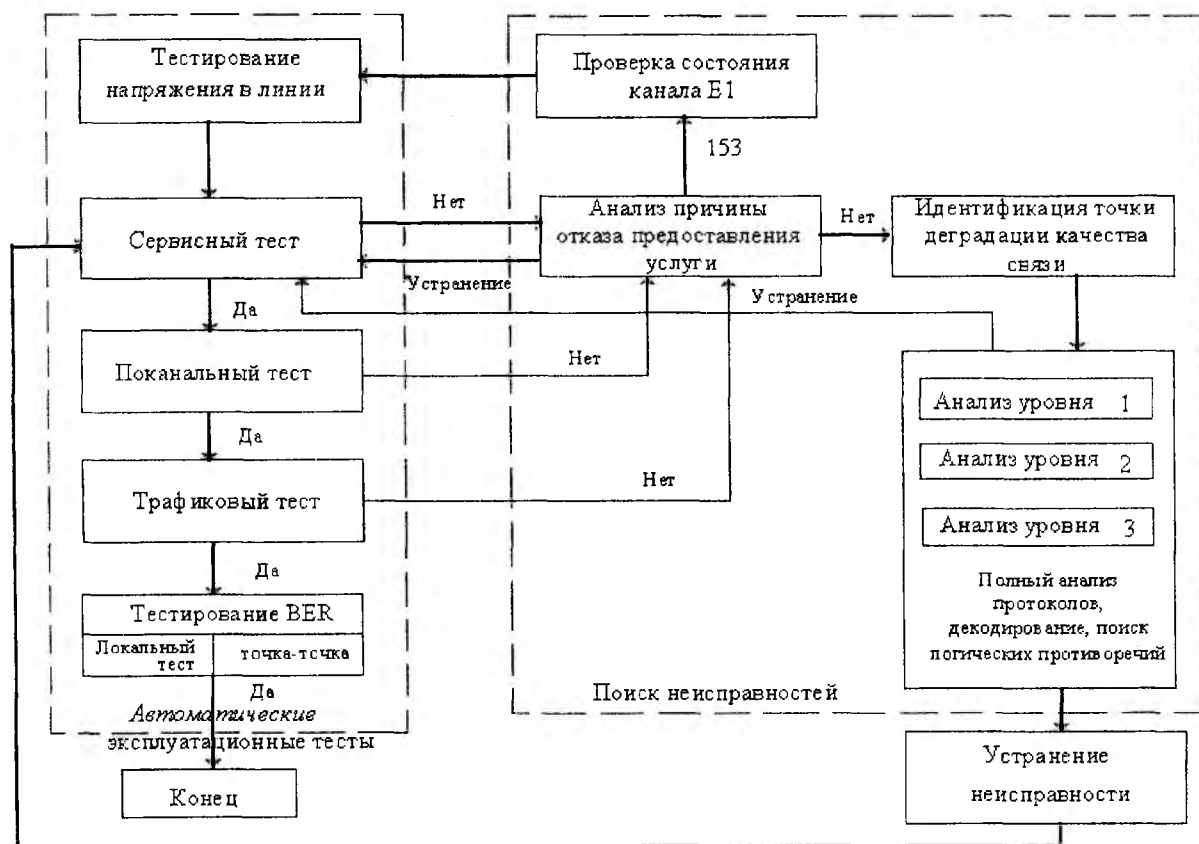


Рис. 3

Отличительными особенностями этих измерений являются:

- отсутствие группы предынсталляционного тестирования, поскольку в роли его выступает анализ потока E1;
- большая длительность проведения автоматических эксплуатационных тестов, поскольку PRI имеет 30 трафиковых каналов с необходимостью проведения в полном объеме поканального и трафикового тестов;
- в отличие от BRI непрохождение трафикового теста может быть связано с нарушениями работы коммутационных устройств и не зависит от параметров физического уровня;
- в силу структуры протокола PRI анализ первого уровня протокола Q.921 не производится;
- использование высокоскоростного канала D обычно усложняет процедуру анализа протокола, поскольку высокая скорость исключает анализ протокола в режиме реального времени;
- анализ дополнительных видов обслуживания в PRI не производится.

Еще одним важным моментом являются измерения, связанные с анализом работы различных приложений ISDN (использование ISDN в сетях передачи данных, для объединения LAN и т.д.). В этом случае спецификация измерений аналогична описанной выше, основным вопросом является определение точек организации измерений.

Отдельной группой является группа имитационных измерений в ISDN, которые относятся не к эксплуатационным, а скорее к системным. Имитационные измерения включают:

- измерения трафиковой имитации сетевого уровня, обеспечивающие анализ процессов обслуживания трафика сетью ISDN;
- измерения, связанные с имитацией кабелей, используемых в ISDN; эти измерения служат для анализа работы различных устройств в ISDN в зависимости от параметров кабеля.

Анализ протоколов BRI и PRI ISDN. Измерения, требуемые для контроля качества предоставляемой услуги ISDN, достаточно стандартны и могут быть формализованы с высокой степенью приближения. Если автоматические эксплуатационные тесты дают положительные результаты, нет надобности проводить более детальный анализ работы BRI и PRI ISDN. Однако в случае обнаружения неисправности или ухудшения качества связи необходимо проводить измерения, связанные с анализом протоколов BRI и PRI ISDN. Эта группа измерений не может быть формализована, тем не менее можно описать некоторые подходы к их организации.

Стандартизация протоколов ISDN началась только в последнее время, что и определяет большое разнообразие протоколов базового доступа. Следует отметить, что ряд протоколов является разработками фирм-производителей АТС (например, CorNet). Развитие стандартизации протоколов базового доступа некоторое время наталкивалось на нежелание фирм-производителей ориентироваться на единые протоколы, поскольку внутренние протоколы фирм обеспечивали большую спецификацию услуг.

Наибольшее распространение получили следующие протоколы BRI ISDN: EDSS1 (ETSI), ITR6 (Telenorma), VN3 (распространен во Франции), CorNet (Siemens), TN1R6, NI-1 (распространен в США), BTNR 191. В процессе стандартизации из всего многообразия протоколов для сетей общего пользования выделился протокол EDSS1 (Euro-ISDN), одобренный к использованию на ТФОП Украины. При этом ведомственные сети ISDN могут успешно использовать внутрифирменные протоколы.

Анализ протоколов является основным видом измерений в ISDN, что обусловлено рядом причин, из которых можно выделить следующие:

- наличие большого числа разнородных цифровых устройств в сети базового доступа требует постоянного анализа возможных противоречий при работе их друг с другом;
- технология ISDN является не до конца отработанной, поэтому требует особенно тщательного изучения, настройки и контроля при работе;
- наличие большого числа протоколов базового и первичного доступа и вариантов их реализации требует контроля полной или частичной сопрягаемости по протоколам для сквозной поддержки услуг ISDN.

Необходимость анализа протокола, реализованного в устройствах ISDN, очевидна. Так, достаточно представить заказчика, который звонит оператору и спрашивает, почему на цифровом телефоне периодически пропадает сигнал или почему с его видеоконференц-терминала устанавливается соединение с одним абонентом, а с другим не устанавливается. Ответить на подобные вопросы без анализа протоколов невозможно.

Известен ряд подходов к анализу протоколов, использующих как методы активного тестирования по схеме «воздействие-отклик», так и методы пассивного мониторинга протокола. Целью анализа протоколов является локализация точки ухудшения качества предоставляемой услуги ISDN, обнаружение причины ухудшения, обычно связанной с логическими противоречиями в работе устройств и, как следствие, уровня протокола, на котором имеет место

противоречие. Таким образом, анализируется работа всех устройств абонентского доступа и всех уровней протокола.

Методика пошагового тестирования и мониторинга протоколов

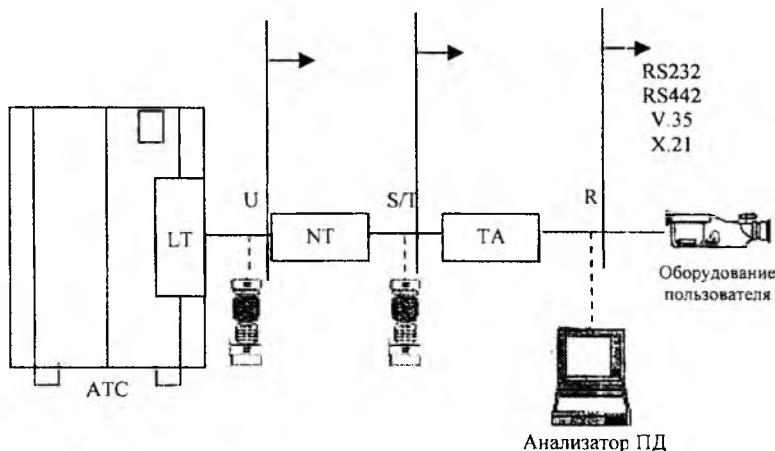


Рис. 4

Методика пошагового тестирования с отключением абонентской части. Этот наиболее распространенный метод анализа протоколов представлен схематически на рис. 4. Измерения начинаются с отключения NT и подключения тестера (анализатора) по интерфейсу U с последующим анализом протокола и битовых ошибок – BER интерфейса U по схеме «точка-точка». Затем NT подключается, а тестер включается на правах терминала в шину S и производятся те же измерения по схеме «точка-точка» или по шлейфу. Далее для анализа работы приложений оборудование пользователя отключается в точке R (точка за терминальным адаптером обычно стандартный интерфейс передачи данных) и подключается анализатор каналов передачи данных для измерений по BER (поскольку в точке R нет поддержки протокола) [3].

Дополнением к методике могут служить измерения с отключением станционной части в точке S. При этом тестер имитирует функции NT в сторону терминалов и, таким образом, можно проанализировать работу всех устройств в шине S (абонентского участка) по алгоритму имитации анализатором различных устройств ISDN (рис. 5).

Для измерений по методике с отключением абонентской части тестеры ISDN должны обладать возможностью имитации TE и NT, причем обычно реализуется имитация NT как в сторону линейного окончания – LT, так и в сторону TE (рис. 5).

В случае выявления неисправности использование имитационных функций тестеров обеспечивает быструю локализацию логических неисправностей и нарушений работы устройств типового тракта ISDN. Так, в режиме имитации NT тестер определяет неисправности в тракте АТС – NT или NT – TE, в режиме имитации TE – всего тракта LT – NT.

Неудобством методики с отключением абонентской части является необходимость косвенного анализа и пошаговой локализации участка нарушения работы. Например, при нарушении работы регенератора необходимо сначала проверить работу канала в точке подключения NT, затем в точке подключения регенератора.

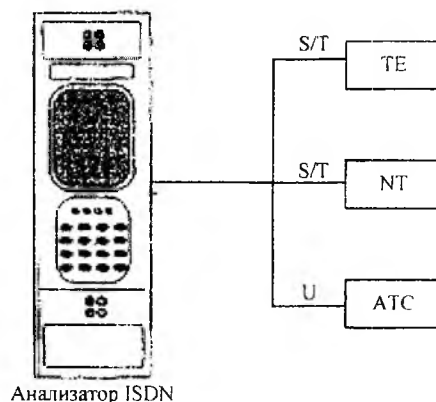


Рис. 5

В случае, если первые измерения покажут ухудшение качества, а вторые – нормальные условия, то это может означать либо нарушение работы регенератора, либо его недостаточную мощность. Более точный анализ по описанной методике невозможен [1].

Методика пошагового тестирования с замещением устройств. Этот метод в целом аналогичен описанному выше, однако при измерениях в этом случае производится отключение устройств типового тракта и подключение вместо них анализатора (рис. 5).

Удобством этой методики является то, что, во-первых, тестируемый тракт не изменяется (устройства не отключаются), что обеспечивает анализ в максимально близких к реальным условиям работы, и, во-вторых, недостатки описанного выше метода полностью устраняются. Так, в случае нарушений работы регенератора при замене его на тестер тракт начинает работать в нормальных условиях и делается вывод о необходимости замены регенератора. Если же после замены регенератора на тестер тракт по-прежнему работает с нарушениями, делается вывод о некорректном использовании регенератора на линии (например, недостаточной мощности регенерации, нарушениях физических параметров канала и т.д.).

Недостатком метода является необходимое усложнение в структуре тестеров. Для проведения измерений тестер должен иметь два интерфейса U (для анализа работы регенераторов), а также иметь возможность передавать цифровой поток с интерфейса U на интерфейс S через тестер с конвертацией протокола [1].

Методика пассивного мониторинга протокола. Описанные ранее методы использовали активное тестирование протокола BRI, так как анализатор протокола имитирует работу одного из устройств или участка цепи BRI. Пассивный мониторинг протокола исключает влияние анализатора на сигнальный обмен BRI. Для эксплуатационного мониторинга работы тракта базового доступа анализатор протоколов ISDN может подключаться к типовому тракту ISDN параллельно без нарушения связи или в разрыв. Этот метод удобен в эксплуатации для обнаружения логических противоречий в работе устройств, поскольку не влияет на реальный обмен в канале, однако не обеспечивает полный анализ реализованного протокола базового доступа и поэтому не применяется при проведении автоматических эксплуатационных тестов.

Схемы включения анализаторов протоколов для интерфейсов S и U различны. Для пассивного мониторинга протокола по интерфейсу S используются схемы параллельного включения анализатора в линию (рис. 6) или включение в разрыв шины S (рис. 7). Параллельное включение в шину S требует T-образного кабеля. Это соединение эквивалентно высокоомному включению в канал. Включение анализатора в разрыв шины S позволяет использовать его для мониторинга протокола без нарушения уровня сигнала в шине,

Пассивный мониторинг протокола по интерфейсу U может быть реализован только по схеме включения анализатора протокола в разрыв абонентской линии. Жесткие требования к напряжению и току в интерфейсе U не позволяют использовать схему параллельного включения в канал. Алгоритм мониторинга представлен на рис. 8.

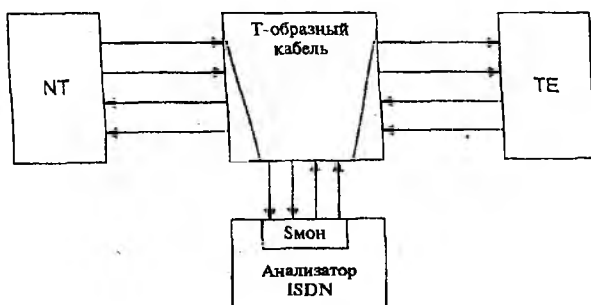


Рис. 6.

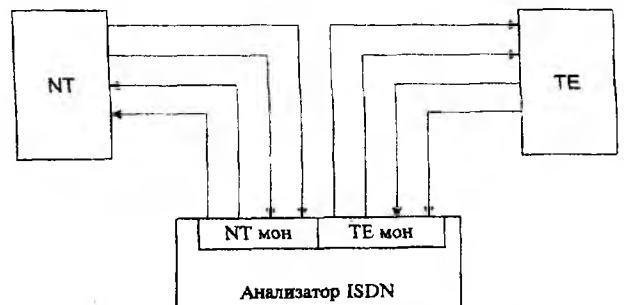


Рис. 7.

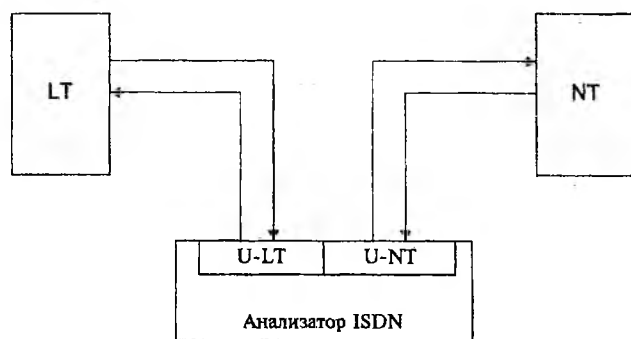


Рис. 8

Трассировка протокола. Виды трасс. Основным результатом анализа протокола ISDN являются трассы протоколов. Трасса протокола представляет собой запись во времени сигнальных сообщений, проходящих через точку включения.

Трассы различаются по степени декодирования протокола. Существует три типа трасс: простые трассы, трассы промежуточной детализации и детализированные трассы [1].

Простая трасса не дает возможности декодировать сообщения и осуществлять поиск логических противоречий в протоколе, однако она является компактным представлением сигнального обмена, которое может помочь найти ту часть трассы, которая, вероятно, содержит в себе логическое противоречие. В этом случае данная часть трассы может быть изучена при помощи более детального декодирования второй и третьей ступени детализации.

Полный анализ протоколов BRI и PRI проводится с помощью детализированных трасс для с побитовой декодировкой сообщений.

Как уже говорилось, существует несколько типов трасс с различной степенью детализации. Для поиска логических противоречий при сигнальном обмене обычно используются все типы трасс. Поиск логического конфликта при обмене сообщениями протокола сводится к двум основным задачам:

- локализация точки логического конфликта в структуре протокола;
- установление причины конфликта.

Локализация точки логического конфликта является важной задачей анализа протокола. Она связана с определением зоны трассы, где предположительно находятся данные о причине конфликта. Поиск этого участка происходит, как правило, с помощью простой трассы.

Поиск логического конфликта сигнального обмена обеспечивает алгоритм, представленный на рис. 9. Выбранная часть трассы может быть достаточно большой и содержать большой объем избыточной информации. Поэтому для работы с трассой используются различные фильтры обработки информации, описываемые ниже.

Фильтры по уровням. Если в процессе анализа причины разрушения соединения выдвигается предположение, на каком уровне протокола имеет место противоречие, остальные уровни могут быть исключены из рассмотрения этим фильтром.

Фильтры по сообщениям. Например, предполагается, что конфликт содержится в обмене сообщениями SETUP и CALL PRO и связан с некорректным подтверждением принятия сообщения SETUP. В этом случае вся остальная информация, относящаяся к первому и второму уровням и другим сообщениям третьего уровня, может быть исключена из рассмотрения этим фильтром.

Фильтры по номеру соединения. Для BRI этот фильтр не столь существенен, как для PRI, где при использовании одного сигнального канала может параллельно устанавливаться сразу несколько соединений. За каждым соединением закрепляется свой номер (CRV), по которому фильтр может выбрать сообщения, связанные только с этим соединением.

Набор фильтров PRI имеет следующие отличия от наборов фильтров BRI:

- поскольку в PRI нет процессов активации/деактивации интерфейса, фильтры первого уровня отсутствуют;
- добавляется фильтр по сообщениям, связанным с одним из разговорных каналов (чтобы, например, показать всю сигнальную информацию, связанную с каналом B12);
- особое значение приобретают фильтры по CRV, поскольку сигнальный обмен по PRI имеет характер нескольких параллельных процессов установления/разрушения соеди-

нения; для выделения последовательности сообщений, связанных с одним соединением, необходимо использовать фильтр по CRV[2].



Рис. 9

Типовые и задаваемые пользователем сценарии тестов. В последнее время при организации эксплуатационных измерений получила распространение практика использования различных сценариев проведения тестов. Такие сценарии (scripts) обычно представляются пользователем в виде алгоритма или программы на языке программирования высокого уровня. До последнего времени возможности создания собственных сценариев тестов были реализованы в системном измерительном оборудовании, предназначенном для лабораторного анализа протоколов. Однако в последнее время эти возможности оказываются реализованными в эксплуатационных приборах.

В отечественной практике использование сценариев нашло широкое применение при приемосдаточных испытаниях. Действующие в настоящее время методики приемосдаточных испытаний каналов BRI и PRI предусматривают довольно обширную спецификацию тестов. Хотя методики не стандартизированы, однако часто используются как руководство по организации испытаний. Поэтому задание собственных сценариев комплексных тестов позволяет получить значительный выигрыш во времени проведения приемосдаточных испытаний с учетом требований, которые предъявляются к тестовому оборудованию [3, 4].

Выводы:

1. Данная статья ориентирована на практические вопросы измерений и должна помочь техническим специалистам при обслуживании ISDN.
2. Приведенные в статье основные методы организации измерений в ISDN являются уникальными и разработаны на основе анализа тех задач и возможных ситуаций, которые могут встретиться при обслуживании ISDN.
3. Второй отличительной особенностью статьи является обсуждение вопросов анализа протоколов ISDN и практика использования различных сценариев и алгоритмов проведения тестов, что открывает широкие возможности перед эксплуатационным анализом протоколов.

Список литературы: 1. Бакланов И.Г. ISDN и Frame Relay-M: ЭКО-ТРЕНДЗ, 2000, 185 с. 2. Бакланов И.Г. Тестирование и диагностика систем связи. М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 2001, 264 с. 3. Колинько Т. Измерения в цифровых системах связи. К: Век+, Киев НТИ, 2002, 315 с. 4. Иванов А.Б. Контроль соответствия в телекоммуникациях и связи. М.: SYRUS, 2000, 375 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 01.03.2004

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ТРАНКИНГОВЫХ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ

В настоящее время широкое применение находят транкинговые системы низовой радиосвязи, работающие в УКВ диапазоне. Транкинговые системы связи характеризуются широким спектром услуг, обеспечивающих работу различного оборудования, а также поддержку других систем связи. Работа транкинговых систем связана с воздействием на них различных источников помех. Наибольшее влияние на качество передачи сигналов оказывают ретранслированные (отраженные от препятствий) помехи, носящие аддитивный характер. Следовательно, возникает проблема обеспечения требуемого качества обслуживания абонентов транкинговых систем связи.

Анализ литературы [1, 2] позволяет сделать вывод о том, что в настоящее время вопрос о качестве обслуживания абонентов в адаптивных системах связи является актуальным. К основным параметрам, характеризующим качество обслуживания, следует отнести пропускную способность системы связи, т.е. наибольшее количество соединений, поддерживаемых системой в единицу времени. Среди известных способов адаптации к помеховой обстановке в каналах связи целесообразно оценивать пропускную способность двустороннего и одностороннего поиска каналов, так как другие способы поиска являются дальнейшим развитием вышеназванных. Особенностью двустороннего поиска в адаптивной системе связи является то, что передатчик последовательно излучает в доступные каналы сигнал маркера для установления связи. Для одностороннего поиска характерно то, что на этапе установления связи с канала на канал перестраивается только передатчик, а приемник находится на одном из доступных каналов. После получения сигнала маркера приемник, как и в предыдущем случае, передает сигнал об установлении связи на передающую сторону.

В обоих случаях установление связи не осуществляется на каналах, которые уже заняты.

После установления связи постоянно происходит определение отношения сигнал/шум на занятом канале. В случае неудовлетворения заранее заданному значению соотношения происходит перестройка на другой канал.

В известной литературе [3, 4] приводится оценка статистических параметров систем радиосвязи, а также оценка пропускной способности и качества обслуживания в них, однако в ней не приводится методики расчета пропускной способности адаптивных систем низовой радиосвязи.

Предлагаемая методика расчета пропускной способности в низовых системах радиосвязи позволяет оценить качество связи для одностороннего последовательного поиска рабочего канала в условиях действия аддитивных помех при связи как со стационарными, так и подвижными объектами в зависимости от нагрузки в системе. Не приводится методика расчета пропускной способности двустороннего последовательного поиска, так как двусторонний поиск является частным случаем одностороннего поиска [6].

Методика расчета адаптивной системы радиосвязи без учета воздействия помех. Для одностороннего поиска одной из важнейших характеристик производительности системы радиосвязи является абсолютная пропускная способность – среднее число заявок, которое сможет обслужить система за единицу времени. Наряду с абсолютной часто рассматривается относительная пропускная способность – средняя доля поступивших заявок, обслуживаемых системой (отношение среднего числа заявок, обслуживаемых системой в единицу времени, к среднему числу поступающих за это время заявок).

1. Относительная пропускная способность для одностороннего поиска может быть выражена следующей формулой [6]:

$$Y_{\text{отн}} = 1 - P_{\text{отк}}$$

где $P_{отк}$ – вероятность отказа в обслуживании поступающих заявок в данной системе.

2. При определении величины $P_{отк}$ для систем массового обслуживания, к которым относится и адаптивная система радиосвязи, можно воспользоваться выражением с учетом алгоритма функционирования системы [6]:

$$P_{отк} = P_M + \sum_{i=0}^{M-1} P_i \left[1 - \frac{\lambda_{i,i+1}}{(N-2i)\lambda_0} \right] (1 - P_M), \quad (1)$$

где M – заданное количество каналов; i – количество рабочих каналов; j – количество незанятых каналов ($j = M - i$); P_M – вероятность пропуска сигнала на всех M каналах; $P_i = 1 - \left(\frac{j}{M}\right)^i$ – вероятность того, что занято i каналов, где j – количество свободных каналов; N – количество абонентов (причем $N > M$); $\lambda_{i,i+1}$ – средняя суммарная интенсивность перехода системы из состояния i в состояние $i+1$ (совпадение заявок на обслуживание от передатчика и сканирования каналов приемником); λ_0 – интенсивность входного пуассоновского потока заявок от каждого абонента.

3. Значение средней суммарной интенсивности $\lambda_{i,i+1}$ определяется по следующей формуле:

$$\lambda_{i,i+1} = \mu_{nd}^i \mu_{nm}^i \left\{ \frac{2T_{nd}^i}{\kappa} \left[\kappa - 1 - \sum_{j=1}^{\kappa-1} \left(\frac{j}{M}\right)^j \right] + (T_{nm}^i + T_{nd}^i) \left[1 - \left(\frac{i}{M}\right)^\kappa \right] \right\}, \quad (2)$$

где μ_{nd}^i – интенсивность потока импульсов передатчика при i занятых каналах; T_{nd}^i – средняя длительность потока импульсов передатчика; μ_{nm}^i – интенсивность потока повторений сканирования приемником при i занятых каналах; T_{nm}^i – средняя длительность потока повторений сканирования приемником по каналам связи; κ – число повторений излучений кодограммы вызова по каналам связи ($\kappa = 1, 2, \dots$).

4. Значения величин T_{nd}^i , μ_{nd}^i , T_{nm}^i , μ_{nm}^i соответственно находятся из формул:

$$T_{nd}^i = \kappa \cdot M \cdot \left(\tau_{пер-nd} + \tau_m + \frac{M-i}{M} \tau_{nd} \right); \quad \mu_{nd}^i = (N-2i) \cdot \lambda_0; \quad T_{nm}^i = \infty; \quad \mu_{nm}^i = 0.$$

Здесь $\tau_{пер-nd}$ – время перестройки передатчика с канала на канал; τ_m – время анализа маркера; τ_{nd} – время передачи вызывной кодограммы на каждом канале связи передатчиком.

5. Нагрузка в системе определяется по формуле $z = \lambda_{i,i+1} / \mu^i$, где $\lambda_{i,i+1}$ – интенсивность входного потока, $\mu^i = \mu_{nd}^i \cdot \mu_{nm}^i \cdot (T_{nm}^i - T_{nd}^i)$ – интенсивность выходного потока.

6. Зависимость относительной пропускной способности от нагрузки в системе находится из выражения:

$$Y_{отн}(z) = \frac{\left[1 - \left\{ P_M + \sum_{i=0}^{M-1} P_i \left[1 - \frac{\lambda_{i,i+1}}{(N-2i)\lambda_0} \right] (1 - P_M) \right\} \right] \cdot \lambda_{i,i+1}}{\mu_{nd}^i \cdot \mu_{nm}^i \cdot (T_{nm}^i - T_{nd}^i)}. \quad (3)$$

Методика расчета адаптивной системы радиосвязи с учетом воздействия аддитивных помех

1. Для более точного описания алгоритмов функционирования системы, введем ошибки обнаружения маркера, а также ошибки приема адресных кодограмм, связанные с воздействием помех типа флуктуационного шума. Пусть в данных условиях P_F – ошибка первого рода – ложная тревога, $P_{\mathcal{L}}$ – вероятность правильного декодирования маркера, $P_M = 1 - P_{\mathcal{L}}$ – ошибка второго рода (пропуск сигнала) [4].

2. Тогда поток импульсов приемника-анализатора, осуществляющего анализ качества каналов, и определение маркера на них будет оцениваться следующими выражениями:

$$T_{nm}^i = M \cdot \left(\tau_{пер-nm} + \tau_{\mathcal{M}} + \left[\frac{i \cdot P_{\mathcal{L}} + (M - i) \cdot P_F}{M} \right] \cdot \tau_Q \right) - \tau_{пер-nm}; \quad (4)$$

$$\mu_{nm}^i = \frac{1}{\tau_{пер-nm} + T_{nm}^i}. \quad (5)$$

Здесь τ_Q – время анализа качества канала.

При использовании персонального компьютера в программной среде Mathcad 2001 Professional для расчетов по приведенной методике исходные данные подготавливаются следующим образом.

Задаются параметры, характеризующие передатчик и приемник – время перестройки передатчика с канала на канал $\tau_{пер-nd}$; время анализа маркера $\tau_{\mathcal{M}}$; время излучения кодограммы на каждом канале связи вызывающим абонентом τ_{no} ; число повторений излучений кодограммы вызова по каналам связи k ; время перестройки приемника с канала на канал $\tau_{пер-nm}$; время ожидания приемника на каждом канале τ_{nm} ; время анализа качества канала τ_Q ; вероятностные характеристики, описывающие действие помех в каналах связи – шибка первого рода (ложная тревога) P_F ; вероятность правильного декодирования маркера $P_{\mathcal{L}}$; параметры системы связи – заданное количество каналов M ; количество абонентов N ; интенсивность входного пуассоновского потока заявок от каждого абонента λ_0 ; нагрузка z в системе.

Алгоритм расчета зависимости пропускной способности от нагрузки приведен на рис. 1.

На рис. 2 представлены зависимости пропускной способности для одностороннего поиска как функции от нагрузки для рассматриваемого случая при действии флуктуационных помех в каналах связи.

На рисунке изображены кривые, описывающие каналы со следующими параметрами (при цикле сканирования S):

$$P_{\mathcal{L}} = 0,9(1 - 0,05S); P_F = 0,2(1 + 0,1S); P_M = 0,01(1 + 0,1S); S = 1 \text{ (сплошная линия);}$$

$$P_{\mathcal{L}} = 0,9(1 - 0,05S); P_F = 0,2(1 + 0,1S); P_M = 0,01(1 + 0,1S); S = 10 \text{ (пунктирная линия);}$$

$$P_{\mathcal{L}} = 0,9(1 - 0,05S) \cdot (1 - j/15); P_F = 0,2(1 + 0,1S) \cdot (1 + j/15); P_M = 0,01j(1 + 0,1S); S = 1 \text{ (штрих - пунктирная линия);}$$

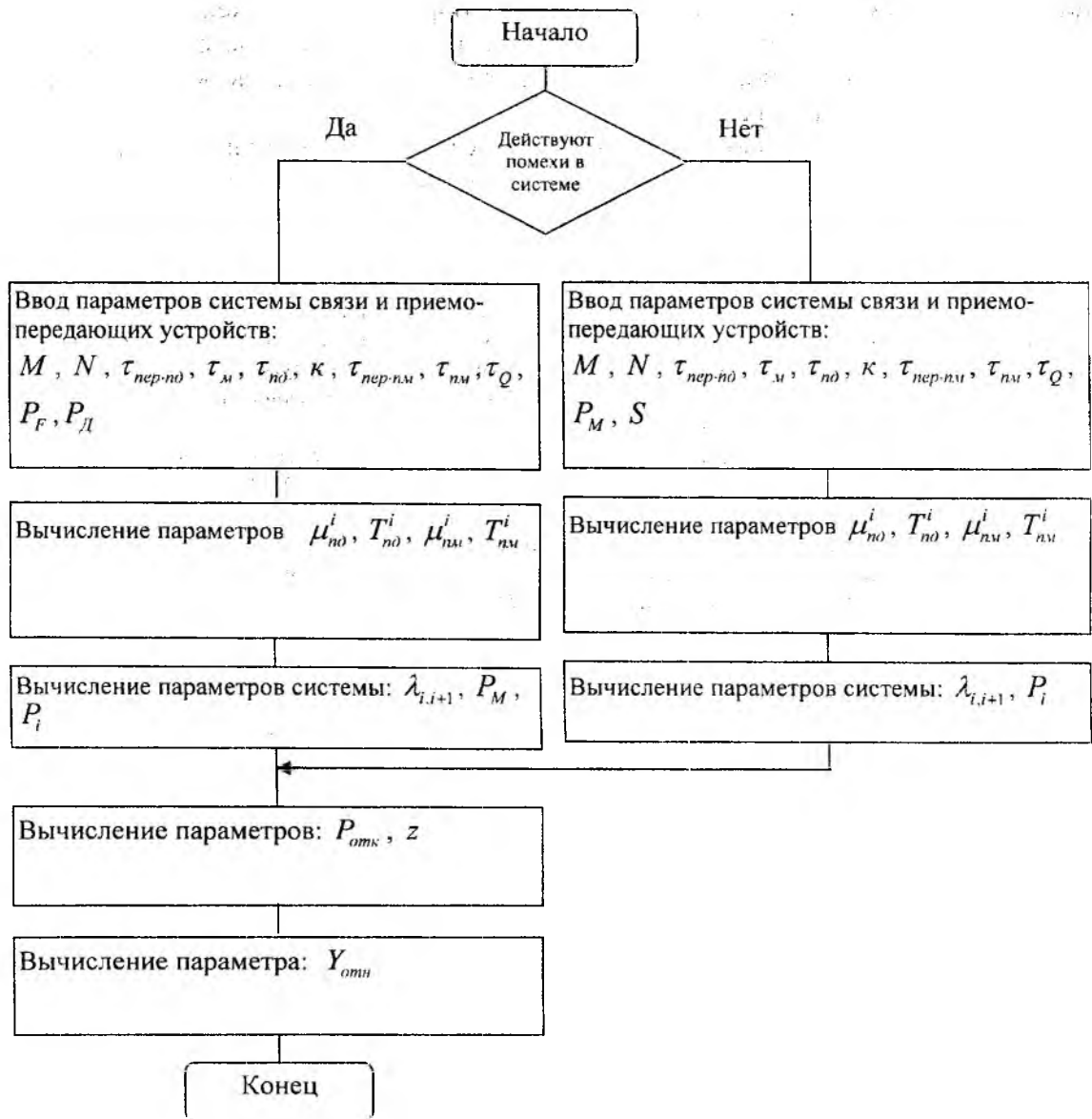


Рис. 1

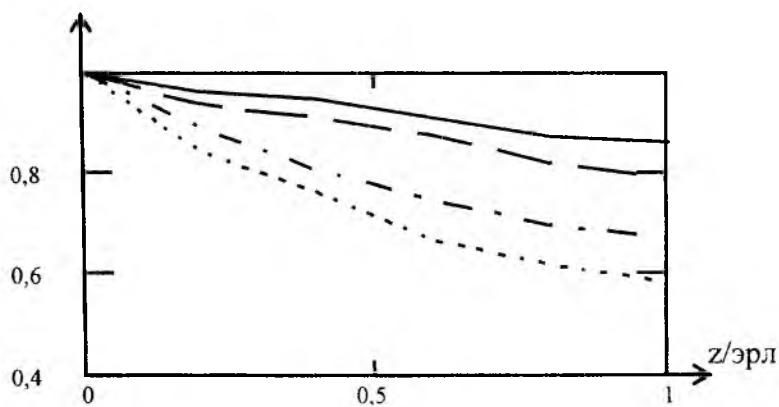


Рис. 2

Обсуждение полученных результатов. Таким образом, предложенная методика позволяет произвести расчет пропускной способности транкинговой системы радиосвязи для алгоритмов функционирования последовательного поиска каналов как при отсутствии аддитивных помех, так и при их наличии.

Данная методика может быть использована как при предварительном расчете пропускной способности системы низовой радиосвязи, так и при окончательном, с учетом уточненных статистических параметров каналов связи.

Список литературы: 1. *Теория телетрафика.* Учебник для вузов / Б.С. Лившиц, А.П. Пшеничников, А.Д. Харкевич. М.: Связь, 1979. 224 с. 2. *Подойницын Р.Н.* Модель для расчета показателей качества обслуживания абонентов транкинговых радиосетей стандарта TETRA. М.: Мобильные системы, 2003. № 8. С. 34 – 39. 3. *Леднев А.В., Хизгилов В.А.* Оценка пропускной способности и качества обслуживания в системах транкинговой связи // Автоматика, телемеханика и связь. 1998. № 12. 4. *Розов А.В., Брунштейн В.А.* Оценка статистических параметров систем радиосвязи SmigTrunk II // Автоматика телемеханика и связь. 1998. № 5. 5. *Батаев О.П., Колесник А.Е.* Пропускная способность адаптивной системы радиосвязи УКВ диапазона с односторонним поиском // Системи обробки інформації. Х.: НАНУ, ПАНМ, ХВУ. 2002. Вип. 6(22). С. 214 – 218. 6. *Батаев О.П., Колесник А.Е. Дешин Р.И.* Оценка пропускной способности системы радиосвязи УКВ диапазона // ИУСЖТ. 2002. №6(38). С. 10 – 14. 7. *Батаев О.П., Колесник А.Е.* Пропускная способность адаптивной системы радиосвязи УКВ диапазона с двусторонним поиском каналов // Системи обробки інформації. Х.: НАНУ, ПАНМ, ХВУ. 2002. Вип. 4(20). С. 214 – 218. 8. *Левин Б.Р.* Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. М.: Сов. радио, 1965. 350 с.

*Харьковская академия
железнодорожного транспорта*

Поступила в редколлегию 07.05.2004

ОЦЕНКА ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ СИСТЕМ CDMA

В настоящее время число сотовых сетей, построенных на базе стандарта CDMA и предоставляющих услуги как фиксированной, так и подвижной связи, неуклонно растёт. Обладая рядом существенных преимуществ по сравнению с системами FDMA и TDMA, технология CDMA является доминирующей для систем третьего поколения (3G). Вместе с тем, для сотовых систем CDMA характерным является влияние взаимных (внутрисистемных) помех (интерференции). Эти помехи обусловлены неидеальной ортогональностью сигналов, поступающих от одновременно работающих радиостанций, наличием взаимной корреляции между сигналами, многолучёвостью распространения сигналов и неидеальной синхронизацией. Уровень взаимных помех возрастает по мере увеличения числа одновременно работающих радиостанций, что снижает качество используемого широкополосного дуплексного (прямого и обратного) радиоканала и в конечном итоге ограничивает число активных пользователей как в прямом (от БС к АС), так и в обратном (от АС к БС) канале (ограничивает допустимое количество логических каналов CDMA на БС). Особенностью CDMA является то, что по мере увеличения числа активных пользователей постепенно увеличивается уровень помех и система постепенно приближается к моменту неприемлемого качества связи. Оценкой качества связи является вероятность отказа радиоканала, определяющая процент времени, в течение которого отношение сигнал/помеха по мощности на входе приёмников БС (прямой канал) или АС (обратный канал) меньше допустимого значения. При этом удерживается заданный уровень ошибок. Таким образом, пропускная способность базовой станции CDMA определяется пропускной способностью её каналов – прямого и обратного.

Можно показать, что пропускная способность обратного канала (число активных каналов) определяется соотношением

$$N_a = \frac{\mu (E_{\text{инс}} / B_{\text{инф}})}{\rho_0}, \quad (1)$$

где μ – коэффициент, учитывающий корреляционные свойства сигналов и факторы, воздействие которых приводит либо к увеличению, либо к уменьшению числа N_a ; ρ_0 – заданное отношение сигнал/взаимная помеха по мощности на выходе приёмника; $B_{\text{инс}}/B_{\text{инф}}$ – отношение скорости передачи элементов широкополосного сигнала к скорости передачи элементов информационного сигнала, количественно равно базе сигнала.

Соотношение (1) получено в предположении, что в сотовой сети CDMA БС обеспечивает необходимое выравнивание мощности каждой из обслуживаемых АС, а уровень собственных (тепловых) шумов значительно ниже уровня взаимных помех, поэтому влиянием собственных шумов можно пренебречь.

Рассмотрим степень влияния некоторых факторов на величину N_a .

Положительный эффект обеспечивает использование режима прерывания передачи на время пауз речи, за счёт чего коэффициент использования канала α составляет величину порядка 0,3-0,4. В расчётах принимают значение α , равное 3/8. В результате этого число N_a может быть увеличено в $1/\alpha=8/3=2,5$ раза [2].

Если учесть влияние взаимных помех, создаваемых не только источниками внутри зоны обслуживания БС, но и теми, которые расположены в соседних ячейках, то это приведёт к увеличению уровня взаимных помех примерно на 1,9 дБ [2] и уменьшит число N_a в $\beta = 10^{0,1 \cdot 1,9} = 1,55$ раз.

С другой стороны использование антенны БС с секторной диаграммой направленности снижает влияние помех от источников, расположенных вне сектора диаграммы направленности антенны. В результате число N_a может быть увеличено примерно в $q = 2,5$ раза.

С учётом изложенного соотношение для определения максимального числа обслуживаемых абонентов (абонентских станций) в обратном канале принимает вид

$$N_{\text{амакс}} = \frac{q}{\alpha\beta\rho_0} \cdot \frac{B_{\text{шлс}}}{B_{\text{шлф}}} \quad (2)$$

Учитывая приведенные значения коэффициентов α , β и q , соотношение (2) принимает вид

$$N_{\text{амакс}} = \frac{4}{\rho_0} \cdot \frac{B_{\text{шлс}}}{B_{\text{шлф}}} \quad (3)$$

Так, например, если учесть, что в системе CDMA IS-95 $\rho_0 = 5$ (7 дБ), а $B_{\text{шлс}}/B_{\text{шлф}} = (1228,8 \text{ кбит/с})/(9,6 \text{ кбит/с}) = 128$, то $N_{\text{амакс}} = 102$. Фактически обратный канал в системе IS-95 может включать в себя до 94 логических каналов CDMA, из которых 62 канала трафика и 32 канала доступа [1]. Таким образом, полученный результат $N_{\text{амакс}} = 102$ совпадает с фактически организуемым общим числом каналов в этой системе.

Вместе с тем следует заметить, что точный расчёт пропускной способности системы CDMA достаточно сложен и требует учёта большого числа различных факторов.

Пропускная способность прямого канала также ограничена, поскольку на вход приёмника АС поступают сигналы не только от «рабочей» БС, но и от нескольких других БС, расположенных в соседних сотах. Все базовые станции синхронизированы между собой. Методика расчёта N_a [3] предусматривает такой вариант взаимного расположения базовых станций и абонентской станции (рис. 1), при котором влияние принимаемых сигналов от БС оказывается максимальным.

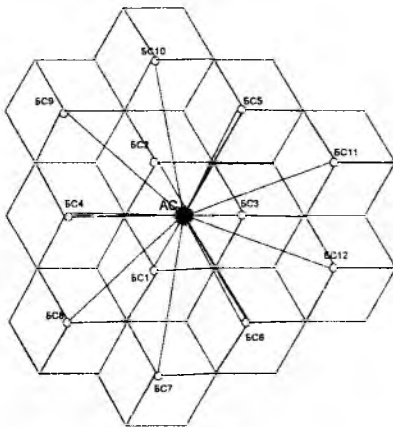


Рис. 1

Изображенная на рис. 1 АС расположена на границе зоны обслуживания и находится на одинаковом расстоянии, равном R , от трех ближайших БС. Уровни сигналов, принимаемых от этих БС, случайны и АС, производя измерения уровней этих сигналов, устанавливает связь с той БС, чей уровень сигнала оказывается наибольшим (предположим, от БС1). Помехи же на входе приемника АС возникают от двух ближайших БС (БС2 и БС3), трех БС, расположенных на расстоянии $2R$ (БС3, БС4, БС5), и шести БС (БС6...БС12), расположенных на расстоянии $\sqrt{7}R$ (где R – радиус зоны обслуживания БС) и использующих антенны с круговыми ДНА. При использовании направленных ($\phi=120^\circ$) антенн количество мешающих БС, расположенных на

расстоянии $2R$, равно шести (влияние оказывают излучения из двух секторов БС4, БС5 и БС6).

Помехи, создаваемые БС, находящимися на больших расстояниях от АС, можно не учитывать, так как в условиях городской застройки уровень сигналов от этих БС (т.е. уровень помех в данном случае) за счёт затенений достаточно мал.

При определении полной мощности сигнала, излучаемого БС, и в данном случае необходимо учитывать прерывание передачи на время пауз. С учётом коэффициента использования канала величина α составляет $3/8$. Если учесть, что на БС используется автоматическое регулирование мощности излучаемых сигналов, то полная мощность сигнала P_t , излучаемого антенной БС, определяется соотношением

$$P_t = \alpha (N_a/2) P_R, \quad (4)$$

где N_a – количество одновременно работающих АС; P_R – мощность сигнала, излучаемого БС на одну АС.

На трассе распространения сигнала от БС к АС происходит его ослабление по закону:

$$L(D_i) = (\gamma/D_i^n)10^{0,1x_i}, \quad (5)$$

где D_i – расстояние между i -ой БС и АС; γ – коэффициент, зависящий от частоты передачи, высоты антенны БС и т. д.; n – параметр затухания радиоволн. Его величина колеблется в пределах 2...5. В теоретических расчетах величину n принимают равной 4; x_i – случайная величина, моделирующая флуктуации параметра затухания.

Таким образом, мощность помехи на входе приемника АС от i -й БС, находящейся от АС на расстоянии D_i , определяется соотношением:

$$P_i = P_i L(D_i) = (\gamma P_i / D_i^n) 10^{0,1x_i}. \quad (6)$$

Суммарная мощность помех от всех мешающих БС определяется соотношением:

$$P_\Sigma = \sum_{i=2}^{12} P_i = \frac{\gamma P_i}{R^n} \left[10^{0,1x_2} + 10^{0,1x_3} + \frac{M+1}{2^{n+1}} \sum_{i=4}^6 10^{0,1x_i} + \frac{1}{\sqrt{7^n}} \sum_{i=7}^{12} 10^{0,1x_i} \right]. \quad (7)$$

Соотношение (7) справедливо как для случая применения антенн с круговыми ($\phi = 360^\circ$, $M = 1$), так и для случая использования антенн с секторными диаграммами направленности ($\phi = 120^\circ$, $M = 3$) и предполагает, что максимальный сигнал АС принимается от БС-1 (рис. 1). Поскольку ослабление сигналов, приходящих от трёх первых БС (БС-1, БС-2 и БС-3), удалённых от АС на расстояние, равное радиусу соты R , зависит от x_i ($i = 1, 2, 3$), то мощность полезного сигнала на входе АС определяется соотношением:

$$P_s = \frac{\gamma P_R}{R^n} 10^{0,1x_s}, \quad (8)$$

где $x_s = \max(x_1, x_2, x_3)$.

С учетом (7) и (8) отношение сигнал/помеха по мощности на входе приемника АС можно записать в виде:

$$\rho = \frac{P_s}{P_\Sigma} = \frac{2}{\alpha N_a} \cdot \frac{10^{0,1x_s}}{\left[10^{0,1x_2} + 10^{0,1x_3} + \frac{M+1}{2^{n+1}} \sum_{i=4}^6 10^{0,1x_i} + \frac{1}{\sqrt{7^n}} \sum_{i=7}^{12} 10^{0,1x_i} \right]}. \quad (9)$$

Если предположить, что мощности сигналов, принимаемых от БС-1, БС-2 и БС-3 примерно равны, то соотношение (9) можно записать в виде:

$$\rho = \frac{2}{\alpha N_a} \cdot \left(2 + \left[\frac{M+1}{2^{n+1}} \sum_{i=4}^6 10^{0,1x_i} + \frac{1}{\sqrt{7^n}} \sum_{i=7}^{12} 10^{0,1x_i} \right] \cdot 10^{-0,1x_s} \right)^{-1}. \quad (10)$$

Обозначим: $V_1 = \exp(m_1 + z_1)$

$$V_0 = \left[\frac{M+1}{2^{n+1}} \sum_{i=4}^6 10^{0,1x_i} + \frac{1}{\sqrt{7^n}} \sum_{i=7}^{12} 10^{0,1x_i} \right] \cdot 10^{-0,1x_s} = V_1 \cdot V_2. \quad (11)$$

Приближенные методы позволяют аппроксимировать распределения V_1 и V_2 логнормальным законом, т.е.

$$V_2 = \exp(m_2 + z_2) = 10^{0,1x_s} = \exp(-\gamma x_s), \quad (12)$$

где $m_2 + z_2 = -\gamma x_s$; z_1 и z_2 – гауссовы случайные величины, имеющие нулевые средние значения и дисперсии σ_1^2 и σ_2^2 соответственно.

В [3] показано, что значения m_1 и m_2 определяются соотношениями:

$$m_1 = \ln \left[\frac{\xi_1 \exp\left(\frac{\gamma^2 \sigma^2}{2}\right)}{\sqrt{(1-\xi_2) + \xi_2 \exp(\gamma^2 \sigma^2)}} \right]; \quad m_2 = \frac{3\gamma}{2\sqrt{\pi}} \sigma, \quad (13)$$

а σ_1^2 и σ_2^2 определяются соотношениями:

$$\sigma_1^2 = \ln \left[(1-\xi_2) + \xi_2 \exp(\gamma^2 \sigma^2) \right]; \quad \sigma_2^2 = \left[1 - \frac{9-2\sqrt{3}}{4\pi} \right] \cdot \gamma^2 \sigma^2, \quad (14)$$

где $\xi_1 = 3(M+1) \cdot 2^{-(n+1)} + 6 \cdot 7^{-n/2}$; $\xi_2 = [3(M+1)^2 \cdot 2^{-2(n+1)} + 6 \cdot 7^{-n}] \cdot [3(M+1) \cdot 2^{-(n+1)} + 6 \cdot 7^{-n/2}]^{-2}$; $\gamma = 0,1 \ln 10 = 0,23$; σ^2 – дисперсия флуктуаций сигнала.

Распределение V_0 в (11) тоже логнормальное: $V_0 = \exp(m_0 + z_0)$, где z_0 – гауссова случайная величина со средним значением, равным нулю и дисперсией σ_0^2 . Значения m_0 и σ_0 определяются соотношениями [3]: $m_0 = (m_1 - m_2)$; $\sigma_0 = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}$.

Так как V_0 аппроксимировано логнормальным законом, то условие:

$$\rho \leq \frac{2}{\alpha N_a \exp(m_0 + k \sigma_0)} \quad (15)$$

выполняется в P_τ процентах времени, если P_τ и k связаны соотношением:

$$P_\tau = 100 \int_k^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) \frac{dt}{\sqrt{2\pi}}.$$

Величина P_τ определяет процент времени, в течение которого отношение сигнал/помеха ρ меньше заданного уровня. В системах CDMA за счёт широкополосности обеспечивается увеличение отношения сигнал/помеха на выходе приёмника (ρ_0) по сравнению с отношением сигнал/помеха на его входе (ρ). Увеличение определяется значением базы широкополосного сигнала, т. е.:

$$\rho_0 = \rho \left(\frac{B_{\text{инс}}}{B_{\text{инф}}} \right). \quad (16)$$

Из (15) с учётом (16) запишем соотношение, определяющее допустимое число активных каналов, которые могут работать в одном секторе каждой соты, при заданном качестве приема сигналов любой АС (определяемом допустимой величиной ρ_0) и заданной ненадежности приема (определяемой значением P_τ):

$$N_a = \frac{2}{\alpha \rho_0} \cdot \frac{B_{\text{инс}}/B_{\text{инф}}}{(2 + \exp(m_0 + k \sigma_0))}. \quad (17)$$

Обычно приемлемым в CDMA считается качество приема информации, при котором вероятность приема с ошибкой одного информационного символа составляет 10^{-3} , что обеспечивается при $\rho_0 = 5$ (7 дБ)[1,2].

Максимальное число каналов (каналов трафика и служебных каналов) на БС можно определить, используя (17). Предположим, что $k = 0$ (при этом $P_\tau = 0,5$) и величина $\exp(m_0)$ существенно меньше единицы. Приведенные предположения фактически справедливы для сети CDMA (рис. 1), состоящей из трёх базовых станций (БС-1, БС-2 и БС-3). Тогда на БС системы IS-95 (для $\alpha = 3/8$; $B_{\text{инс}}/B_{\text{инф}} = 128$; $\rho_0 = 5$ (7 дБ)) рассчитанное значение числа $N_{\text{амакс}}$ составляет 64 канала. Полученное значение $N_{\text{амакс}}$ соответствует общему числу каналов в системе IS-95.

На рис. 2 приведены графики зависимости $N_a = f(P_\tau)$ с учётом использования круговых ($\phi = 360^\circ$, $M = 1$) и секторных ($\phi = 120^\circ$, $M = 3$) диаграмм направленности антенн БС для разных значений σ . Значение σ принимается равным 8 дБ для центров больших городов и 6 дБ для городов с низкой плотностью застройки.

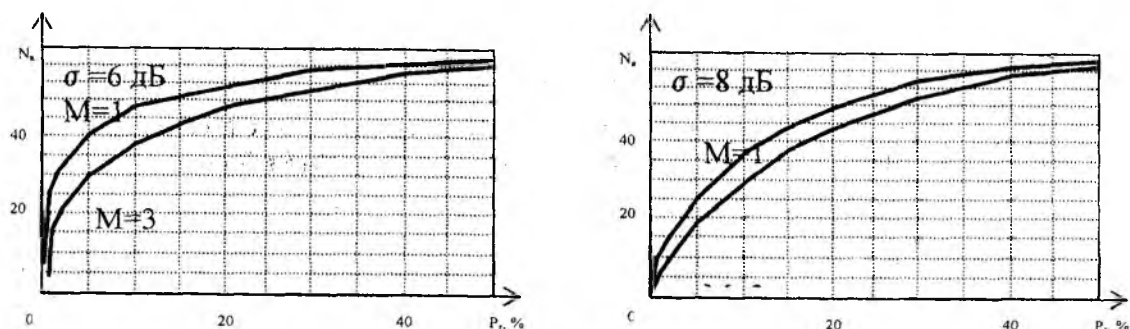


Рис. 2

Из графиков видно, что с повышением требуемой надёжности связи (с уменьшением P_r) допустимое число активных каналов снижается, причём в более сложных условиях распространения сигналов (в городах с высокой плотностью застройки) такое снижение происходит в большей мере. Например, из графиков видно, что если $P_r = 15\%$ и $\sigma = 6$ дБ, то допустимое число активных пользователей $N_a = 51$ (для $M = 1$) и $N_a = 43$ (для $M = 3$), при $\sigma = 8$ дБ значение этих величин составляют $N_a = 43$ (для $M = 1$) и $N_a = 37$ (для $M = 3$). При снижении величины P_r , например, до значения 5%, допустимое число N_a уменьшается и составляет соответственно при $\sigma = 6$ дБ $N_a = 40$ (для $M = 1$) и $N_a = 25$ (для $M = 3$), при $\sigma = 8$ дБ $N_a = 36$ (для $M = 1$) и $N_a = 18$ (для $M = 3$). Из общего числа каналов количество каналов трафика для действующих систем CDMA составляет порядка 80%, а остальные 20% каналов используются в качестве служебных.

Из соотношения (17) следует, что при увеличении базы сигнала (в первую очередь за счёт расширения спектра широкополосного сигнала и соответствующего увеличения скорости передачи элементов широкополосного сигнала) пропорционально увеличивается количество одновременно обслуживаемых абонентов.

Следует заметить, что в сотовых системах CDMA 3-го поколения (3G) возможно увеличение полосы частот до 5 МГц (в 4 раза), что обеспечивает требуемые скорости передачи (3 Мчип/с и более) и отвечает требованиям конкуренции [2, 5].

Выводы

1. Пропускная способность БС существенно зависит от требований, предъявляемых к качеству связи. С повышением этих требований пропускная способность снижается и тем в большей степени, чем больше усложняются условия распространения сигнала.

2. Допустимое число активных каналов (пользователей) в обратном канале увеличивается при замене антенны с круговой диаграммой направленности (ДНА) на антенну с секторной ДНА. Указанное увеличение числа каналов обусловлено уменьшением уровня взаимных помех от абонентских станций, работающих как в зоне обслуживания «своей», так и в ячейках других БС. В противоположность этому в прямом канале указанная замена антенн приводит к уменьшению допустимого числа каналов из-за увеличения уровня взаимных помех.

3. Пропускную способность БС системы CDMA можно повысить увеличением базы сигнала в первую очередь за счёт увеличения используемой полосы частот, а также использования способов, понижающих требуемое отношение сигнал/взаимная помеха, что приведёт соответственно к снижению скорости передачи.

Список литературы: 1. Столлинг В. Беспроводные линии связи и сети. М.: «Вильямс», 2003. 640 с. 2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: «Вильямс», 2003. 1104 с. 3. Быховский М.А. Исследование эффективности сотовых систем сухопутной подвижной связи с кодовым разделением каналов. // Электросвязь. 1995. №8. С. 29 – 33. 4. Громаков Ю. А. Стандарты и системы подвижной связи. М.: Эко-Трендз, 1997. 238 с. 5. Невдяев Л.М. Мобильная связь 3-го поколения. М.: МЦНТИ ООО «Мобильные телекоммукации». 208с. (Связь и бизнес).

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редакцию 02.04.2004

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ВОЗМУЩЕНИЙ НА ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА СИСТЕМЫ ФАП С МЕСТНОЙ ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Системы фазовой автоподстройки (ФАП) находят широкое применение в радиотехнических устройствах, связи и управления [1...4]. Основными показателями качества систем ФАП являются точность в установившихся (синхронных) режимах и быстродействие.

Структурная схема системы ФАП с местной положительной обратной связью (ОС) изображена на рис.1. Здесь $W_1(s)$, $W_2(s)$, $W_3(s)$ – передаточная функция фазового дискриминатора и подстраиваемого генератора (или фазовращателя) соответственно; $\alpha(s)$, $\beta(s)$, $\Delta\varphi(s)$ – изображение по Лапласу задающего воздействия (разность фаз двух сравниваемых по фазе напряжений) управляемой величины (разность фаз входного и выходного напряжений управляемого фазовращателя или управляемого генератора), сигнала ошибки $\Delta\varphi(s) = \alpha(s) - \beta(s)$; ЭС – элемент сравнения; С – сумматор.

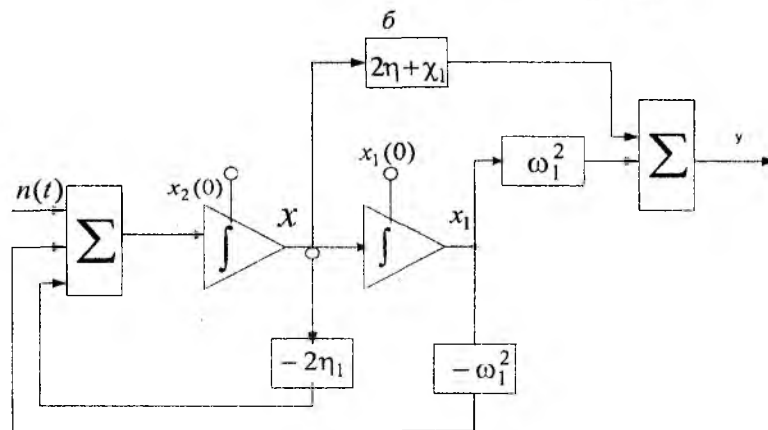
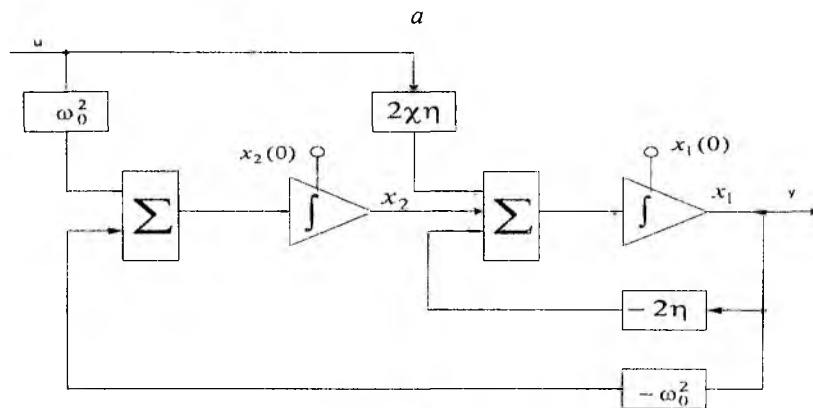
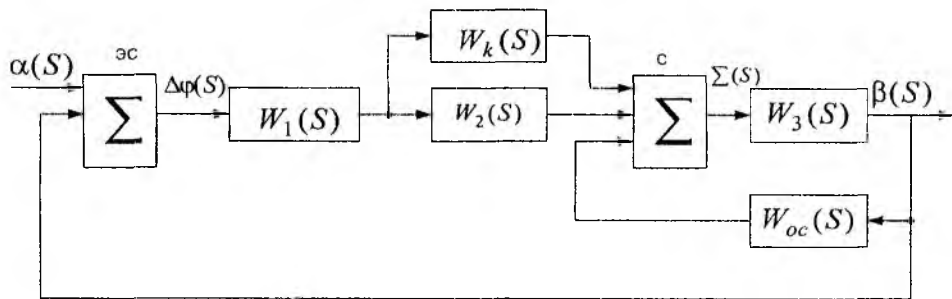


Рис. 1

При синтезе параметров положительной местной обратной связи из условия повышения точности и быстродействия систем ФАП предполагается, что параметры математической модели и реально выполненной системы идентичны. На практике действительные значения параметров системы могут отличаться от расчетных. Это может быть вызвано различными факторами, влияющими на появление параметрических возмущений в системах ФАП с ОС.

Параметрические возмущения возникают из-за неточностей проектирования, обусловленных идеализацией математической модели, погрешностями методов анализа и синтеза.

Технологические факторы определяются неточностями изготовления элементов систем синхронизации.

Настроечные факторы определяются неточностью ручной настройки параметров систем ФАП, приводят к рассогласованию между реальными и расчетными значениями параметров.

Эксплуатационные факторы действуют при нормальной работе системы с учетом возможной транспортировки и хранения. В процессе эксплуатации появляется целый ряд факторов, способствующих появлению параметрических возмущений в системе ФАП. Влияние климатических условий проявляется в основном за счет изменения температуры, которая является активным воздействием окружающей среды на параметры системы. Электрические процессы влияют на стабильность работы системы вследствие изменения напряжения питания, электрических входных сигналов, нагрузок. В условиях эксплуатации системы ФАП с ОС в составе комплекса аппаратуры связи обычно возникает задача электромагнитной совместимости, поскольку электромагнитные помехи приводят к появлению изменяющихся параметров, в том числе и систем ФАП.

Таким образом, имеет место целый ряд факторов, приводящих к появлению параметрических возмущений в системе ФАП. В процессе проектирования и настройки систем эти возмущения желательно учитывать.

Рассмотрим влияние параметрических возмущений на точность системы ФАП с ОС в синхронных режимах. От структурной схемы (рис. 1 в) перейдем к схеме в переменных состояния (рис. 1а). Пусть на вход системы ФАП с ОС поступает линейно изменяющееся воздействие, то есть $\alpha_{вх}(t) = \alpha_o + \Omega_n t$. Матрицы фазовых ошибок системы ФАП с ОС при отсутствии параметрических возмущений имеют вид:

$$D_o = 0, D_1 = 2(1 - \chi)\eta/\omega_o^2, \quad (1)$$

где $\chi = \tau_1 k_2$; $\eta = 1/(2T_1)$; $\omega_o^2 = k_1 k_2 / T_1$; k_1, k_2, T_1 – параметры замкнутого контура система ФАП; τ_1 – параметры ОС.

Фазовая ошибка системы в синхронном (установившемся) режиме

$$\Delta\varphi_{уст} = D_o \alpha_{вх}(t) + D_1 \alpha_{вх}(t) = 2(1 - \chi)\Omega_n \eta / \omega_o^2. \quad (2)$$

При выборе $\chi = 1$ в (2) $\Delta\varphi_{уст}$ становится равной нулю и порядок астатизма системы (рис. 1 а, б) повышается на единицу.

Оценим влияние параметрических возмущений на точность системы ФАП с ОС. Предположим, что в системе произошли мгновенные изменения параметров на $\Delta\alpha_k$. Вариации $\Delta\alpha_k$, очевидно, вызовут появление дополнительной фазовой ошибки в синхронном режиме. Тогда можно записать:

$$\Delta\varphi_{уст} = \Delta\varphi_{уст0} + \Delta\Delta\varphi_{уст}, \quad (3)$$

где $\Delta\varphi_{уст}$ – варьированное значение фазовой ошибки; $\Delta\varphi_{уст0}$ – величина фазовой ошибки при номинальных (расчетных) значениях параметра; $\Delta\Delta\varphi$ – вариация $\Delta\varphi_{уст}$.

Для определения $\Delta\varphi_{уст}$ необходимо знать вариации параметров системы. Поскольку на практике известны лишь вероятностные оценки вариаций $\Delta\alpha_k$, наиболее предпочтительным

является вероятностный подход [5]. Предположим, что известны максимально возможные отклонения $\Delta\alpha_{k \max}$. При независимости отклонений друг от друга среднеквадратический максимум фазовой ошибки системы в синхронном режиме можно определить по формуле:

$$\Delta\Delta\varphi_{\max} = \sqrt{\sum_{k=1}^m (V_k \Delta\alpha_{k \max})^2}, \quad (4)$$

где $V_k = (\Delta\varphi_{уст} / \partial \Delta\alpha_k)^0$ – коэффициент чувствительности фазовой ошибки к изменению параметра α_k . Нулевой индекс здесь означает, что частные производные определяются при расчетных (номинальных) значениях параметров. С учётом (4) запишем выражение (3) в виде

$$\Delta\varphi_{уст} = \Delta\varphi_{уст0} \pm \Delta\Delta\varphi_{уст \max}$$

или

$$\Delta\varphi_{уст} = \Delta\varphi_{уст0} \pm \sqrt{\sum_{k=1}^m (V_k \Delta\alpha_{k \max})^2}. \quad (5)$$

Определим коэффициенты чувствительности фазовой ошибки к отклонениям параметров системы ФАП с ОС. Согласно (2) и (1):

$$\Delta\varphi_{уст} = G(\omega_0^2, \eta, \chi, \omega_n) = \psi(\kappa_1, \kappa_2, T_1, \tau_1, \omega_n).$$

Пусть $k_1 = k_{10} \pm \Delta k_{1 \max}$; $k_2 = k_{20} \pm \Delta k_{2 \max}$; $T_1 = T_{10} \pm \Delta T_{1 \max}$; $\tau_1 = \tau_{10} \pm \Delta \tau_{1 \max}$.

$$\text{Тогда } V_1 = \left(\frac{\partial \Delta\varphi}{\partial \kappa_1}\right)^0 = \frac{\partial \Delta\varphi}{\partial \omega_0^2} \frac{\partial \omega_0^2}{\partial \kappa_1}, \quad V_2 = \left(\frac{\partial \Delta\varphi}{\partial \kappa_2}\right)^0 = \frac{\partial \Delta\varphi}{\partial \omega_0^2} \frac{\partial \omega_0^2}{\partial \kappa_2} + \frac{\partial \Delta\varphi}{\partial \chi} \frac{\partial \chi}{\partial \kappa_2},$$

$$V_3 = \left(\frac{\partial \Delta\varphi}{\partial T_1}\right)^0 = \frac{\partial \Delta\varphi}{\partial \eta} \frac{\partial \eta}{\partial T_1} + \frac{\partial \Delta\varphi}{\partial \omega_0^2} \frac{\partial \omega_0^2}{\partial T_1}, \quad V_4 = \left(\frac{\partial \Delta\varphi}{\partial \tau_1}\right)^0 = \frac{\partial \Delta\varphi}{\partial \chi} \frac{\partial \chi}{\partial \tau_1}. \quad (6)$$

В результате дифференцирования находим:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \Delta\varphi}{\partial \omega_0^2} = -\frac{2(1-\chi)\Omega_n \eta}{\omega_0^4}; \quad \frac{\partial \Delta\varphi}{\partial \eta} = \frac{2(1-\chi)\Omega_n}{\omega_0^2}; \quad \frac{\partial \Delta\varphi}{\partial \chi} = \frac{2\Omega_n \eta}{\omega_0^2}, \\ \frac{\partial \omega_0^2}{\partial \kappa_1} = k_2/T_1; \quad \frac{\partial \omega_0^2}{\partial \kappa_2} = k_1/T_1; \quad \frac{\partial \omega_0^2}{\partial T_1} = -k_1 k_2/T_1^2, \\ \frac{\partial \eta}{\partial T_1} = -1/2T_1^2; \quad \frac{\partial \chi}{\partial \kappa_2} = \tau_1; \quad \frac{\partial \chi}{\partial \tau_1} = k_2. \end{array} \right. \quad (7)$$

С учётом (7) из выражения (6) получаем:

$$V_1 = \frac{2(\chi-1)\Omega_n \eta}{\omega_0^4} \frac{\kappa_2}{T_1}, \quad V_2 = \frac{2\Omega_n \eta}{\omega_0^2} \left[\frac{(\chi-1)\kappa_1}{\omega_0^2 T_1} - \tau_1 \right], \\ V_3 = \frac{(\chi-1)\Omega_n \eta}{\omega_0^2} \frac{1}{T_1} (1/T_1 - 2\eta), \quad V_4 = \frac{2\Omega_n \eta}{\omega_0^2} \kappa_2. \quad (8)$$

Подставляя коэффициенты чувствительности (8) в выражение (5), найдём величину фазовой ошибки системы с ОС в синхронном режиме при наличии параметрических возмущений.

Рассмотрим далее влияние параметрических возмущений на быстродействие системы ФАП с ОС. Интегральная квадратичная оценка системы (рис. 1в) определяется выражением

$$I_2 = (\omega_1^2 + \chi_1^2) / (4\omega_1^2 \eta_1), \quad (9)$$

где $\omega_1^2 = \kappa_1 \kappa_2 / T_1$; $\eta_1 = (1 + \kappa_1 \kappa_2 T_1) / (2T_2)$; $\chi_1 = (\tau_1 \kappa_2 - 1) / T_2$.

По аналогии с (8) запишем выражение для среднеквадратичного максимума интегральной оценки:

$$\Delta I_{2 \max} = \sqrt{\sum_{k=1}^m (V_k \Delta \alpha_{k \max})^2}, \quad (10)$$

где $V_k = (\partial I_2 / \partial \alpha_k)^0$ – коэффициент чувствительности интегральной оценки к изменению параметра α_k .

Тогда для варьированной интегральной квадратичной оценки справедливо соотношение:

$$I_2 = I_{2_0} \pm \Delta I_{2 \max} = I_{2_0} \pm \sqrt{\sum_{k=1}^m (V_k \Delta \alpha_{k \max})^2}. \quad (11)$$

Определим коэффициенты чувствительности интегральной оценки к отклонениям параметров системы ФАП с ОС. Согласно (9):

$$I_2 = F(\omega_1^2, \eta_1, \chi_1) = \varphi(k_1, k_2, T_1, T_2, \tau_1).$$

Пусть в системе ФАП с ОС произошли мгновенные вариации параметров:

$$k_1 = k_{1_0} \pm \Delta k_{1 \max}; k_2 = k_{2_0} \pm \Delta k_{2 \max}; T_1 = T_{1_0} \pm \Delta T_{1 \max}; \tau_1 = \tau_{1_0} \pm \Delta \tau_{1 \max}.$$

Тогда

$$\begin{aligned} V_1 &= \left(\frac{\partial I_2}{\partial k_1}\right)^0 = \frac{\partial I_2}{\partial \omega_1^2} \frac{\partial \omega_1^2}{\partial k_1} + \frac{\partial I_2}{\partial \eta_1} \frac{\partial \eta_1}{\partial k_1}, \\ V_2 &= \left(\frac{\partial I_2}{\partial k_2}\right)^0 = \frac{\partial I_2}{\partial \omega_1^2} \frac{\partial \omega_1^2}{\partial k_2} + \frac{\partial I_2}{\partial \eta_1} \frac{\partial \eta_1}{\partial k_2} + \frac{\partial I_2}{\partial \chi_1} \frac{\partial \chi_1}{\partial k_2}, \\ V_3 &= \left(\frac{\partial I_2}{\partial T_2}\right)^0 = \frac{\partial I_2}{\partial \omega_1^2} \frac{\partial \omega_1^2}{\partial T_2} + \frac{\partial I_2}{\partial \eta_1} \frac{\partial \eta_1}{\partial T_2} + \frac{\partial I_2}{\partial \chi_1} \frac{\partial \chi_1}{\partial T_2}, \\ V_4 &= \left(\frac{\partial I_2}{\partial T_1}\right)^0 = \frac{\partial I_2}{\partial \eta_1} \frac{\partial \eta_1}{\partial T_1}, \quad V_5 = \left(\frac{\partial I_2}{\partial \tau_1}\right)^0 = \frac{\partial I_2}{\partial \chi_1} \frac{\partial \chi_1}{\partial \tau_2}. \end{aligned}$$

В результате дифференцирования находим

$$\begin{aligned} V_1 &= -\frac{k_2}{\mu} \left(\frac{\chi_1^2}{\omega_1^2} + \frac{\omega_1^2 + \chi_1^2}{\eta_1} \frac{T_2}{2} \right), \quad V_2 = \frac{2}{\mu} \left[\chi_1 \tau_1 - \frac{\chi_1^2 k_1}{2\omega_1^2} - \frac{(\omega_1^2 + \chi_1^2) k_1 T_1}{4\eta_1} \right], \\ V_3 &= 1/4\eta_1 T_2, \quad V_4 = -(\omega_1^2 + \chi_1^2)/8\omega_1^4 \eta_1^2, \quad V_5 = 2\chi_1 k_1 / \mu, \end{aligned}$$

где $\mu = 4\omega_1^2 \eta_1 T_2$.

Подставляя полученные коэффициенты чувствительности V_k , $k = \overline{1, 5}$ в выражении (11), найдем величину интегральной квадратичной оценки системы ФАП с ОС при наличии параметрических возмущений.

Таким образом, методика оценки влияния параметрических возмущений на точность и быстродействие системы ФАП с ОС состоит из следующих этапов:

- определение матриц фазовых ошибок и интегральной квадратичной оценки системы при номинальных (расчетных) значениях параметров;
- определение источников параметрических возмущений и вызываемых ими вариаций параметров $\Delta \alpha_{k \max}$;

- вычисление коэффициентов чувствительности матриц фазовых ошибок и интегральной квадратичной оценки к вариациям параметров системы ФАП;
- расчет среднеквадратичного максимума фазовой ошибки в системе ФАП с ОС в синхронном режиме;
- вычисление среднеквадратичного максимума интегральной оценки системы ФАП с ОС;
- определение варьированных значений матриц фазовых ошибок квадратичной оценки системы.

Список литературы: 1. Автоматическая подстройка фазового набега в усилителях / Под ред. *М.В. Канранова*. М.: Сов. радио, 1972. 175 с. 2. *Нетудыхата Л.И., Стеклов В.К.* Системы фазовой автоподстройки в устройствах связи. К.: Техника, 2003. 368 с. 3. *Стеклов В.К., Скляренко С.Н., Костик Б.Я.* Системы фазовой автоподстройки с дифференциальными связями. К.: Техника, 2003. 325 с. 4. *Стеклов В.К., Андреев А.И.* Системы автоматического керування регулюванями джерелами живлення. К.: Техніка, 2001. 232 с. 5. *Черноруцкий Г.С., Сибрин А.П., Жабреев В.С.* Следящие системы автоматических манипуляторов. М.: Наука, 1987. 272 с.

*Государственный университет
информационно-коммуникационных технологий, г. Киев*

Поступила в редколлегию 03.04.2004

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЙ КВАРЦЕВЫЙ ЧАСТОТНЫЙ МОДУЛЯТОР НА БАЗЕ ТЕХНОЛОГИИ MEMS

Введение

Бурное развитие систем мобильной связи, широкое использование в них частотных и фазовых видов манипуляции, а также тенденция минимизации внешних по отношению к кристаллу интегральной микросхемы элементов привели в последнее десятилетие к интенсивному использованию и совершенствованию технологии микроэлектромеханических систем (MEMS) [1]. Производственной основой таких систем является CMOS технология с применением поверхностных полисиликоновых процессов, а наиболее часто применяемыми элементами – электрически управляемые конденсаторы [2] и колебательные системы [3]. Главными привлекательными чертами управляемых MEMS-конденсаторов являются более высокая по сравнению с интегральными варикапами добротность Q (вплоть до гигагерцового диапазона) и, соответственно, пропорциональный $1/Q^2$ уровень фазовых шумов генераторов, в состав которых они входят.

Управляемые MEMS-колебательные системы не вызывают пока столь же широкого интереса разработчиков, в первую очередь из-за проявления их нелинейности при амплитудах порядка единиц милливольт [1, 3]. Это ограничение ухудшает спектральные характеристики управляемых автогенераторов на их основе.

Несмотря на технологическую и промышленную освоенность управляемых MEMS-конденсаторов, практически отсутствует общий теоретический подход к их математическому моделированию и учёту реальных условий их функционирования. Это относится, например, к работе [4], в которой при наличии ряда упрощений и ограничений анализируются лишь вопросы устойчивости движения.

Основная часть

При теоретическом анализе работы MEMS-конденсатора предлагается базироваться на концепции многостороннего преобразователя А.А. Харкевича [5], а сам конденсатор реализовать в качестве неотъемлемой части частотного модулятора – кварцевой колебательной системы с управляемым межэлектродным зазором (ЧМ УМЗ). Эквивалентная схема такой системы (рис. 1) содержит управляемый MEMS-конденсатор ёмкостью $C_3(E_y)$.

Эквивалентная схема (рис. 1) представляет динамические L_q, C_q, R_q , статические $C_{пз}, C_0$ параметры пьезорезонатора и управляемый параметр $C_3(E_y)$. Конструктивно пьезоэлемент и $C_3(E_y)$ совмещены в одной конструкции так, что левая (по схеме рис. 1) обкладка конденсатора $C_3(E_y)$ нанесена на поверхность пьезоэлемента, а правая является подвижным электродом MEMS-конденсатора 2. На рис. 2 представлена физическая модель MEMS-конденсатора, находящегося под воздействием ансамбля внешних факторов $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$ (1 – упругий подвес; 2 – подвижный электрод; 3 – неподвижный электрод межэлектродного конденсатора ёмкостью $C_3(E_y)$; 4 – пьезоэлемент).

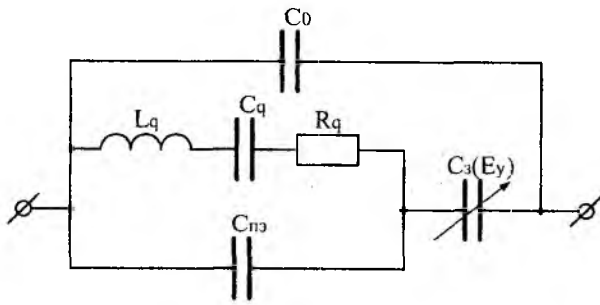


Рис. 1

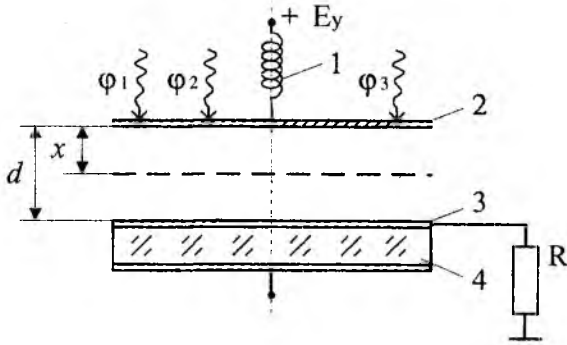


Рис. 2

Такая конструкция обеспечивает весьма малое влияние паразитной ёмкости C_0 на характеристики колебательной системы. Концепция А.А. Харкевича позволяет рассматривать MEMS-электростатический преобразователь напряжения E_y в механическое перемещение x с учетом действия влияющих факторов окружающей среды, то есть учитывать помимо управляющего действия E_y влияние температуры, влажности, давления, напряженности магнитного поля и т.д.

В соответствии с [5] введем обобщенные силы $\varphi_i (i = \overline{1, n})$, обобщенные перемещения $x_j (j = \overline{1, m})$, обобщенные скорости $\dot{x}_j (j = \overline{1, m})$ и обобщенные константы: m_{ij} , r_{ij} , k_{ij} , имеющие смысл

обобщенной массы, сопротивления и упругости, соответственно, причем в силу теории взаимности $m_{ij} = m_{ji}$, $r_{ij} = r_{ji}$, $k_{ij} = k_{ji}$.

Внутренняя энергия системы определяется следующим образом:

$$W_{\Sigma} = W_K + W_{\Pi} + W_T,$$

где $W_K(\dot{x}_j)$ – кинетическая энергия системы; $\dot{x}_j = dx_j/dt$; $W_{\Pi}(x_j)$ – потенциальная энергия системы; $W_T(\dot{x}_j) = 2 \int \Phi dt$ – энергия рассеивания; $\Phi(\dot{x}_j)$ – функция рассеивания.

Полная внешняя сила, обусловленная реакциями системы, будет

$$f_i = f_{(K)i} + f_{(\Pi)i} + f_{(T)i} = \frac{d}{dt} \left(\frac{dW_K}{d\dot{x}_j} \right) + \frac{dW_{\Pi}}{dx_j} + \frac{d\Phi}{d\dot{x}_j} \quad (1)$$

или

$$f_i = \sum_{j=1}^n \xi_{ij} x_j, \quad (2)$$

где $\xi_{ij} = p^2 m_{ij} + p r_{ij} + k_{ij}$; $p \equiv d/dt$ – операторный полином; m_{ij} , r_{ij} , k_{ij} – константы, имеющие размерность массы, механического сопротивления и упругости соответственно.

Рассматривая $F = \{f_i\}_{i=1}^n$ как вектор обратимо действующих факторов (напряженность электрического поля, температура, влажность и т.д.), образующий входной базис преобразователя и формируя вектор $X = \{x_j\}_{j=1}^n$ выходного базиса (перемещение, резонансная частота, амплитуда колебания и т.д.), получаем возможность идентифицировать основные дестабилизирующие факторы [6]. Это обеспечивает возможность снижения их влияния путём статирования или применением схем компенсации.

В анализируемой системе будем учитывать только две обобщенные силы: электрическо-го притяжения и упругости, а выходной базис будем рассматривать как скалярный, учитывая лишь механическое перемещение подвижного электрода x . Уравнение движения при этом получим из (1) в виде

$$m \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + r \frac{dx(t)}{dt} + kx(t) = \frac{1}{2} \frac{dC_3(t)}{dx} U^2(t), \quad (3)$$

где C_3 – ёмкость преобразователя; U – управляющее напряжение; x – величина хода подвижной обкладки конденсатора.

Левая часть выражения (3) характеризует механическую сторону преобразователя, а правая – электрическую сторону.

В целях упрощения анализа рассматриваемой системы ограничимся рассмотрением статического режима работы преобразователя, для чего примем $t = t_0$. В этом случае силы, действующие на подвижный электрод, определяются следующим образом:

$$f(x, U) = -kx + \frac{1}{2} \frac{dC_3}{dx} U^2, \quad (4)$$

$$C_3 = \frac{\epsilon \epsilon_0 S}{x_3}, \quad (5)$$

где ϵ – диэлектрическая проницаемость среды между обкладками; $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная; S – площадь обкладки конденсатора; x_3 – текущая величина зазора между обкладками конденсатора; k – коэффициент упругости подвеса.

Принимая во внимание, что величина зазора между обкладками конденсатора $d = x + x_3$, с учетом (5) выражение (4) принимает следующий вид:

$$f(x, U) = -kx + \frac{1}{2} \frac{\epsilon \epsilon_0 S U^2}{(d-x)^2} = k \left(-x + \frac{1}{2k} \frac{\epsilon \epsilon_0 S U^2}{(d-x)^2} \right).$$

Введем параметр $\lambda = \epsilon \epsilon_0 S U^2 / 2k$. В этом случае уравнение, связывающее параметр λ и координату положения равновесия x , имеет следующий вид:

$$f(x, \lambda) \equiv k \left(-x + \frac{\lambda}{(d-x)^2} \right) = 0$$

или

$$x^3 - 2dx^2 + d^2x - \lambda = 0. \quad (6)$$

Полученное кубическое уравнение (6) в зависимости от значения параметра λ может иметь от одного до трех действительных корней, что, в свою очередь, приводит к неоднозначности определения положения равновесия x системы. Для оценки положений равновесия системы от параметра λ по (6) построим бифуркационную диаграмму (рис. 3) – кривую $f(x, \lambda) = 0$ в плоскости λ, x ($S = (210 \times 230)$ мкм², $k = 13$ Н/м, $d = 2$ мкм) [7].

Определим положения точек бифуркации и соответствующие им значения параметра λ .

Согласно [7], точки кривой $f(x, \lambda) = 0$, для которых $f'_x(x, \lambda) = 0$, являются точками бифуркаций, а соответствующие значения параметра λ – бифуркационными значениями. Про дифференцировав (4) по x , получим

$$f'_x(x, \lambda) = 3x^2 - 4dx + d^2 = 0. \quad (7)$$

Полученное квадратное уравнение (7) имеет два корня:

$$x_1 = d, \quad x_2 = d/3. \quad (8)$$

Таким образом, приведенная на рис. 3 бифуркационная кривая имеет две точки бифуркации (А и В).

Для нахождения значащего корня уравнения (6) и аналитического построения модуля и фазной характеристики представим его в канонической форме

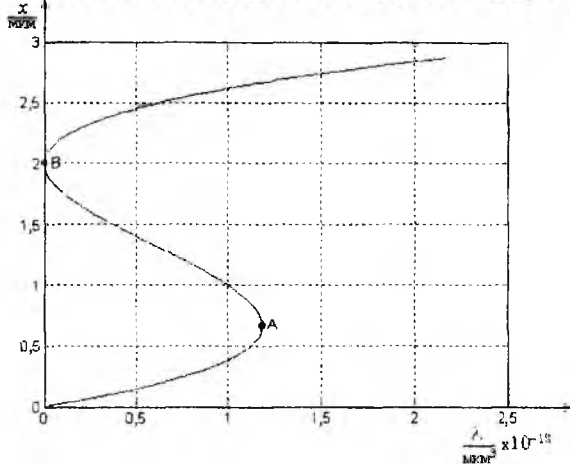


Рис. 3

модуля и фазной характеристики представим его в канонической форме

$$ax^3 + bx^2 + cx + d = 0.$$

Вводя замену переменной

$$y = x + \frac{b}{3a},$$

приходим к уравнению Кардано [8]

$$y^3 + 3py + 2q = 0, \quad (9)$$

где

$$2q = \frac{2b^2}{27a^2} - \frac{bc}{3a^2} + \frac{d}{a}, \quad 3p = \frac{3ac - b^2}{3a^2}.$$

Число действительных корней уравнения определяется знаком дискриминанта

$$D = q^2 + p^3. \quad (10)$$

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 трёх действительных корней два совпадают.

В общем случае решением уравнения (9) с учетом (10) являются корни

$$y_1 = -\frac{p}{\left(-q + \sqrt{q^2 + p^3}\right)^{1/3}} + \left(-q + \sqrt{q^2 + p^3}\right)^{1/3}, \quad (11)$$

$$y_2 = \frac{(1+i\sqrt{3})p}{2\left(-q + \sqrt{q^2 + p^3}\right)^{1/3}} - \frac{1}{2}(1-i\sqrt{3})\left(-q + \sqrt{q^2 + p^3}\right)^{1/3}, \quad (12)$$

$$y_3 = \frac{(1-i\sqrt{3})p}{2\left(-q + \sqrt{q^2 + p^3}\right)^{1/3}} - \frac{1}{2}(1+i\sqrt{3})\left(-q + \sqrt{q^2 + p^3}\right)^{1/3}. \quad (13)$$

Решая уравнение (6) по методу Кардано, производим замену:

$$y = x - \frac{2d}{3}, \quad (14)$$

а в уравнении (9) вводим

$$p = -\frac{d^2}{9}, q = \frac{d^3}{27} - \frac{\epsilon\epsilon_0 S}{4k} U^2.$$

Дискриминант (10) преобразуется к виду:

$$D = q^2 + p^3 = \frac{\epsilon\epsilon_0 S}{2k} U^2 \left(\frac{\epsilon\epsilon_0 S}{8k} U^2 - \frac{d^3}{27} \right). \quad (15)$$

В качестве критерия выбора верного корня уравнения введём дополнительное условие

$$x|_{U=0} = 0. \quad (16)$$

При отсутствии управляющего напряжения U найденные корни (11)...(13) уравнения (6) принимают следующие значения: $y_1 = -2d/3$, $y_2 = d/3$, $y_3 = d/3$. Следовательно, только первый корень y_1 с учетом (14) удовлетворяет условию (16), т.е. $x_1 = 0$. Таким образом, учитывая (14), представим корень (11) уравнения (9) в терминах (6):

$$x = \frac{1}{3} \left[2d - 1,6 \frac{d^2 k}{A} - 0,63 \frac{A}{k} \right], \quad (17)$$

где

$$A = \left(4d^3 k^3 - 27\epsilon\epsilon_0 S k^2 U^2 + 5,2 \sqrt{-8d^3 \epsilon\epsilon_0 S k^5 U^2 + 27\epsilon^2 \epsilon_0^2 S^2 k^4 U^4} \right)^{1/3}.$$

В силу (15) при $D = 0$ система теряет устойчивость, что проявляется в образовании двух совпадающих вещественных корней ($x_1 = x_2 = d/3$). Бифуркационное значение управляющего напряжения U_6 имеет при этом величину

$$U_6 = \sqrt{\frac{d^3}{27} \frac{8k}{\epsilon\epsilon_0 S}} \quad (18)$$

и, соответственно, бифуркационный параметр λ принимает значение $\lambda = 4d^3/27$.

Физически это означает, что при модулирующем $U \geq U_6$ подвижный электрод модулятора войдет в соприкосновение с неподвижным (точка бифуркации В), так как механическая сила упругости не будет в состоянии скомпенсировать действие электростатической.

Из (17) и (18) следует, что максимальная величина перемещения подвижного электрода составляет $x_{\max} = d/3$ и, следовательно, потенциальная величина изменения управляемой ёмкости зазора частотного модулятора такой конструкции составляет $(\Delta C/C)_{\max} = 0,5$, что во многих практических задачах вполне приемлемо.

Проведенный анализ позволяет построить основные расчетные зависимости для электростатического преобразователя, в частности, зависимость U_6 от величины d и теоретическую модуляционную характеристику $C_3(U)$.

В качестве примера произведём соответствующие расчеты для электростатических преобразователей с известными параметрами [2, 9]. В качестве материала для изготовления различного рода микромеханических систем используются полисиликоновые вещества, как правило, трёх видов – poly0, poly1 и poly2, имеющие ряд стандартных коэффициентов упругости: $k_1 = 13$ Н/м, $k_2 = 37$ Н/м, $k_3 = 122$ Н/м. Величина начального зазора d , определяющая при прочих равных условиях ёмкость преобразователя, варьируется в пределах (0,75...5,5) мкм, из них обычно используются значения $d_1 = 0,75$ мкм и $d_2 = 2$ мкм.

На рис. 4 приведена взаимосвязь бифуркационных значений U_6 и конструктивных параметров преобразователя; а – полный диапазон изменения U_6 ; б – диапазон изменения U_6 , $U_6 \leq 10$ В (– $S = (210 \times 230)$ мкм², – $S = (400 \times 400)$ мкм²). На рис. 5 приведена зависимость C_3 от $U_{упр}$ (x1- $S = (400 \times 400)$ мкм², x2 - $k_1 = \text{мкм}^2$; 11, 12 - $d_1 = 0,75$ мкм, $k_1 = 13$ Н/м; 21, 22 - $d_1 = 0,75$ мкм, $k_2 = 37$ Н/м; 31, 32 - $d_2 = 2$ мкм, $k_1 = 13$ Н/м; 41, 42 - $d_2 = 2$ мкм, $a_4 = -C_q^2 L_q^2 (C_{пз} + C_3)(C_0 C_x + C_{пз}(C_0 + C_3)) = 37$ Н/м.)

Упругие свойства материала и геометрия конструкции преобразователя в соответствии с (18) определяют предельно допустимое управляющее напряжение U_6 (рис. 4, табл.) и номинальную ёмкость преобразователя (рис. 5).

Как видно из рис. 4 а, величина U_6 может достигать 120 В. Практический интерес, однако, вызывает диапазон управляющих напряжений, величина которых не превышает 10 В (рис. 4 б), что позволяет использовать преобразователи данного типа в современных микроэлектронных устройствах. Параметры преобразователя и ограничение по величине $U_{упр}$ соответствующим образом влияют и на диапазон значений ёмкости C_3 (рис. 5).

Анализ приведенных зависимостей позволяет производить рациональный выбор параметров электростатических преобразователей, таких как площадь подвижного электрода S и жесткость подвеса k , в зависимости от требуемого диапазона изменения ёмкости и допустимых значений управляющего напряжения.

Таким образом, к достоинствам предлагаемого частотного модулятора на базе электростатического преобразователя относятся:

- простота и возможность микроэлектронного исполнения по технологии MEMS;
- малые значения управляющих напряжений ($U_{\max} = 5 \dots 10$ В), что позволяет исключить необходимость в использовании дополнительных источников питания или преобразователей DC-DC.

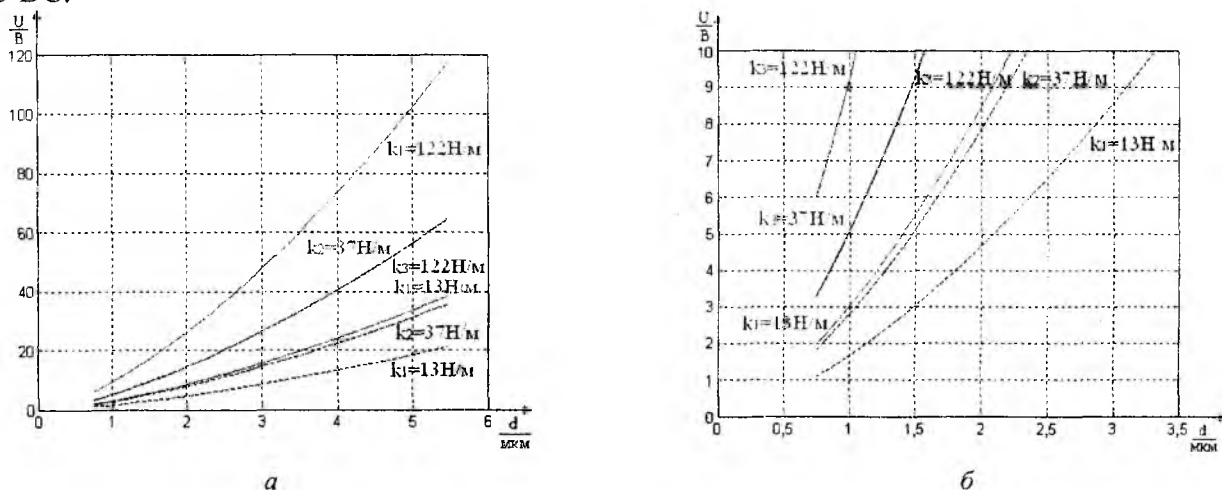


Рис. 4

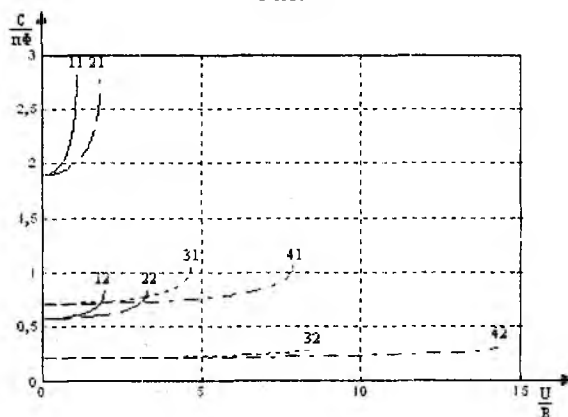


Рис. 5

К недостаткам частотного модулятора можно отнести:

– возможность потери устойчивости работы преобразователя, что требует дополнительных мер по ограничению управляющего напряжения ($U_{\max} < U_0$);

– малая относительная величина хода подвижного электрода, не превышающая $d/3$;

– существенная нелинейность модуляционной характеристики при анализируемых параметрах, характерных для технологии MEMS.

К числу недостатков также могут быть отнесены малое абсолютное значение ёмкости преобразователя и малый диапазон её перестройки.

Первый из указанных недостатков может быть частично устранен изменением параметров и геометрии преобразователя. Для преобразователя с существенно большим номиналом емкости целесообразно соединение группы однотипных преобразователей в единую группу –

матрицу, каждый элемент которой имеет собственный вывод управления. Составленный подобным образом подвижный электрод назовем матричным. Такое соединение позволит не только увеличить ёмкость системы в целом, но и осуществлять более тонкий, дискретный, контроль её параметров. Здесь рассматривается электрод, составленный из матрицы преобразователей 5×5 , выполненных из материала с $k_1 = 13$ Н/м (рис. 6).

Второй из перечисленных недостатков может быть устранен путём изменения конструкции преобразователя.

Использование одного электростатического преобразователя или матрицы на их основе отражается лишь в изменении номинала управляемой емкости C_3 , при этом эквивалентная схема ЧМ УМЗ остается неизменной.

Эквивалентная схема кварцевой колебательной системы с УМЗ описывается уравнением [10]

$$(a_4 \cdot w^4 + a_2 \cdot w^2 + a_0)w = 0, \quad (19)$$

где коэффициенты уравнения

$$\begin{aligned} a_0 &= -(C_{n3} + C_q + C_3)(C_0(C_{n3} + C_q) + C_3(C_{n3} + C_0 + C_q)); \\ a_2 &= C_q \left((2C_{n3}C_0(C_{n3} + C_q) + 2C_3(C_{n3}(C_{n3} + 2C_0) + C_q(C_{n3} + C_0))) + \right. \\ &\quad \left. + C_3^2(2(C_{n3} + C_0) + C_q) \right) L_q - C_q R_q^2 (C_{n3} + C_3)(C_{n3}C_3 + C_{n3}(C_0 + C_3)); \\ a_4 &= -C_q^2 L_q^2 (C_{n3} + C_3)(C_0C_x + C_{n3}(C_0 + C_3)) \end{aligned}$$

являются функциями параметров схемы.

x, мкм	x, мкм	$U_0, В$					
		$S = (210 \times 230)$			$S = (400 \times 400)$		
		мкм ²			мкм ²		
		k, Н/м			k, Н/м		
13	37	122	13	37	122		
0.75	0.25	1.9	3.3	5.7	1.1	1.8	3.3
1.0	0.33	3.00	5.0	9.2	1.6	2.8	5.1
1.5	0.5	5.5	9.3	16.9	3.0	5.1	9.3
2.0	0.66	8.5	14.3	26.0	4.7	7.9	14.3
2.5	0.83	11.9	20.0	36.3	6.5	11.0	19.9
3.0	1.0	15.6	26.3	47.8	8.6	14.4	26.2
3.5	1.16	19.6	33.1	60.2	10.8	18.2	33.1
4.0	1.33	24.0	40.5	73.5	13.2	22.2	40.4
4.5	1.5	28.6	48.3	87.7	15.8	26.5	48.2
5.0	1.66	33.5	56.6	102.7	18.4	31.1	56.5
5.5	1.83	38.7	65.3	118.6	21.3	35.9	64.3

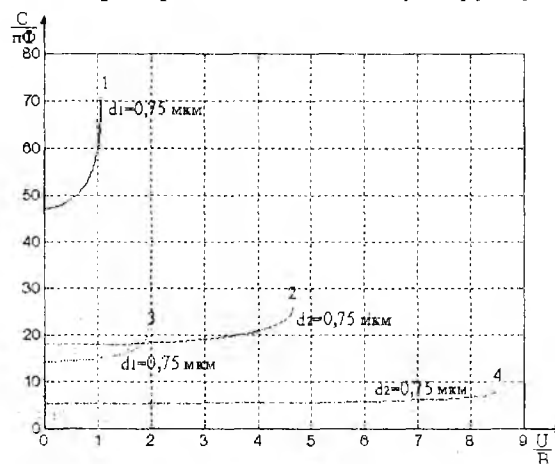


Рис. 6

Решение уравнения (19) позволяет построить модуляционную характеристику (МХ) ЧМ УМЗ с матричным электродом ($d_2 = 2$ мкм; сплошной линией обозначено $S = (210 \times 230) \text{ мкм}^2$, $k_1 = 13$ Н/м; пунктиром – $S = (400 \times 400) \text{ мкм}^2$, $k_2 = 37$ Н/м., рис. 7) и зависимость эквивалентного последовательного сопротивления (ESR, рис. 8) как функции от управляющего напряжения.

Анализ рис. 7 и рис. 8 показывает, что форма представленных на них зависимостей в точности соответствует характеристикам частотного модулятора с использованием в качестве подвижного электрода металлической мембраны. Однако, в случае построения МХ, использование матричных электродов с различными параметрами приводит к изменению номинального значения и диапазона перестройки частоты ЧМ УМЗ. В тоже время, вариация параметров матричного электрода позволяет в три и более раз снизить значение ESR, что является весьма существенным фактором при разработке схем возбуждения таких ЧМ УМЗ.

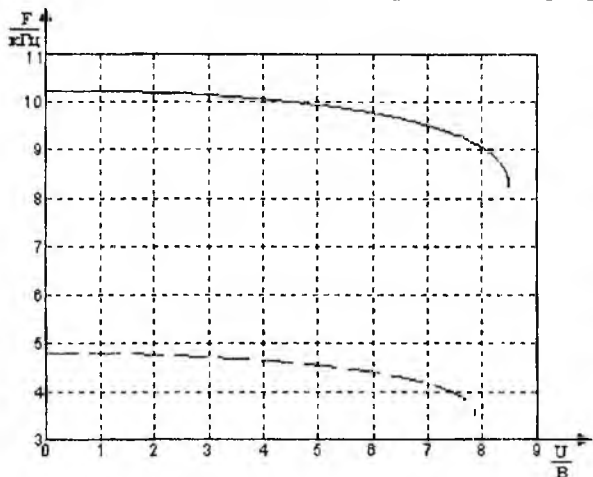


Рис. 7

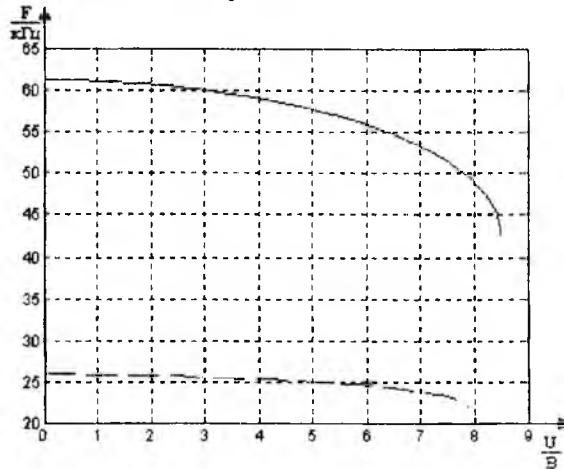


Рис. 8

Выводы

Таким образом, применение технологии MEMS позволяет разрабатывать частотные модуляторы на основе кварцевых резонаторов с электростатически управляемым межэлектродным зазором, которые, в отличие от варикапов, обладают более высокой добротностью, низким уровнем шумов, а малая величина ESR колебательной системы обеспечивает хорошие условия их возбуждения интегральными микросхемами передатчиков и трансиверов.

Список литературы: 1. *Nguyen C.T.-C., Katehi L.P.B., and Rebeiz G.M.*, «Micromachined devices for wireless communications (invited)» Proc. IEEE, vol. 86, no. 8, pp. 1756 – 1768, Aug. 1998. 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, December 1998, pp. 2587 – 2596. 3. *Nguyen C.T.-C. and Howe R.T.*, «CMOS micromechanical resonator oscillator» Technical Digest, IEEE International Electron Devices Meeting, Washington, D. C., December 5–8, 1993, pp. 199 – 202. 4. *John A. Pelesko.* Mathematical modeling of electrostatic MEMS with tailored dielectric properties. Society for Industrial and Applied Mathematics. 2002, vol. 62, No. 3, pp. 888 – 908. 5. *Харкевич А.А.* Теория электроакустических преобразователей: Избр. труды в трёх томах. Т. 1. М.: Наука, 1973. 400 с. 6. *Колпаков Ф.Ф.* Многочастотный подход к проблеме инвариантности пьезорезонансных устройств // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 1987. № 9. С.46 – 48. 7. *Андронов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э.* Теория колебаний. М.: Гос. изд. физ. – мат. лит., 1959. 915 с. 8. Математическая энциклопедия: в пяти томах. Т. 5. М.: Сов. энцикл., 1977 – 1985. 722 с. 9. *Altug Oz, Gary K. Fedder.* RF CMOS-MEMS capacitor having large tuning range. The 12th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems, Boston, June 8–12, 2003, pp. 851 – 854. 10. *Колпаков Ф.Ф., Пидченко С.К., Акулиничев А.А.* Моделирование управляемой пьезорезонансной колебательной системы с низкодобротной RC-цепью // 36. наук. праць VII наук. – техн. конференції «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах». Хмельницький, 2000. С. 148 – 152.

МЕТОДЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ АБОНЕНТСКИХ СТАНЦИЙ

Голова пользователя абонентской станции (АС) находится в ближней зоне электромагнитного поля излучаемого антенной АС. Имеет место как потенциально вредное воздействие на биологические ткани со стороны поля, так и влияние тела человека на характеристики самой антенны. В настоящее время проводятся интенсивные исследования, связанные, как правило, с оценкой влияния электромагнитного поля на голову пользователя АС. Для расчета ближнего и дальнего полей, излучаемых антенной системой АС, используют моделирование электромагнитных явлений на компьютере. Моделирование выполняется с помощью численных методов на электродинамическом уровне. Численные методы решения уравнений Максвелла работают тем точнее, чем большими компьютерными ресурсами располагает исследователь. Добавление в качестве моделируемого объекта тела человека, представляющего собой диэлектрический материал с большими потерями, значительно усложняет задачу. Однако именно расчет и уменьшение мощности, поглощаемой в теле человека при работе АС, является одной из приоритетных задач проектирования АС.

Рассмотрим методы численного электродинамического анализа антенн АС и современные программы, реализующие эти методы.

Метод моментов (Method of Moments, MoM) предполагает описание антенны в виде многослойной планарной конструкции. Слои, где это необходимо, соединяются с помощью металлических перемычек. Считается, что токи в этих перемычках имеют только вертикальную составляющую по оси Z . Используя известные функции Грина для элементарных металлических форм, на которые разбивается вся металлическая форма плоской антенны, программа решает систему уравнений, составленную на основании непрерывности полей на границах слоев.

В 1993 компания Zeland представила программу IE3D для электромагнитного моделирования и оптимизации. Имитатор IE3D имеет много хороших особенностей для моделирования антенн в слоистой диэлектрической среде. Имитатор IE3D простой в использовании, точен и эффективен для моделирования различных структур типа волноводов и антенн. Однако метод моментов имеет некоторый свойственный ему недостаток в моделировании трехмерных диэлектрических структур, волноводных структур и структур с сильно неравномерным распределением напряженности электрического поля. Метод конечных элементов. В этом методе (Finite Element Method, FEM) все анализируемое пространство разбивается на конечные элементы, в соответствии с ожидаемой скоростью изменения поля. Формируется набор неизвестных (значения поля) на гранях конечных элементов, составляется система уравнений, которая решается в частотной области.

Одной из программ, которая рассчитывает СВЧ конструкции в трехмерном представлении, является программа HFSS. Эта программа совмещена с AutoCAD, поэтому рисование конструкции в ней аналогично черчению объектов в среде AutoCAD. Программа HFSS использует метод конечных элементов (FEM) для расчета электромагнитного поля во всех точках анализируемого пространства. Основная идея расчета мощности, поглощаемой в голове пользователя, состоит в использовании специального режима вывода результатов расчета модуля электромагнитного поля вдоль линии (LINE), пересекающей конструкцию насквозь. В этом случае можно рассчитать зависимость модуля поля от координаты удаления от антенны.

Программа HFSS делит все анализируемое пространство на тетраэдры, составляет систему уравнений для неизвестных (величины электрического и магнитного поля в вершинах). Погрешность метода конечных элементов, реализованного в программе HFSS, состоит в том, что разбиение на неодноразмерные тетраэдры дает скачки напряженности поля в промежу-

точных точках, поскольку в методе происходит сшивание и выравнивание величин поля только в определенных точках пространства.

Метод конечно-разностного домена времени (finite-difference time-domain, FDTD) состоит в использовании метода конечных разностей для решения системы уравнений Максвелла в форме алгебраических уравнений.

По сравнению с алгоритмами моделирования в частотной области типа MOM и FEM, FDTD имеет следующие характерные особенности:

1. Метод FDTD простой в программной реализации.

2. Окончательные алгебраические уравнения для FDTD записываются во временной форме. FDTD, не создает большие матричные уравнения, которые присущи MOM и FEM. Хотя основные вычислительные требования для FDTD обычно намного выше, чем для MOM при моделировании маленьких и средних структур, FDTD может требовать намного меньше вычислительные ресурсы, чем MOM, для больших структур. С другой стороны FDTD обычно требуют меньше вычислительных ресурсов, по сравнению с FEM для сильно изогнутых структур.

3. Моделирование FDTD дает обычно широкополосный результат. Одно единственное моделирование может выдавать широкополосную частотную характеристику. MOM и FEM обычно требуют широкой частотной полосы для полного анализа.

4. FDTD имитаторы могут обрабатывать сложный диэлектрик, структурируя его намного проще, чем MOM и FEM.

Для решения задачи поглощения электромагнитной энергии в теле пользователя (задача SAR) специально была разработана программа FIDELITY (фирма Zeland). Эта программа использует прямое интегрирование уравнений Максвелла во временной области, применяя импедансные эквиваленты электромагнитного поля (элементы Yee). Программа FIDELITY использует метод FDTD и рассчитывает переходной процесс в реальной трехмерной конструкции.

Метод FDTD использует для описания электромагнитных явлений в произвольной среде систему уравнений Максвелла в дифференциальной форме:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}, \quad (1)$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (2)$$

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho, \quad (3)$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0, \quad (4)$$

где \vec{E} – вектор напряженности электрического поля; \vec{H} – вектор напряженности магнитного поля; $\vec{J} = \vec{J}_{\text{пров}} + \vec{J}_{\text{конв}} = \sigma \vec{E} + \rho \vec{v}$ – вектор плотности полного тока; σ – удельная проводимость среды; \vec{v} – вектор скорости движения заряженных частиц; ρ – объемная плотность заряда.

Уравнения (1) – (4) дополняются уравнениями, описывающими среду, в которой распространяется электромагнитная волна. В общем случае эти уравнения для произвольной среды имеют вид:

$$\vec{D} = \epsilon \epsilon_0 \vec{E}, \quad (5)$$

$$\vec{B} = \mu \mu_0 \vec{H}, \quad (6)$$

где ϵ_0 и μ_0 – диэлектрическая и магнитная постоянные; $\epsilon = \epsilon(x, y, z, t)$ и $\mu = \mu(x, y, z, t)$ – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды.

Для понимания логики построения конечно-разностной схемы распишем подробно систему уравнений в частных производных (1) – (4) с учетом материальных уравнений (5) и (6) в декартовой системе координат.

$$\vec{i}\left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z}\right) + \vec{j}\left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x}\right) + \vec{k}\left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y}\right) = J_x \vec{i} + J_y \vec{j} + J_z \vec{k} + \frac{\partial D_x}{\partial t} \vec{i} + \frac{\partial D_y}{\partial t} \vec{j} + \frac{\partial D_z}{\partial t} \vec{k}, \quad (7)$$

$$\vec{i}\left(\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z}\right) + \vec{j}\left(\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x}\right) + \vec{k}\left(\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y}\right) = \left(-\frac{\partial B_x}{\partial t} \vec{i}\right) + \left(-\frac{\partial B_y}{\partial t} \vec{j}\right) + \left(-\frac{\partial B_z}{\partial t} \vec{k}\right), \quad (8)$$

$$\frac{\partial D_x}{\partial x} + \frac{\partial D_y}{\partial y} + \frac{\partial D_z}{\partial z} = \rho, \quad (9)$$

$$\frac{\partial B_x}{\partial x} + \frac{\partial B_y}{\partial y} + \frac{\partial B_z}{\partial z} = 0, \quad (10)$$

$$D_x \vec{i} + D_y \vec{j} + D_z \vec{k} = \epsilon \epsilon_0 (E_x \vec{i} + E_y \vec{j} + E_z \vec{k}), \quad (11)$$

$$B_x \vec{i} + B_y \vec{j} + B_z \vec{k} = \mu \mu_0 (H_x \vec{i} + H_y \vec{j} + H_z \vec{k}), \quad (12)$$

где x, y, z – компоненты векторов напряженностей (\vec{E} , \vec{H}) и индукций (\vec{D} , \vec{B}) электрического и магнитного полей соответственно, а также вектора полного тока \vec{J} по осям x, y, z .

Пространственно-временная дискретизация позволяет перейти от непрерывного пространства и времени к дискретному. Это означает, что всё пространство вычисления покрыто равномерной сеткой пространственных координат x, y , и z , а также времени t . Узлы сетки электрического и магнитного полей смещены по отношению друг к другу во времени и пространстве на половину шага дискретизации по каждой из переменных [1, 2]. Используя конечно-разностные уравнения, можно определить значения электрического и магнитного полей в данный момент времени на основании известных значений в предыдущий момент времени.

На рис. 1 показано расположение компонентов электрического и магнитного поля. Построение такого шаблона позволяет осуществить переход по пространственным координатам x, y и z от системы дифференциальных уравнений к системе алгебраических уравнений.

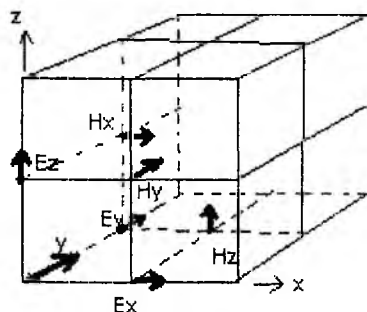


Рис. 1

В методике FDTD числовая модель анатомии человека составлена из трехмерной сетки небольших кубиков. Электрические свойства каждого кубика соответствуют свойствам ткани в этом месте. Сознательное ограничение модели человека только головой объясняется тем, что в случае облучения полями, идущими от АС, наибольшие величины SAR (SAR – specific absorption rate, удельная абсорбция) концентрируются именно в голове пользователя [3].

Необходимость создания инструмента для числовой симуляции того, как пользователь АС облучается радиочастотными полями, вызвана тем, что в действительности невозможно измерить распределение полей или величины SAR внутри человека. И в то же время SAR является важнейшей величиной, так как нормы облучения человека установлены в SAR [4].

Параметр SAR служит для оптимизации технических характеристик АС. Есть три взаимосвязанных фактора, которые учитывают производители: качество работы АС в сетях операторов, её привлекательность для потребителя в плане размера, веса и дизайна и, наконец, безопасность пользователя (величина SAR). Уменьшение габаритов телефона и улучшение качества связи приводит к увеличению SAR. Для выбора оптимального варианта конструкции АС производители используют моделирование,

Список литературы: 1. *Yee K.S. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media / Yee K.S. // Proc. IEEE. Transactions Antennas and Propagation. 1966. Vol. AP-14, P. 302 – 307.* 2. *Yee K.S. Conformal hybrid finite difference time domain and finite volume time domain. / Yee K.S., Chen J.S. // Proc. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1994. vol. 42, NO. 10.* 3. *L.W. Li Specific Absorbtion Rates in Human Head Due to Handset Antennas: A Comporative Study Using FDTD Method. / L.W. Li, M.S. Leong, P.S. Kooi, T.S. Yeo // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2000. Vol. 14. P. 987 – 1000.* 4. *P. J. Dimbylow Finite-difference time-domain calculations of SAR in a realistic heterogeneous model of the head for plane-wave exposure from 600 MHz to 3 GHz / P.J. Dimbylow, O.P. Gandhi // Phys. Med. Biol. 1991. Vol. 36. N. 1. P. 1075 – 1089.*

*Харьковский национальный
университет радиозлектроники*

Поступила в редколлегию 11.03.2004

Э. А. СУКАЧЕВ, *д-р техн. наук*, И. В. СТРЕЛКОВСКАЯ, *канд. физ.-мат. наук*

СИНТЕЗ МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ СЕЛЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ, ПОСТРОЕННЫХ НА ОСНОВЕ КУБИЧЕСКИХ СПЛАЙНОВ

В современных телекоммуникационных системах широкое применение получили сигналы с финитным спектром, удовлетворяющие первому критерию Найквиста, которые принято называть селективными сигналами [1]. Если сигнал $g(t)$ удовлетворяет первому критерию Найквиста, то справедливо равенство [1]:

$$g(kT) = \begin{cases} U & \text{при } k = 0, \\ 0 & \text{при } k = \pm 1, \pm 2, \dots, \end{cases} \quad (1)$$

где T – длительность тактового интервала.

Основным свойством сигналов этого класса является наличие эквидистантных нулей и, как следствие, отсутствие межсимвольной интерференции (МСИ). Важными показателями этих сигналов являются также степень концентрации энергии в заданном интервале, закон убывания $g(t)$ при $t \rightarrow \infty$, форма раскрыва глаз-диаграммы и т.д. [2, 3].

Известно [2], что точность и вычислительная сложность анализа и синтеза селективных сигналов во многом определяется тем, насколько адекватно поставленной задаче выбран способ аппроксимации спектральной плотности $G(j\omega)$ этих сигналов в переходной области $[\omega_A, \omega_B]$ (рис. 1).

В [2] для получения аналитической записи селективного сигнала было использовано представление его спектральной плотности в переходной области отрезками прямых, то есть сплайнами первого порядка. Задача использования кубических сплайнов для интерполяции кривой $G(j\omega)$, $\omega_A \leq \omega \leq \omega_B$, впервые была поставлена и решена в [3]. Обобщая результаты, полученные в [3], в работе [4] был введен новый параметр ρ , характеризующий наклон спектральной функции в точке C (рис. 1), что позволило глубже исследовать зависимость перераспределения энергии сигнала $g(t)$ от формы $G(j\omega)$ в различных интервалах. Развивая эту идею, можно ввести независимые дополнительные параметры, добавляя новые узлы интерполяции.

Цель данной работы – разработать метод интерполяции спектральной плотности селективного сигнала сплайн-функциями третьего порядка, позволяющий увеличить число независимых параметров, и исследовать зависимость свойств сигнала от этих параметров.

Будем полагать, что селективный сигнал или импульс Найквиста $g(t)$ обладает четной симметрией и его фазовый спектр равен нулю, то есть $G(j\omega) = |G(j\omega)| = G(\omega)$.

Тогда его спектральная плотность (амплитудный спектр) может быть записана следующим образом:

$$|G(j\omega)| = \begin{cases} UT, & |\omega| < \omega_A, \\ G_{\Delta 1}(\omega), & \omega_A \leq |\omega| \leq \omega_C, \\ G_{\Delta 2}(\omega), & \omega_C < |\omega| \leq \omega_B, \\ 0, & |\omega| > \omega_B, \end{cases} \quad (2)$$

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

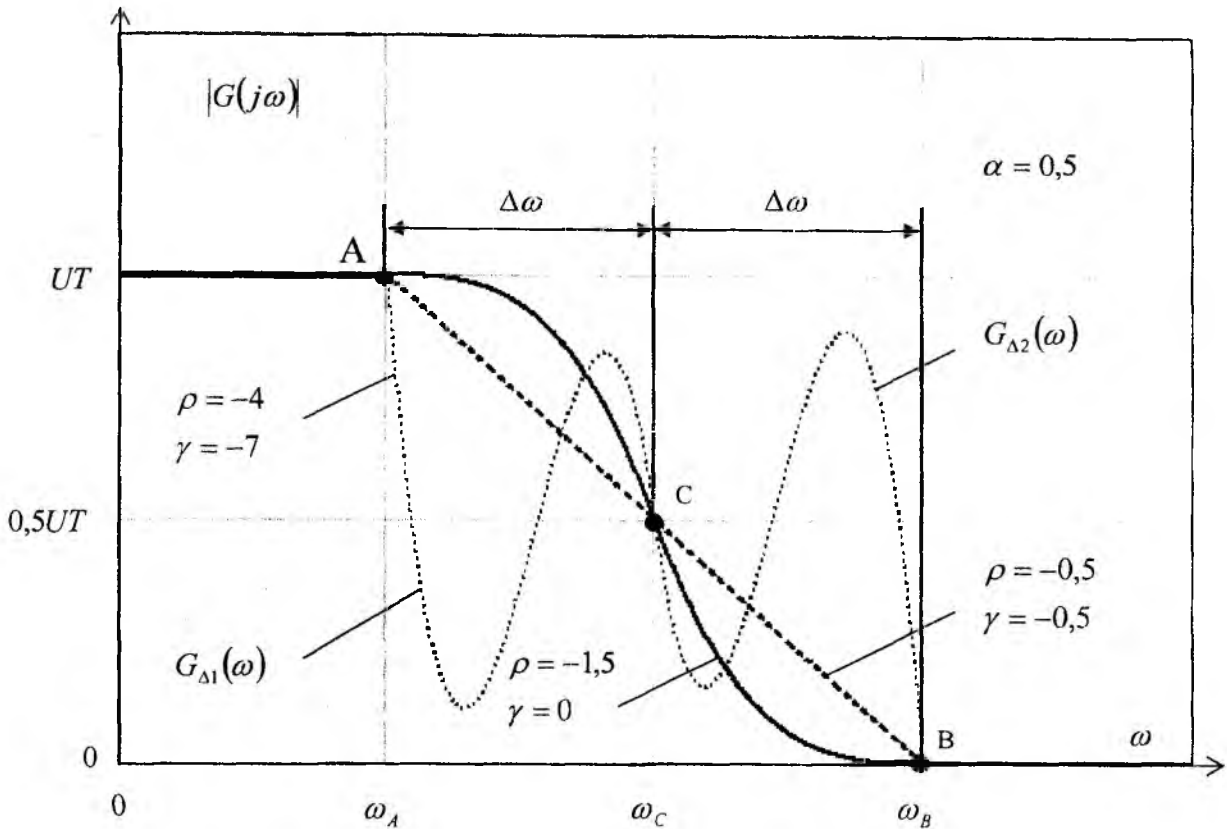


Рис. 1

В силу известной симметрии спектральной плотности $|G(j\omega)|$ относительно точки C функции $G_{\Delta 1}(\omega)$ и $G_{\Delta 2}(\omega)$ в (2) связаны равенством [2]:

$$G_{\Delta 1}(\omega) = UT - G_{\Delta 2}(2\omega_C - \omega), \quad \omega_A \leq |\omega| \leq \omega_C. \quad (3)$$

Аналитическое выражение для спектральной плотности в переходной области $[\omega_A, \omega_B]$ можно получить, если применить метод интерполяции кусочно-кубическими многочленами, которые дают возможность соединить точки A, B и C .

В качестве таких многочленов будем использовать кубические сплайны класса C^2 (кубические сплайны дефекта 1, являющиеся дважды непрерывно-дифференцируемыми функциями) [4]. Интерполяционный кубический сплайн будем искать на промежутке $[\omega_C, \omega_B]$, а далее, используя равенство (3), можно будет восстановить вид всей функции $|G(j\omega)|$ в переходной области.

Тогда полином $G_{\Delta 2}(\omega)$ между опорными точками ω_C и ω_B можно определить как

$$G_{\Delta 2}(\omega) = y(\omega) = a + b(\omega - \omega_C) + c(\omega - \omega_C)^2 + d(\omega - \omega_C)^3, \quad \omega_C \leq \omega \leq \omega_B, \quad (4)$$

где a, b, c, d – неизвестные коэффициенты, для определения которых используем условия интерполяции, аналогичные тем, которые были сформулированы в [3], а именно

$$\begin{cases} y(\omega_C) = a = y_C; \\ y(\omega_B) = a + b\Delta\omega + c\Delta\omega^2 + d\Delta\omega^3 = y_B; \\ y'(\omega_C) = b = y'_C; \\ y'(\omega_B) = b + 2c\Delta\omega + 3d\Delta\omega^2 = y'_B. \end{cases} \quad (5)$$

Согласно основным свойствам спектра селективного сигнала (рис. 1) имеем $y_c = 0,5UT$, $y_B = 0$. Следуя [3], представим производные в точках интерполяции в виде $y'_c = \rho UT/\Delta\omega$, $y'_B = \gamma UT/\Delta\omega$, где ρ и γ – безразмерные коэффициенты. Здесь коэффициент γ является новым параметром.

После этого решаем систему уравнений (5) и находим коэффициенты a, b, c, d .

В окончательной записи искомый кубический сплайн выглядит следующим образом:

$$G_{\Delta 2}(\omega) = 0,5UT + \frac{\rho UT}{\Delta\omega}(\omega - \omega_c) - \frac{(1,5 + 2\rho + \gamma)UT}{\Delta\omega^2}(\omega - \omega_c)^2 + \frac{(1 + \rho + \gamma)UT}{\Delta\omega^3}(\omega - \omega_c)^3, \\ \omega_c \leq \omega \leq \omega_B. \quad (6)$$

Таким образом, спектральная характеристика (2) при фиксированной частоте $\omega_c = \pi/T$ зависит от трех параметров – α, ρ, γ . Первый определяет ширину переходной области $2\Delta\omega = 2\alpha\omega_c$, а от двух других зависит форма спектра в переходной области. При изменении всех параметров в допустимых пределах функция $g(t)$ остается в классе селективных сигналов, удовлетворяющих критерию (1). Однако такие изменения оказывают влияние на поведение функции $g(t)$ в промежутках между эквидистантными нулями, то есть на другие показатели селективного сигнала.

Прежде чем находить аналитическое выражение сигнала $g(t)$, определим область допустимых значений параметров ρ и γ . Это легко сделать, принимая во внимание очевидные условия физической реализуемости в сочетании с критериями Найквиста в частотной области (3):

$$0 \leq G_{\Delta 2}(\omega) \leq UT, \quad \omega_c \leq \omega < \omega_B.$$

Для упрощения дальнейших исследований сделаем в (6) замену переменной $x = \omega/\omega_c$ и введем нормировку относительно UT . Тогда получим:

$$y(x) = ax^3 + bx^2 + cx + d, \quad (7)$$

$$\text{где } a = \frac{1 + \rho + \gamma}{\alpha^3}; \quad b = -\frac{3 + 1,5\alpha + (3 + 2\alpha)\rho + (3 + \alpha)\gamma}{\alpha^3};$$

$$c = \frac{3(1 + \alpha) + (3 + 4\alpha + \alpha^2)\rho + (3 + 2\alpha)\gamma}{\alpha^3}; \quad d = -\frac{1 + 1,5\alpha - 0,5\alpha^3 + (1 + 2\alpha + \alpha^2)\rho + (1 + \alpha)\gamma}{\alpha^3}.$$

Полином (7) на интервале $1 \leq x \leq 1 + \alpha$ должен удовлетворять двум неравенствам, а именно: $0 \leq y(x)$ и $y(x) \leq 1$. Исследования показывают, что эти неравенства остаются справедливыми при изменении параметров ρ и γ в некоторых пределах.

Форма спектральной плотности селективного сигнала в переходной области определяется величиной параметров ρ и γ . Если в (7) $a = 0$, то кубический сплайн превращается в квадратичный. Такой частный случай имеет место тогда, когда указанные параметры связаны соотношением

$$\rho = -\gamma - 1. \quad (8)$$

В полученной таким образом квадратичной функции ветви могут быть направлены вверх ($b > 0$) или вниз ($b < 0$). Подставляя (8) в выражение для коэффициента b , получаем $b = (0,5 + \gamma)/\alpha^2$. Следовательно, $b > 0$ при $\gamma > -0,5$ и $b < 0$ при $\gamma < -0,5$. Если $\gamma = -0,5$, то квадратичный сплайн превращается в линейный

$$y(x) = cx + d = -\frac{1}{2\alpha}x + \frac{1 + \alpha}{2\alpha}, \quad 1 < x < 1 + \alpha.$$

На рис. 1 приведена графическая иллюстрация частных случаев спектральной плотности, удовлетворяющей первому критерию Найквиста.

Рассмотрим сигнальную функцию, спектральная плотность которой описывается соотношением (6). Для того, чтобы получить аналитическое выражение селективного сигнала $g(t)$, можно воспользоваться обратным преобразованием Фурье спектральной плотности (2) с учетом (3) и (6). Однако в данном случае проще воспользоваться соотношениями, которые были получены в [2], а именно интегральным преобразованием вида

$$g(t) = U \frac{\sin \omega_c t}{\omega_c t} \left[1 - \frac{2t}{UT} X(t) \right], \quad -\infty < t < \infty, \quad (9)$$

где

$$X(t) = \int_{\omega_c}^{\omega_B} G_{\Delta 2}(\omega) \sin[(\omega - \omega_c)t] d\omega, \quad -\infty < t < \infty. \quad (10)$$

Подставляя (6) в (10), после соответствующих преобразований находим:

$$X(t) = \frac{UT}{2t} \left[1 - \frac{12(1 + \rho + \gamma)}{\Delta \omega^3 t^3} \sin \Delta \omega t + \frac{2(3 + 4\rho + 2\gamma)}{\Delta \omega^2 t^2} + \frac{2(3 + 2\rho + 4\gamma)}{\Delta \omega^2 t^2} \cos \Delta \omega t + \frac{2\gamma}{\Delta \omega t} \sin \Delta \omega t \right], \quad -\infty < t < \infty. \quad (11)$$

Подстановка (11) в (9) приводит к окончательному результату:

$$g(t) = U \frac{\sin \omega_c t}{\omega_c t} \left[\frac{12(1 + \rho + \gamma)}{\Delta \omega^3 t^3} \sin \Delta \omega t - \frac{2(3 + 4\rho + 2\gamma)}{\Delta \omega^2 t^2} - \frac{2(3 + 2\rho + 4\gamma)}{\Delta \omega^2 t^2} \cos \Delta \omega t - \frac{2\gamma}{\Delta \omega t} \right]. \quad (12)$$

При $\gamma = 0$ выражение (12) принимает вид:

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

что совпадает с полученной ранее в [4, 5] формулой.

Рис. 2 иллюстрирует зависимость формы селективного сигнала $g(t)$ от параметров ρ и γ .

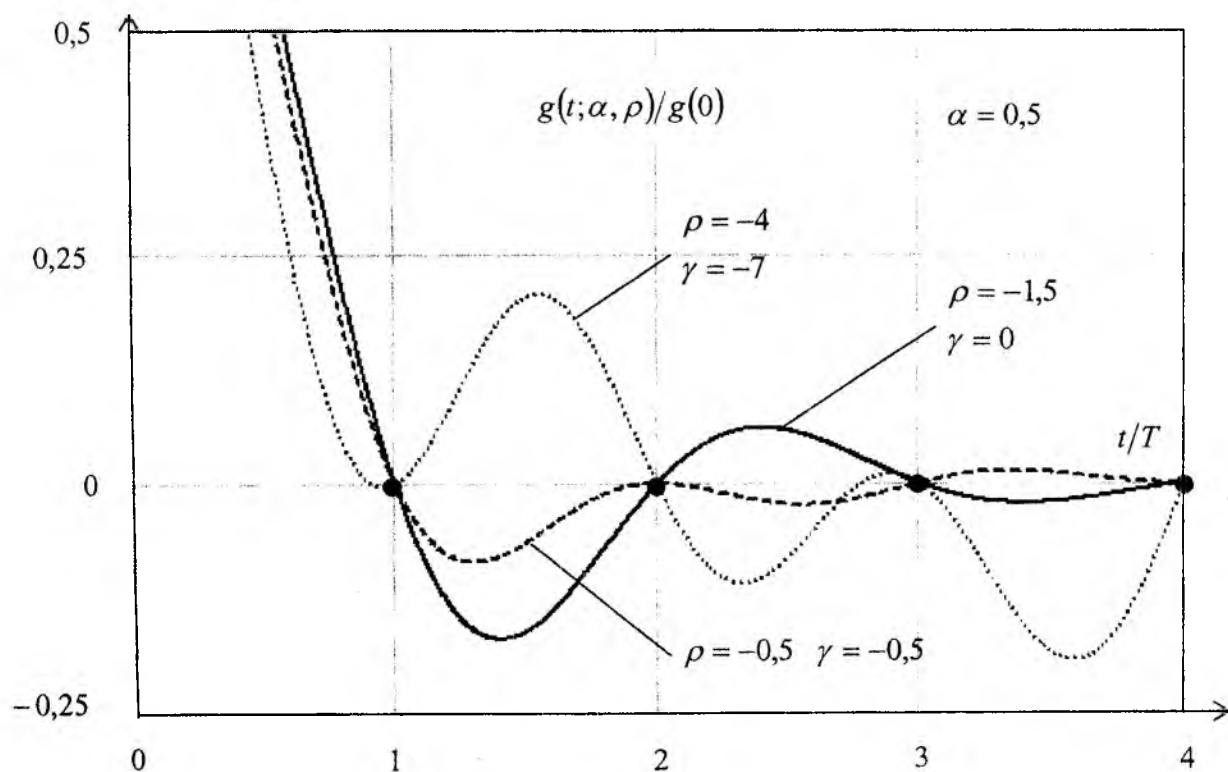


Рис. 2

Полная энергия сигнала $g(t)$ согласно равенству Парсеваля может быть выражена следующим образом:

$$\int_{-\infty}^{\infty} g^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_B}^{\omega_B} |G(j\omega)|^2 d\omega \quad (13)$$

Поскольку селективный сигнал $g(t)$ обладает финитным спектром (2), то для определения его полной энергии целесообразно воспользоваться правой частью равенства (13), которая связана со спектральной характеристикой, определенной в частотной области:

$$E_{\omega}(\alpha, \rho, \gamma) = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\omega_A} (UT)^2 d\omega + \int_{\omega_A}^{\omega_C} G_{\Delta 1}^2(\omega) d\omega + \int_{\omega_C}^{\omega_B} G_{\Delta 2}^2(\omega) d\omega \right].$$

Используя равенство (3), по аналогии с [5] получаем:

$$E_{\omega}(\alpha, \rho, \gamma) = U^2 T - \frac{2}{\pi} \left[UT \int_{\omega_C}^{\omega_B} G_{\Delta 2}(\omega) d\omega - \int_{\omega_C}^{\omega_B} G_{\Delta 2}^2(\omega) d\omega \right]. \quad (14)$$

Подставляя в (14) выражение для кубического сплайна (6), после соответствующих преобразований получаем окончательный результат:

$$E_{\omega}(\alpha, \rho, \gamma) = U^2 T \left[(1 - \alpha) + \frac{2\alpha}{105} \left(\rho^2 + \gamma^2 - \frac{3}{2} \rho\gamma - \frac{13}{4} \rho + \frac{11}{2} \gamma + 36 \right) \right]. \quad (15)$$

При $\gamma = 0$ формула (15) совпадает с выражением для полной энергии, полученным в [5].

Выражение в круглых скобках равенства (15) представляет собой квадратичную форму от двух действительных переменных ρ и γ , то есть

$$Q(\rho, \gamma) = \rho^2 + \gamma^2 - \frac{3}{2} \rho\gamma - \frac{13}{4} \rho + \frac{11}{2} \gamma + 36.$$

Исследование $Q(\rho, \gamma)$ позволит установить экстремальные свойства сигнальной функции $g(t)$ и ее полной энергии $E_{\omega}(\alpha, \rho, \gamma)$, а также синтезировать оптимальные в том или ином смысле селективные сигналы на основании методики, предложенной в работе [5].

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.* Определение формы сигнала, удовлетворяющего первому критерию Найквиста // Радиоэлектроника. 2001. Т. 44. №12. С. 65 – 69 (Изв. высш. учеб. заведений). 3. *Сукачев Э.А.* Синтез селективных сигналов на основе сплайн-функций // Зв'язок 1999. №2(16). С. 35 – 38. 4. *Сукачев Э.А., Стрелковская И.В.* Особенности использования кубических сплайнов для интерполяции спектральной плотности селективных сигналов // Труды VII Междунар. науч.-практич. конф. «Системы и средства передачи и обработки информации» (2–7 сентября 2003 г.); Одесса.- ОНАС им. А.С. Попова. 2003. С. 66 – 67. 5. *Сукачев Э.А., Стрелковская И.В.* Экстремальные свойства селективных сигналов при интерполяции их спектров кубическими сплайнами // Радиоэлектроника. 2004. Т. 47. №1. С. 32 – 37 (Изв. высш. учеб. заведений).

Одесская национальная академия
связи им. А.С. Попова

Поступила в редколлегию 13.05.2004

МОДИФИКАЦИЯ СПЕКТРОВ ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ С МНОГОСЛОЙНЫМИ КВАНТОВЫМИ РАЗМЕРНЫМИ СТРУКТУРАМИ

Введение. Применение квантовых размерных структур в качестве активных областей высоконаправленных светоизлучающих диодов и инжекционных полупроводниковых лазеров, используемых в оптических системах передачи и обработки информации, приводит к ужесточению требований, предъявляемых к спектрам излучения и поглощения таких приборов. При этом в поле зрения разработчиков попадают как новейшие полупроводниковые материалы и соединения, так и материалы, используемые для производства гетеропереходов и приборов на их основе уже достаточно продолжительное время. Причиной неослабевающего интереса исследователей к многослойным квантовым размерным структурам является изучение физических основ и механизмов формирования спектров излучения и поглощения структур и возможностей их использования при построении квантоворазмерных приборов как оптоэлектронного, так и неоптоэлектронного применения.

В данной работе рассматриваются многослойные квантоворазмерные структуры (КРС) на основе арсенида галлия – алюминия галлия алюминия – $GaAs / Al_xGa_{1-x}As$. Энергетические состояния носителей в двухслойной и трехслойной КРС исследуются с использованием квантово-механического подхода – решения стационарного уравнения Шредингера. Для оценки влияния на энергетические состояния частиц и квазичастиц в КРС постоянного во времени электрического поля в работе применяется теория малых возмущений.

Генерация света в квантоворазмерных слоях. Если толщина активного слоя светоизлучающего диода или инжекционного полупроводникового лазера соизмерима с длиной волны де Бройля электронов для данного полупроводникового материала или даже меньше, то в таких слоях возникает заметный квантовый размерный эффект. В области металлургических контактов широкозонных и узкозонных полупроводниковых слоев появляются резкие (в пределах одного – двух атомных монослоев) гетеропереходы. На энергетической диаграмме квантоворазмерной структуры в области гетероперехода возникают потенциальные барьеры для электронов в зоне проводимости и для тяжелых и легких дырок в валентной зоне. Таким образом, потенциальные барьеры, ограничивающие движение носителей в сверхтонком узкозонном полупроводниковом слое в направлении, перпендикулярном плоскостям (металлургическим границам) гетеропереходов, образуют потенциальные (квантовые) ямы для носителей в соответствующих зонах.

За счет энергии потенциальных барьеров, расположенных на близком расстоянии друг от друга, зонное вырождение энергетических состояний носителей в направлении квантового ограничения снимается, то есть в интервале энергий, соответствующих высотам потенциальных барьеров, образуются дискретные энергетические уровни носителей – электронов в зоне проводимости и тяжелых и легких дырок в валентной зоне. В приближении эффективной массы энергии этих уровней и соответствующие им волновые функции (части волновых функций, зависящих от координаты в направлении квантового ограничения) можно определить из решения одномерного стационарного уравнения Шредингера [1, 2].

В плоскости потенциальной ямы (плоскости, перпендикулярной направлению квантового ограничения и параллельной металлургическим контактам гетеропереходов, образующих квантовую яму) движение носителей в общем случае не ограничивается. В связи с этим для квантоворазмерных структур и сверхрешеток первого типа носители в плоскости квантовой ямы имеют две степени свободы, и функции плотностей состояний для каждого из возможных энергетических уровней должны иметь вид ступеньки. Как следствие, спектры излучения и поглощения таких структур должны иметь линейчатый или пиковый характер. Ступенчатая функция плотности состояний приводит также к уменьшению числа остаточных носителей с высокой энергией в квантово ограниченном слое узкозонного материала. При

выполнении ряда дополнительных условий, относящихся к соотношению концентраций легирующих примесей в слоях, образующих квантоворазмерную структуру, появление дискретных энергетических уровней носителей приводит к увеличению коэффициента оптического усиления квантоворазмерной структуры, снижению плотности порогового тока и увеличению характеристической температуры, а также степени монохроматичности излучения светодиодов с квантовыми ограниченными активными слоями.

В полупроводниковых лазерах с однослойной квантоворазмерной структурой, имеющей единственный сверхтонкий активный слой, степень оптического ограничения структуры снижается с уменьшением ее ширины. Это приводит к увеличению порогового коэффициента усиления, что в конечном итоге приводит к увеличению плотности порогового тока и снижению быстродействия самого прибора.

Одним из возможных способов увеличения коэффициента оптического ограничения является использование многослойной квантоворазмерной структуры с чередующимися квантово ограниченными слоями – сверхрешетки, однако взаимодействие носителей в соседних квантово ограниченных слоях приведет к расщеплению энергетических уровней носителей в отдельных квантовых ямах. Появление дополнительных энергетических уровней носителей на энергетической диаграмме КРС приведет к перераспределению носителей по этим уровням и появлению дополнительных линий излучения или поглощения в соответствующих спектрах, а также возможно к неоднородному их уширению в процессе работы прибора. Таким образом, требование высокой монохроматичности излучения и однородной ширины спектра излучения находится в объективном конструкторском противоречии с необходимостью снижения порога усиления квантоворазмерной структуры, плотности порогового тока и снижении характеристической температуры. Для нахождения компромиссного решения при проектировании изделия необходимо исследовать физические особенности формирования энергетических уровней носителей и распределения носителей по ним.

Энергетические состояния частиц и квазичастиц в многослойных квантоворазмерных структурах. Теоретическое рассмотрение электронных и дырочных состояний в многослойных квантоворазмерных структурах основано на решении стационарного уравнения Шредингера [3]:

$$\hat{H}\Psi = E \cdot \Psi. \quad (1)$$

В качестве примера теоретического исследования многослойных квантоворазмерных структур в данной работе рассматривается трехслойная квантоворазмерная структура, состоящая из трех квантово ограниченных слоев арсенида галлия – GaAs, разграниченных двумя так же квантово ограниченными разделительными барьерными слоями алюминия галлия арсенида $Al_xGa_{1-x}As$. Вся структура из трех квантовых ям и двух разделительных барьеров, в свою очередь, заключена между двумя объемными областями алюминия галлия арсенида – $Al_xGa_{1-x}As$, образующими внешние ограничительные потенциальные барьеры. Химический состав ограничительных и разделительных барьерных слоев выбран одинаковым, следовательно, высоты потенциальных барьеров для каждого сорта частиц также будут одинаковыми по всей структуре [2, 4].

Схематическое изображение трехслойной КРС и ее энергетическая диаграмма показаны на рис. 1 а и рис. 1 б соответственно.

Решение уравнения (1) относительно собственных значений энергии частиц и квазичастиц – E и собственных функций Ψ проводится с использованием энергетической схемы задачи, показанной на рис. 2.

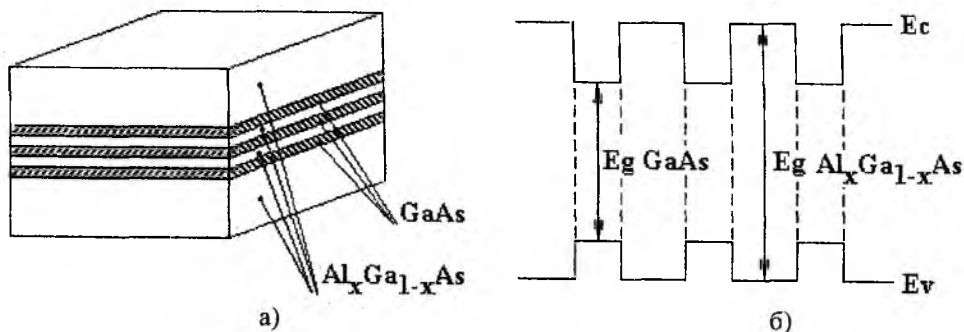


Рис. 1

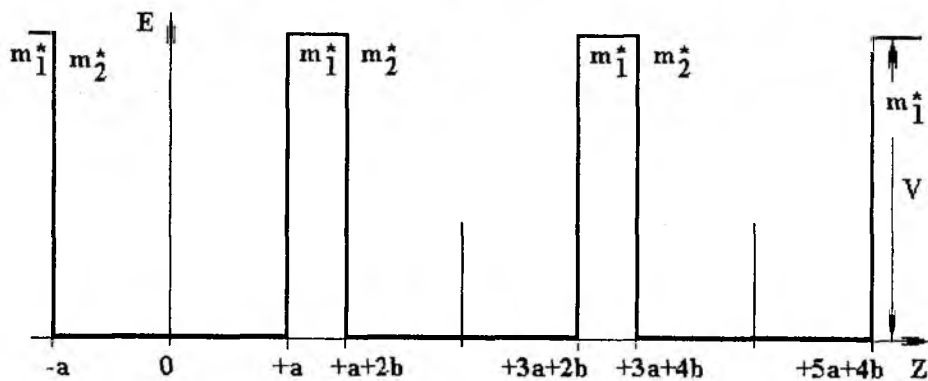


Рис. 2

На рис. 2: a – полуширина квантово ограниченного слоя, A ; b – полуширина разделительного квантово ограниченного барьера, A ; m_1^* – эффективная масса носителей в области ограничительных и разделительных барьеров, m_2^* – эффективная масса носителей в области квантового ограничения (квантовых ям); V – высота потенциального барьера, эВ. Для данного типа задач на всем протяжении квантовой размерной структуры от $-a$ до $+5 \cdot a + 4 \cdot b$ в направлении координаты Z и в непосредственной близости от структуры по обе стороны от внешних ограничительных барьеров эффективные массы частиц можно считать константами в пределах того или иного слоя.

Каждый квантовый уровень энергии частицы или квазичастицы – E_n будет расщепляться на N (по числу квантовых ям в структуре) энергетических подуровней – $E_{n1}, E_{n2}, E_{n3}, \dots, E_{nN}$ в направлении оси Z (рис. 2) внутри одной квантовой ямы из-за взаимодействия частиц в различных ямах, входящих в КРС.

Решение уравнения (1) относительно собственных значений энергии E частиц и квазичастиц с учетом эффектов расщепления и вырождения энергетических состояний, а также с учетом четности состояний записывается следующим образом:
четные решения:

$$\operatorname{tg}(k_2 \cdot a) = \frac{1}{3} \cdot \frac{k_1 \cdot m_2^*}{k_2 \cdot m_1^*} \cdot (1 + 2 \cdot \operatorname{th}(k_1 \cdot b)), \quad (2.1)$$

$$\operatorname{tg}(k_2 \cdot a) = \frac{1}{3} \cdot \frac{k_1 \cdot m_2^*}{k_2 \cdot m_1^*} \cdot (1 + \operatorname{th}(k_1 \cdot b) + \operatorname{cth}(k_1 \cdot b)), \quad (2.2)$$

$$\operatorname{tg}(k_2 \cdot a) = \frac{1}{3} \cdot \frac{k_1 \cdot m_2^*}{k_2 \cdot m_1^*} \cdot (1 + \operatorname{cth}(k_1 \cdot b) + \operatorname{th}(k_1 \cdot b)), \quad (2.3)$$

$$\operatorname{tg}(k_2 \cdot a) = \frac{1}{3} \cdot \frac{k_1 \cdot m_2^*}{k_2 \cdot m_1^*} \cdot (1 + 2 \cdot \operatorname{cth}(k_1 \cdot b)), \quad (2.4)$$

нечетные решения:

$$\operatorname{ctg}(k_2 \cdot a) = -\frac{1}{3} \cdot \frac{k_1 \cdot m_2^*}{k_2 \cdot m_1^*} \cdot (1 + 2 \cdot \operatorname{cth}(k_1 \cdot b)), \quad (3.1)$$

$$\operatorname{ctg}(k_2 \cdot a) = -\frac{1}{3} \cdot \frac{k_1 \cdot m_2^*}{k_2 \cdot m_1^*} \cdot (1 + \operatorname{cth}(k_1 \cdot b) + \operatorname{th}(k_1 \cdot b)), \quad (3.2)$$

$$\operatorname{ctg}(k_2 \cdot a) = -\frac{1}{3} \cdot \frac{k_1 \cdot m_2^*}{k_2 \cdot m_1^*} \cdot (1 + \operatorname{th}(k_1 \cdot b) + \operatorname{cth}(k_1 \cdot b)), \quad (3.3)$$

$$\operatorname{ctg}(k_2 \cdot a) = -\frac{1}{3} \cdot \frac{k_1 \cdot m_2^*}{k_2 \cdot m_1^*} \cdot (1 + 2 \cdot \operatorname{th}(k_1 \cdot b)), \quad (3.4)$$

В уравнениях (2) и (3):

$$k_1 = \sqrt{\frac{2 \cdot m_1^*}{\hbar^2} \cdot (V - E)}; \quad k_2 = \sqrt{\frac{2 \cdot m_2^*}{\hbar^2} \cdot E}, \quad (4)$$

где a - полуширина квантово ограниченного слоя, 10^{-10} м (А);

b - полуширина разделительного квантового размерного барьерного слоя, 10^{-10} м (А);

m_1^* - эффективная масса носителей (электронов или дырок) в области барьеров (разделительных и ограничительных), кг;

m_2^* - эффективная масса носителей в квантово ограниченных областях, кг;

V - энергетическая высота потенциальных барьеров для частиц (для электронов в зоне проводимости и для тяжелых и легких дырок в валентной зоне), эВ;

$\hbar = 4,5 \cdot 10^{-15}$ эВ/с - постоянная Дирака (постоянная Планка, деленная на $2 \cdot \pi$),

E - искомое собственное значение энергии частицы или квазичастицы, эВ;

Обобщая решения уравнения Шредингера (2) и (3) для случая квантовой размерной структуры, состоящей из N квантово ограниченных слоев, можно записать рекуррентные формулы для определения собственных значений энергии четных и нечетных энергетических состояний частиц и квазичастиц:

четные решения:

$$\operatorname{tg}(k_2 \cdot a) = \frac{1}{N} \cdot \frac{k_1 \cdot m_2^*}{k_2 \cdot m_1^*} \cdot (1 + (N - n) \cdot \operatorname{th}(k_1 \cdot b) + (N - (N + 1 - n)) \cdot \operatorname{cth}(k_1 \cdot b)), \quad (5)$$

нечетные решения:

$$\operatorname{ctg}(k_2 \cdot a) = -\frac{1}{N} \cdot \frac{k_1 \cdot m_2^*}{k_2 \cdot m_1^*} \cdot (1 + (N - n) \cdot \operatorname{cth}(k_1 \cdot b) + (N - (N + 1 - n)) \cdot \operatorname{th}(k_1 \cdot b)). \quad (6)$$

В соотношениях (5) и (6) N - общее количество квантово ограниченных слоев в структуре (сверхрешетке), n - номер (счетчик) текущего квантово ограниченного слоя, может изменяться по условию задачи от 0 до N .

Результаты математического моделирования энергетических состояний электронов в зоне проводимости трехслойной квантовой размерной структуры, показанной на рис. 1, собственных значений энергии, собственных функций и квадратов модулей волновых функций показаны на рис. 3, 4 и 5 соответственно.

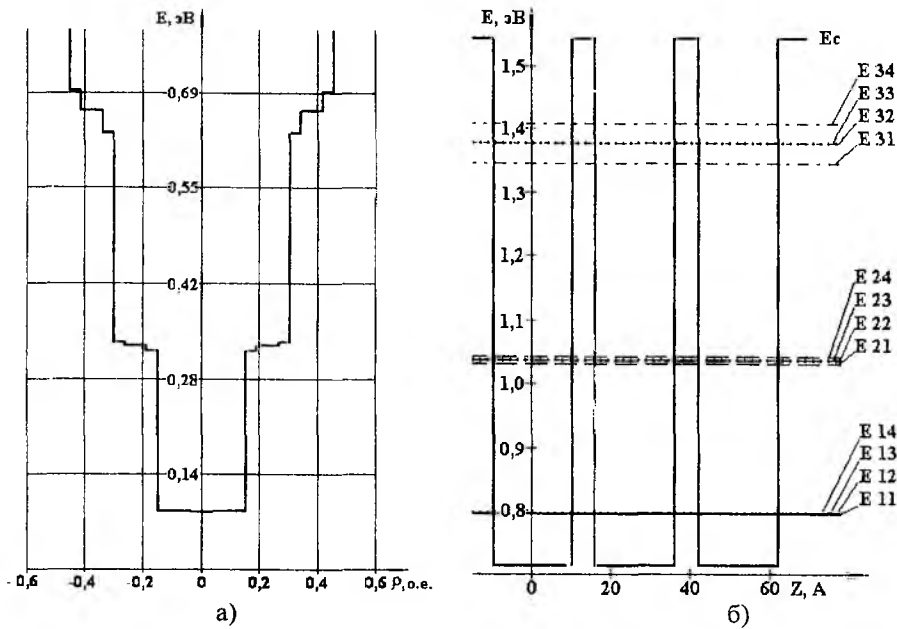


Рис. 3

Уравнения (2) и (3) являются трансцендентными относительно собственных значений энергии частиц и квазичастиц – E и могут быть решены численно на ЭВМ с использованием любого из известных численных методов. Соотношения (2.1) – (2.4) и (3.1) – (3.4) с учетом выражений (4) в явном виде описывают расщепление энергетических уровней одной квантовой ямы в многослойной квантовой размерной структуре, состоящей из аналогичных квантовых ям, и формирование в ней энергетических минизон для частиц и квазичастиц. Кроме этого, соотношения (2) и (3) сохраняют информацию о четности того или иного энергетического состояния.

Соотношения (2.2) и (2.3), а также (3.2) и (3.3) одинаковы между собой, поскольку описывают вырожденные энергетические состояния частиц. Эти состояния реализуются в рассматриваемой структуре различной конфигурацией (пространственным распределением в области квантового ограничения) волновых функций.

Волновые функции нижних состояний подзон находятся друг с другом в фазе, а верхние – в противофазе, поэтому разность энергий между нижней и следующей за ней подзоной оказывается достаточно большой.

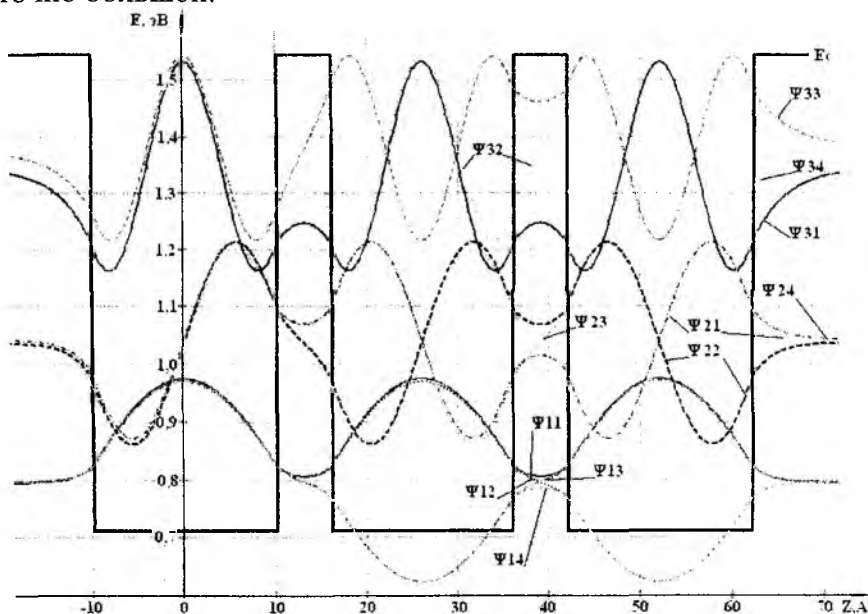


Рис. 4

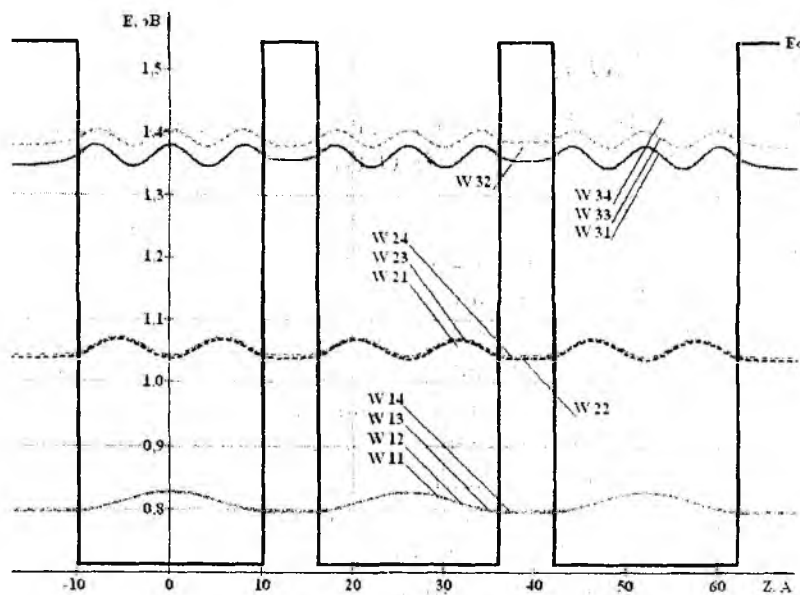


Рис. 5

Функция плотности состояний в зоне проводимости становится ступенчатой, а в спектрах излучения и поглощения появляются дополнительные линии, что несколько понижает монохроматичность системы в целом. Уменьшить взаимодействие между квантово ограниченными слоями (квантовыми ямами) можно путем увеличения ширины разделительных барьеров и их энергетической высоты, однако эти меры могут существенно усложнить процессы инжекции носителей в такую структуру.

Список литературы: 1. Бузанёва Е.В. Микроструктуры интегральной электроники. М.: Радио и связь, 1990. 304 с. 2. Андо Т. и др. Электронные свойства двумерных систем.: Пер. с англ. М.: Мир, 1985. 416 с. 3. Флюгге З. Задачи по квантовой механике Т.1.: Пер. с англ. М.: Мир, 1974. 314 с. 4. Пащенко А.Г. Энергетические состояния частиц в многослойных периодических наноструктурах // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч. - техн. сб. 2004. Вып. 136. С. 127 – 132.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.06.2004

ЭЛЕМЕНТАРНЫЙ АДДИТИВНЫЙ ИСТОЧНИК РАССЕЯННОГО ПОЛЯ В СЛАБОНЕОДНОРОДНОЙ СРЕДЕ

Проблема представления рассеянной волны в неоднородной среде охватывает ряд важнейших научных направлений: диагностика, технологическое воздействие, зондирование окружающей среды [1, 2]. В каждом направлении имеются свои особенности и в каждом по-своему ставят и решают задачи рассеяния с учетом специфики практических приложений. Строго задачи рассеяния решаются только в искусственно созданных условиях. Неоднородности неправильных форм приводят к значительным сложностям в решениях [3]. Особенности сложности возникают в задачах зондирования окружающей среды.

Математическое описание полей электромагнитных и акустических волн во многом совпадает, поэтому вне зависимости от природы волн теоретическое решение задач зондирования имеет общие составляющие. Классический подход в задачах зондирования слабонеоднородной среды использует приближение однократного рассеяния и представление вторичного поля в виде интеграла по объему, заполненному рассеивающими неоднородностями [4]. Подынтегральная функция представляет собой произведение амплитуды падающего поля, коэффициента отражения и функции Грина для свободного пространства. Причем, требование свободного пространства является необходимым, так как в ином случае потребовалось бы задать положение границ неоднородностей. Но в задачах зондирования естественных сред это, как правило, невозможно.

В общем случае можно сказать, что любой из элементов данного подхода нуждается в коррекции. Но интегрирование (суммирование) определяется линейностью суперпозиции волн и оправдано физически и математически. Амплитуда падающего поля, которая берется такой же, какой она была бы в невозмущенной среде, по сути, приводит к асимптотическому решению, описывающему широкий класс практических задач. Коэффициент отражения определяется из волновых уравнений с дополнительными слагаемыми [4] и не учитывает поляризации, что дает менее точное решение для электромагнитных волн. Выбор функции Грина для свободного пространства предполагает строгое решение только для дальней зоны. При увеличении размеров зондируемого объема расстояние ДЗ растет по квадратичному закону.

Специфика задач зондирования естественных сред требует методики, позволяющей без строгого вывода записать конечное выражение на основании общих физических представлений. Цель работы представить более точное описание, которое возможно в настоящее время с учетом комплексного использования аналитического представления и численных методов, реализуемых на современных ЭВМ. Поэтому, оставляя интегрирование и приближение однократного рассеяния, в данной работе внимание сосредоточено на более строгом описании вторичных источников.

Представление наиболее широко используемых элементарных источников основано на решениях волновых задач в сферической или цилиндрической системах координат. Применение этих систем обосновано тем, что волны, расходящиеся от малого источника произвольной формы, быстро становятся сферически симметричными. Поэтому форму источника, как правило, игнорируют, заменяя ее сферической и продолжая двигаться в направлении дальнейшего упрощения, приходят к модели точечного источника. Однако точечные источники удовлетворяют задачам формирования волновой картины только на расстояниях, существенно превышающих размеры всей излучающей области. Предельный переход (бесконечное уменьшение внутреннего контура интегрирования) происходит вокруг точки, в которой расположено начало радиус-вектора \vec{r} . Для функции $1/r$ точка $r=0$ особая, в ней функция $1/r$ не определена. Поэтому интеграл, записанный по области, несправедлив в ее

точках. Такая модель не может учесть природу реального источника, обладающего конечными размерами, так как размеры у точки отсутствуют. Полученные таким образом интегралы соответствуют интегрированию по мере Лебега. Физическим моделям как акустики, так и макроэлектродинамики соответствует требование интегрируемости функций по мере Жордана (элементы с площадью). Поэтому точечная модель не всегда удовлетворяет требованиям практики. Выбор и составление модели элементарного источника необходимо проводить так, чтобы сохранить зависимость распределения поля от расстояния, размеров и формы источника.

Вторичное поле определяется параметрами неоднородности и падающим полем. Вместе с условием однократного рассеяния это приводит к внешней задаче Дирихле. Выберем в качестве элементарного источника малый линейный излучатель. Учитывая требование произвольности общей длины излучателя и отсутствия взаимодействия между его элементами, необходимо, чтобы на линии, продолжающей элементарный источник, поле было равно нулю. Физическая модель такого источника – малая щель в поглощающем экране. Эта модель исключает влияние крайних точек и сферическую симметричность результирующей волны в свободном пространстве, но достаточно точно описывает поле в направлении, перпендикулярном источнику, и сохраняет аддитивность при интегрировании по всей излучающей области. Включение крайних точек в модель источника потребует рассмотрения условий на ребре, что значительно усложнит описание. Поскольку для задач зондирования наиболее важны малые углы падения, это приближение можно принять. Далее ограничимся случаем двумерного пространства, что позволит сохранить наглядность, но отметим, что в случаях, когда справедливо приближение однократного рассеяния, с помощью данной модели источника можно сравнительно точно и просто описать отражение и в трехмерной пространственной области.

Поле вокруг элементарного линейного источника можно описать с помощью пространственного спектра плоских волн, для которых волновой параметр k_x вдоль оси X изменяется в бесконечных пределах. Записывая $k_z = \sqrt{k^2 - k_x^2}$, где k – волновое число в свободном пространстве, имеем:

$$u(x, z) = \int_{-\infty}^{\infty} u_k(k_x) \exp(\pm i k_x x \pm i \sqrt{k^2 - k_x^2} \cdot z) dk_x. \quad (1)$$

Чтобы воспользоваться аппаратом функций Бесселя, представим координаты пространства вокруг источника в полярной системе, а переменную интегрирования синусом комплексного угла – $\varphi + i\phi$. Тогда поле малого источника можно записать в виде:

$$u(r, \theta) = L \int_{c_1} \exp(-i 2\pi r \cos(\varphi + i\phi - \theta)) \cos(\varphi + i\phi) dc_1, \quad (2)$$

где c_1 – контур интегрирования на комплексной плоскости; r, θ – координаты точки наблюдения в полярной системе.

Здесь и далее все расстояния нормированы к длине волны. Контур интегрирования в (2) по комплексному углу $\varphi + i\phi$ имеет вид, показанный на рис. 1.

Участок c_1 соответствует действительному значению корня в (1). На этом участке мнимая составляющая комплексного угла $\phi = 0$, его действительная часть φ является углом наклона парциальной составляющей пространственного спектра плоских волн и изменяется от $-\pi/2$ до $\pi/2$. Распределение поля вблизи малого источника показано на рис. 2. Здесь L – длина источника, $L \ll \lambda$. Осцилляции поля вблизи края источника с обеих его сторон обусловлены конечной точностью вычислительной процедуры, при увеличении

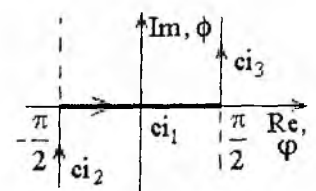


Рис. 1

точности осцилляции уменьшаются, но это требует значительного увеличения времени расчетов.

Косинусоидальная диаграмма направленности малого источника и спад амплитуды поля в его фронтальной зоне обусловлены выбранными граничными условиями: $u(z=0, |x| > L/2) = 0$. Они, не соответствующая свободному пространству, исключают влияние крайних точек источника, но дают возможность составлять из таких источников излучатели, имеющие любые размеры и произвольную форму.

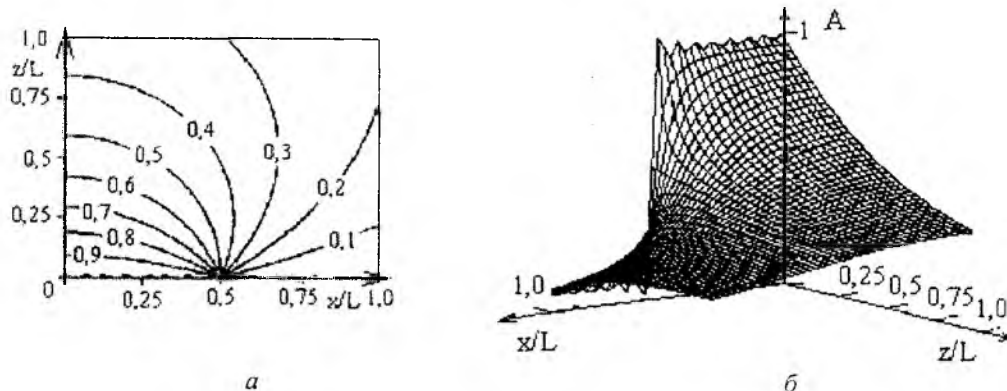


Рис. 2

Расчет полей больших излучателей и оценку точности получаемых результатов проведем на примере излучателей, поля которых известны. Рассмотрим линейный излучатель, размер которого $L_\Lambda \gg 1$. Вследствие сделанных приближений для него будут справедливы те же граничные условия, что и для элементарного источника $u(z=0, |x| > L_\Lambda/2) = 0$. В остальном пространстве, используя переменную $\kappa = k_x/k$ и размеры, отнесенные к длине волны, поле излучателя, составленного из источников (1) (2), можно записать как:

$$u = \int_{-\frac{L_\Lambda}{2}}^{\frac{L_\Lambda}{2}} u_i \left(\int_{-\infty}^{\infty} \exp(-i2\pi\kappa(x-x_L) - 2\pi z\sqrt{\kappa^2-1}) d\kappa \right) dx_L, \quad (3)$$

где $u_i(x_L)$ – распределение поля вдоль излучателя.

Для определенности считаем $u_i(x_L) = 1$. Тогда

$$u(x, z) = L_\Lambda \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin(\pi\kappa L_\Lambda)}{\pi\kappa L_\Lambda} \exp(-i2\pi\kappa x - 2\pi z\sqrt{\kappa^2-1}) d\kappa. \quad (4)$$

После несложных преобразований и, опустив малые слагаемые, получим:

$$u = L_\Lambda \frac{\sin(\pi L_\Lambda \sin \theta)}{\pi L_\Lambda \sin \theta} \cos \theta \int_{-\beta_{\max}}^{\beta_{\max}} \exp(-i2\pi r \cos \beta) \cos \beta d\beta. \quad (5)$$

В общем случае необходимо выбрать $\beta_{\max} = \pi/2$, но можно показать, что для протяженных излучателей достаточно ограничиться и меньшим углом.

Интеграл в этом выражении с точностью до постоянного множителя представляет асимптоту функции Ханкеля первого порядка для $r \rightarrow \infty$. Таким образом, ДН линейного излучателя, составленного из выбранных элементарных источников, соответствует традиционной ДН линейного излучателя в двумерном пространстве. Поле вблизи излучателя протяженностью $L_\Lambda = 5$ представлено на рис. 3 а. На рис. 3 б представлена действительная часть поля в

направлении главного максимума для трех значений длины излучателя: $L_\lambda = 0,2$ – сплошная линия; $L_\lambda = 1$ – штриховая линия; $L_\lambda = 2$ – пунктирная линия.

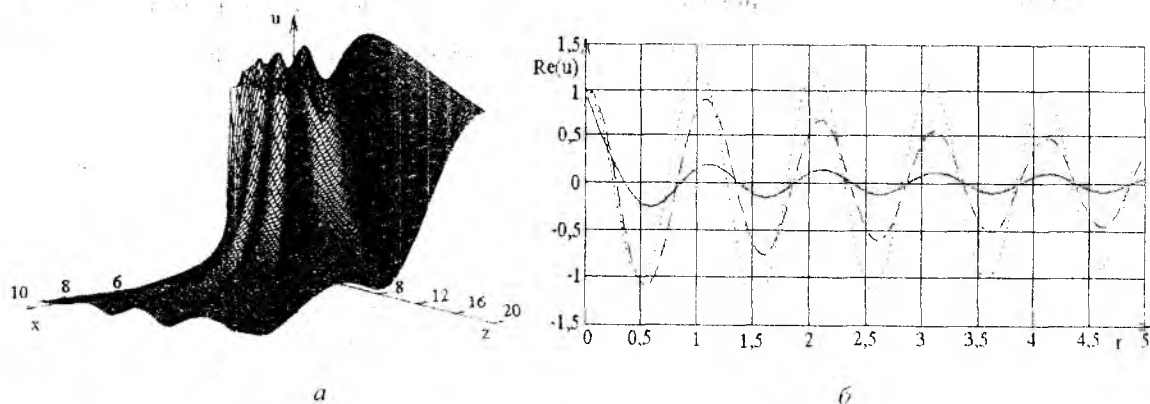


Рис. 3

В направлении главного максимума поле имеет всплеск, амплитуда которого превышает амплитуду на источнике. Фаза поля в непосредственной близости от источника соответствует фазе возбуждающего поля (рис. 3 б). На расстояниях существенно больших L_λ фаза в соответствии с (4) и асимптотическим представлением функции Ханкеля при $r \rightarrow \infty$ опережает фазу цилиндрической волны на $\pi/4$ (рис. 3 б).

Процесс движения волн на участке, на котором фазовый фронт превращается из плоского в цилиндрический, можно представить как разворот участков результирующих плоских фазовых фронтов от направления главного максимума (рис. 4), что приводит к увеличению длины волны в этом направлении и, значит, к увеличению фазовой скорости.

Аналогичный процесс имеет место и в боковых участках ближнего поля, на которых также происходит превращение плоских волн в цилиндрические (рис. 3 а). Поэтому в дальней зоне поле во всех направлениях сдвинуто на $\pi/4$ (4), и для малых L_λ этот процесс завершается быстрее. Но в боковых участках этот процесс скрыт более мощной плоской волной.

Завершение процесса превращения плоского фронта в цилиндрический происходит на расстоянии, называемом радиусом дальней зоны $r_{ДЗ}$ излучателя. Для $r > r_{ДЗ}$ можно считать зависимость поля по углу θ сформировавшейся, а зависимость от расстояния – близкой к $1/\sqrt{r}$. Радиус $r_{ДЗ}$ данного излучателя оценим, анализируя подынтегральное выражение в (3). На рис. 5 вверху изображено изменение первого сомножителя подынтегрального выражения в (3), обозначенного как $w_1(\kappa)$. Внизу – действительной части второго сомножителя в

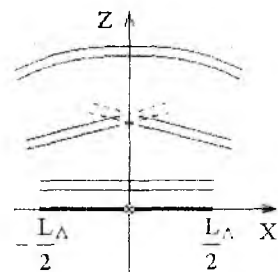


Рис. 4

(3), обозначенной как $w_2(r, \kappa)$, при $x = 0$ и целых, четных значений r . Локальный максимум появляется на расстоянии, при котором осцилляции сомножителей в центральных частях коррелируют между собой. Этот случай показан для $w_2(r, \kappa)$ пунктирной линией.

Здесь соблюдены масштабы только по горизонтальной оси. Увеличение r приводит к сжатию нижнего графика по оси x . Область быстрых осцилляций дает малый вклад в результирующий интеграл, основной вклад дает область вблизи нуля. Пересечение этой областью осцилляций первого сомножителя приводит к флуктуациям поля вблизи источника (рис. 3а, 3б). Если эта область полностью перекрывается первым лепестком верхней кривой, то осцилляции прекращаются. В соответствии с (3) $\kappa_1 = 1/L_\lambda$. Можно также считать, что для прекращения осцилляций и формирования диаграммы направленности достаточно, чтобы

аргумент второго множителя при $\kappa_1 = 1/L_\Lambda$ изменился более, чем на 2π . Этот случай показан сплошной линией на нижнем графике рис. 5.

Определяя разность аргументов второго множителя при $\kappa = 0$ и $\kappa_1 = 1/L_\Lambda$ значением большим, чем 2π , после преобразований и обычных приближений, получим:

$$r_{\text{ДЗ}} > 2L_\Lambda^2. \quad (6)$$

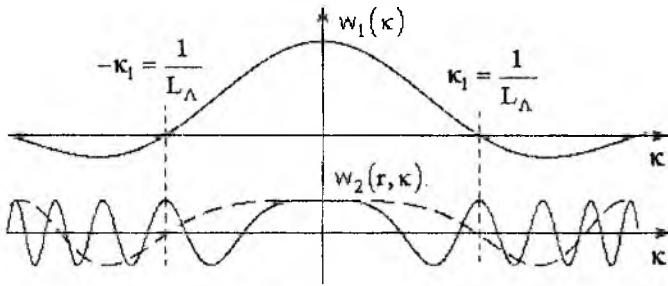


Рис. 5

Для нецелых r картина более сложная, но так как совместно с мнимой частью изменение r приводит к плавному изменению амплитуды, эти случаи можно не рассматривать. Полученный критерий соответствует общепризнанным.

Для произвольных распределений поля на излучателе в (3) общий результат изменяется лишь в соответствии с изменением результата преобразования

Фурье от $u_i(x_L)$. В частности наклонное падение, дающее линейное изменение фазы, даст наклон излученной волны за счет внешнего интеграла в (3). Суммирование по элементарным источникам неверно лишь при $|\kappa_n| \approx 1$, так как в этом случае доминируют механизмы, обуславливающие не отражение, а поворот фазового фронта.

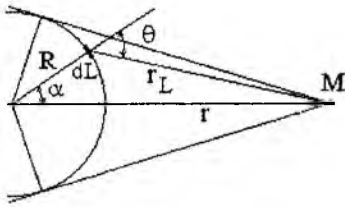


Рис. 6

Для задач зондирования наибольший интерес представляет источник, имеющий произвольную форму. Погрешность, которую следует ожидать при описании излучателей произвольной формы с использованием данных элементарных источников, оценим, сравнивая результаты расчета поля для цилиндрического источника с известными точными соотношениями. Геометрическая схема интегрирования этой задачи представлена на рис.6.

Так как поле элементарного источника определено в одной полуплоскости, интегрирование можно производить только по области, которая видна из точки М. Тогда для поля в точке наблюдения имеем:

$$u_c = \int_{-\alpha_m}^{\alpha_m} u_i \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left[-i2\pi r_L \kappa \sin \theta - 2\pi r_L \cos \theta \sqrt{\kappa^2 - 1} \right] d\kappa \right\} R d\alpha, \quad (7)$$

где α_m – предельный угол наблюдения точки М; $\alpha_m = \arccos \frac{R}{r}$.

После несложных преобразований при $u_a = 1$ имеем:

$$u_c = R \int_{-\alpha_m}^{\alpha_m} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left[-i2\pi \kappa r \sin \theta - 2\pi (r \cos \theta - R) \sqrt{\kappa^2 - 1} \right] d\kappa \right\} d\alpha. \quad (8)$$

Это выражение представляет коэффициент пропорциональности между полем на излучателе радиуса R и полем на расстоянии r от центра системы, по условию: $r > R$. Тогда можно предположить, что

$$\lim_{r \rightarrow R} u_c(R, r) = 1. \quad (9)$$

А при $r \gg 1$ выражение $u_c(R, r)$ в первом приближении должно соответствовать:

$$T_0(R, r) \cong \frac{H_0(2\pi r)}{H_0(2\pi R)}, \quad (10)$$

где H_0 – функции Ханкеля второго рода нулевого порядка.

Нулевой порядок функций Ханкеля выбран потому, что в геометрической схеме (рис. 6) вариации по углу отсутствуют. Соотношение между действительной и мнимой составляющими в функции Ханкеля второго рода соответствует описанию процесса распространения волны в положительном направлении и имеющей временной множитель $\exp(i\omega t)$.

Выражение (8) не приводится к элементарным функциям и весьма сложно для аналитического определения его асимптот, поэтому воспользуемся результатами численных расчетов. На рис. 7 представлены зависимости поля вокруг цилиндрического источника с единичной амплитудой радиуса R , рассчитанные по формулам (8) и (10). Для рис. 7 а, б, в и г R равно 0,3 0,5 0,8 и 1,2 соответственно.

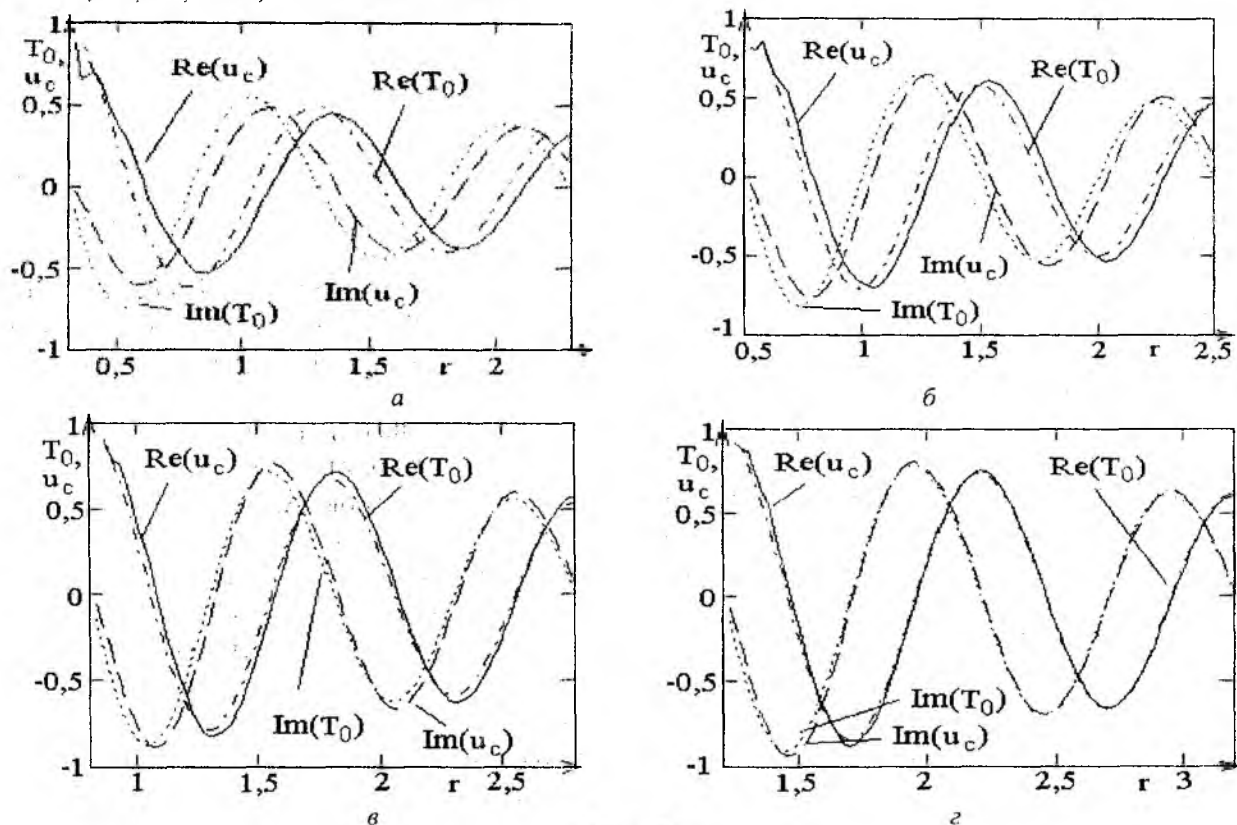


Рис. 7

Эти графики показывают хорошее совпадение (8) и (10), которое достаточно для расчетов полей в неоднородных газовых средах уже при размерах неоднородности $R \approx \lambda$.

Поле звукового давления цилиндрического или точечного источника, выбранного здесь в качестве эталона, описывается функцией Ханкеля нулевого порядка. Но поле скорости звукового течения описывается функцией Ханкеля первого порядка. Поэтому (8) необходимо еще сравнить с отношением, аналогичным (10), но для функций Ханкеля первого порядка:

$$T_1(R, r) \cong \frac{H_1(2\pi r)}{H_1(2\pi R)}. \quad (11)$$

Сравнение u_c и T_1 представлено на рис. 8 а, б для $R = 0,3$ и $R = 1,2$ соответственно. Здесь приняты те же обозначения, что и на рис. 7.

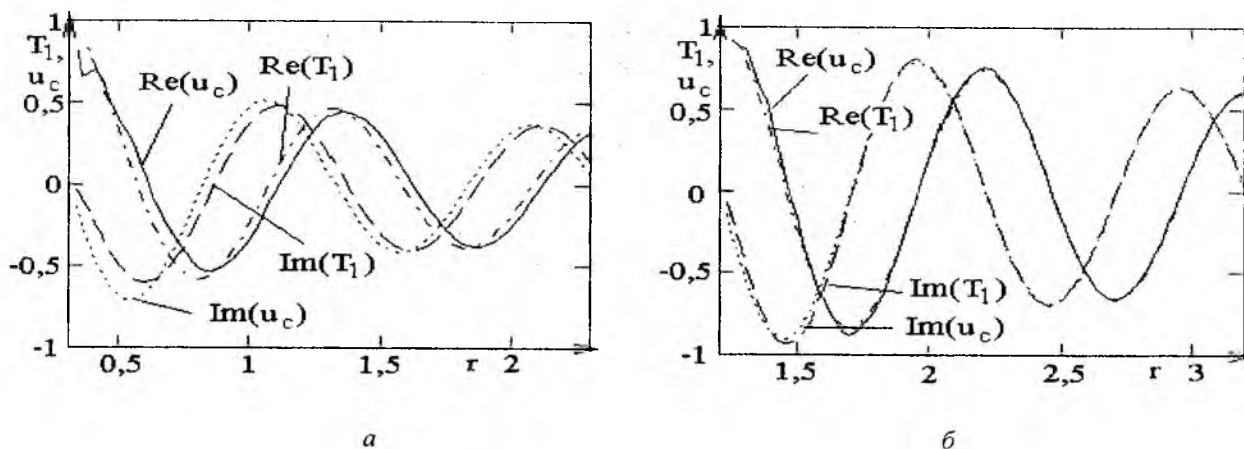


Рис. 8

Флуктуации действительной части $u_c(R, r)$ на малых расстояниях от источника (рис. 7, рис. 8) вызваны погрешностью вычислений и уменьшаются при увеличении точности расчетов.

Можно заметить, что на малых расстояниях совпадение расчетных зависимостей несколько хуже, но так как в реальных объектах неоднородности существенно больше длины волны, то для всех практически важных случаев выражение (8) достаточно точно описывает реальные процессы.

Совпадение зависимостей на рис. 7 и рис. 8, а также выбор критерия дальней зоны (рис. 5) позволяет считать, что полученные результаты позволят более точно описывать рассеянное поле в более широком диапазоне исходных параметров. Аналогичную методику можно применить для строгого описания поперечных волн с учетом их поляризации. В этом случае потребуется ввести в подынтегральные выражения поляризационный множитель. Это не приведет к принципиальным изменениям результатов, но их представление будет более громоздким, поэтому, учитывая ограниченный объем изложения, здесь рассматривалось только скалярное поле.

Дальнейшее совершенствование определится как прогрессом вычислительной техники и развитием численных методов, так и совершенствованием аналитической составляющей, в которой будут последовательно исключаться оставшиеся приближения

Список литературы: 1. Красненко Н.П. Акустическое зондирование атмосферы. Новосибирск: Наука, 1986. 166 с. 2. Алехин В.И. Исследования пограничного слоя атмосферы методом акустического зондирования // Радиотехника. 1998. №106. С. 6 – 14. 3. Блохинцев Д.И. Акустика неоднородной движущейся среды. М.: Наука, 1981. 208 с. 4. Татарский В.И. Распространение волн в турбулентной атмосфере. М.: Наука, 1967. 548 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 03.06.2004

ОТРАЖАТЕЛЬНАЯ ВИБРАТОРНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА ДВОЙНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

Введение

В системах наземной и спутниковой связи широко используются традиционные зеркальные антенны с параболическим рефлектором. Эти антенны весьма эффективны и достаточно просты, однако не всегда удобны для использования из-за их неплоского рефлектора. Поэтому в течение многих лет усилия разработчиков были направлены на поиски возможностей замены параболического рефлектора его плоским эквивалентом. В результате таких усилий на свет появились плоские отражательные антенные решетки [1, 2]. Особенно широкое распространение такие решетки получили с началом использования печатных технологий при производстве антенн [3–5]. Благодаря своим повышенным функциональным возможностям, высокой технологичности и низкой стоимости они уже сейчас составляют серьезную конкуренцию традиционно используемым антеннам, в частности зеркальным параболическим. В последнее время отражательные антенные решетки интенсивно разрабатываются для спутниковых бортовых систем связи и телевидения [6–8], которые формируют контурные лучи для обслуживания определенных материков и континентов [7, 8]. При этом отражательные решетки космического базирования могут выполняться не только в виде традиционных жестких конструкций, но и как надувные антенны [9], способные в космических условиях с высокой точностью поддерживать плоскую форму рефлектора. Особенно ценно, если такие решетки могут работать на волнах различной поляризации. В настоящей работе изложен простой принцип построения плоской отражательной вибраторной антенной решетки [10], предназначенной для одновременной работы на волнах двух ортогональных поляризаций в любом ортогональном базисе.

Принцип построения антенной решетки

Рассмотрим отражательную антенную решетку, состоящую из облучателя P и отражателя A , выполненного в виде антенной решетки и плоского проводящего экрана конечных размеров (рис. 1а). Решетка состоит из идентичных вибраторных излучателей, установленных на высоте $z_d = 0,25\lambda$ от экрана и ориентированных параллельно его поверхности. Облучатель испускает волну с круговой поляризацией, бегущую в сторону отражателя, которая создает в плоскости решетки электромагнитное поле, возбуждающее ее элементы. Амплитудное распределение этого поля определяется высотой подвеса, ориентацией и диаграммой направленности облучателя, а фазовое распределение – временем запаздывания волны на пути от облучателя до элементов решетки. Для создания решеткой остронаправленного излучения в заданном направлении необходимо,

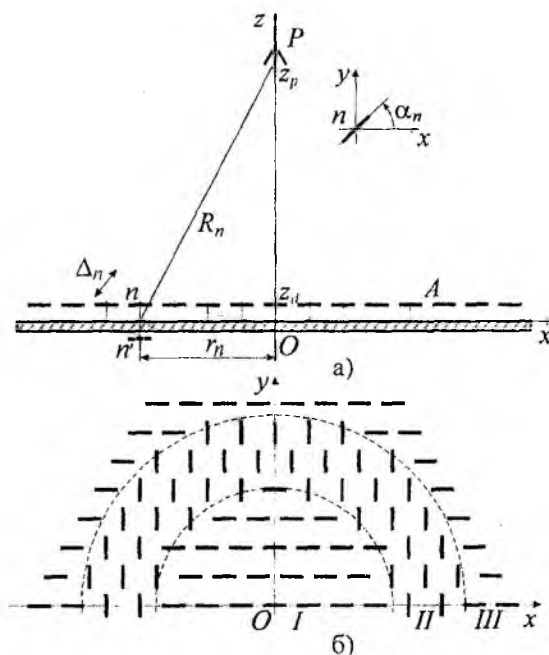


Рис. 1

чтобы волны, отраженные от всех элементов решетки складывались там синфазно. Известно [2, 11], что при возбуждении линейного излучателя над экраном волной круговой поляризации в отраженном от него поле будет преобладать кополяризованная волна, то есть волна, имеющая ту же поляризацию, что и падающая. Фаза напряженности поля этой волны будет

зависеть от угла его ориентации в горизонтальной плоскости. При этом поворот n -го излучателя на угол α_n (рис. 1а) приводит к изменению фазы отраженной им кополяризованной волны $\Delta\varphi_n$ на величину $+2\alpha_n$ или $-2\alpha_n$ в зависимости от направления вращения плоскости поляризации падающей волны. Для формирования решеткой максимума излучения в направлении (θ_0, φ_0) необходимо каждый ее излучатель повернуть на угол

$$\alpha_n = \pm \frac{\pi}{\lambda} (R_n - z_p) - \Psi_n, \quad (1)$$

где $\Psi_n = \frac{2\pi}{\lambda} (x_n \cos \varphi_0 + y_n \sin \varphi_0) \sin \theta_0$; (x_n, y_n) – координаты точки на экране, совпадающей с фазовым центром n -го элемента решетки, образованным n -м излучателем и его зеркальным изображением в экране n' ; R_n – расстояние от фазового центра облучателя до упомянутого фазового центра n -го элемента решетки.

Из (1) следует, что для формирования остронаправленного излучения на волнах круговой поляризации с правым вращением излучатели в решетке следует вращать против часовой стрелки, а если с левым вращением – то в противоположную сторону. Теперь предположим, что возникла потребность отражательную антенную решетку, настроенную для работы на волнах круговой поляризации, например, правого вращения, использовать для работы на волнах ортогональной поляризации, то есть левого вращения. Чтобы этого достичь, придется изменить направление вращения поля облучателя, и переориентировать все излучатели в решетке, зеркально отразив их относительно выбранного направления отсчета углов α_n (на рис. 1 это направление совпадает с осью x). После осуществления такой операции среди всех элементов решетки ориентацию сохраняют только те, углы поворота α_n которых равны 0° или 90° . Фаза поля волны круговой поляризации, отраженной этими элементами, не зависит от направления вращения поля и составляет 0° или 180° соответственно. Следовательно, если бы все элементы решетки были ориентированы только параллельно и перпендикулярно по отношению к выбранному направлению, то отражательная антенна работала бы одинаково на волнах круговой поляризации с любым из двух направлений вращения, при этом выбор его определялся бы только поляризацией поля облучателя. Добиться такой ориентации всех излучателей в решетке с регулярной структурой при точном выполнении условия синфазного сложения отраженных излучателями волн в заданном направлении практически невозможно. Однако данная задача становится разрешимой, если несколько ослабить требование полной синфазности отраженных волн и допустить их некоторую расфазировку. Для этого достаточно вычисленные по формуле (1) углы поворота излучателей округлить до ближайших значений, кратных 90° . В этом случае все излучатели приобретут требуемую ориентацию, а отличие фаз отраженных ими волн от точных значений не будут превышать $\pi/2$. При этом нетрудно убедиться, что одинаково ориентированные близкорасположенные элементы решетки будут группироваться внутри областей, совпадающих с зонами Френеля для поля облучателя.

Примером построенной описанным способом вибраторной антенной решетки может служить фрагмент, показанный на рис. 1 б. Зоны Френеля здесь пронумерованы римскими цифрами, и их границы проведены пунктирными линиями. Покажем, что данная антенна будет иметь двойную поляризацию и при ее работе на волнах линейной поляризации. При возбуждении отражателя полем волны, поляризованной вдоль оси x , в создании отраженного поля будут принимать участие лишь те вибраторы, которые расположены в нечетных зонах Френеля, а в четных зонах волны будут отражаться от экрана. Если же волна, приходящая от облучателя, будет поляризована вдоль оси y , то напротив, в отражении волн будут принимать участия вибраторы, расположенные в четных зонах Френеля, а в нечетных зонах – участки проводящего экрана. Поскольку фазы полей волн, отраженных от вибратора и прово-

дающего экрана отличаются на π , то в обоих случаях такая антенна будет работать как традиционная отражательная антенна Френеля.

Численные результаты

Приведем результаты расчета диаграмм направленности отражательной антенной решетки двойной поляризации, построенной согласно изложенному принципу. Элементами решетки здесь служат резонансные вибраторы, поднятые над экраном на высоту $0,25\lambda_0$. Их фазовые центры размещены в узлах треугольной сетки с длиной стороны $d = d_x = 0,7\lambda_0$ в пределах круглого раскрыва диаметром $20\lambda_0$. В этом случае на диаметре антенны (вдоль оси x) располагаются 29 элементов, а полное количество излучателей в решетке равно $N = 745$. Облучателем решетки служит антенна в виде круглого раскрыва диаметром $0,6\lambda_0$. Фазовый центр облучателя размещен над центром решетки на высоте $z_p = 11\lambda_0$ от проводящего экрана. Предполагается, что излучаемая им волна в направлении главного максимума ДН имеет круговую поляризацию. Для этого в раскрыве облучателя возбуждаются два идентичных ортогональных по фазе и повернутых друг относительно друга на 90° распределения поля, каждое из которых соответствует волне типа H_{11} в круглом волноводе. Облучатель формирует в раскрыве решетки возбуждающее поле основной поляризации E_R (правого вращения), амплитуда которого спадает к его краям до уровня -10 дБ. Амплитудное распределение этого поля показано на рис. 2а для сечения $y = 0$ в виде светлой столбиковой диаграммы; здесь же темные столбики показывают распределение поля паразитной поляризации E_L (левого вращения), создаваемое облучателем в том же сечении раскрыва решетки.

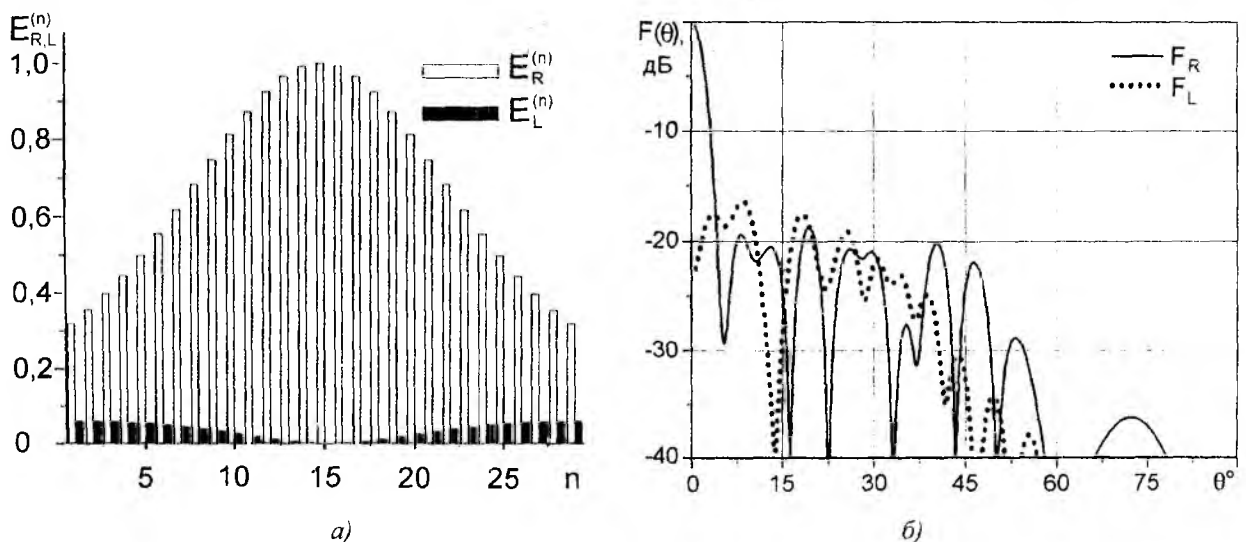


Рис. 2

Расчет диаграмм направленности решетки выполнялся без учета взаимных связей между ее элементами по методике, изложенной в [11, 12]. Она базируется на использовании поляризационных матриц рассеяния излучателей для определения рассеянного на них поля непосредственно в заданном поляризационном базисе (в данном случае круговом). Поле, рассеянное на проводящем экране отражателя, находилось в приближении Гюйгенса-Кирхгофа. На рис. 2 б показаны расчетные диаграммы направленности отражательной антенной решетки, где сплошными линиями показаны ДН на волнах основной поляризации, а пунктиром – паразитной. Из графиков видно, что ширина главного лепестка ДН составляет примерно $2\theta_{0,5} = 3,6^\circ$, максимальный уровень боковых лепестков не превышает -18 дБ, а максимальный уровень паразитной поляризации оказался меньшим, чем -16,3 дБ.

Заключение

Отражательная вибраторная антенная решетка, построенная согласно изложенному принципу, может работать в качестве антенны с двойной поляризацией не только на ортогональных волнах линейной и круговой поляризации, но и на ортогональных волнах любой другой поляризации, поскольку последняя может быть получена путем их линейной комбинации. Платой за приобретенное свойство является некоторое снижение коэффициента усиления антенной решетки за счет неточного фазирования ее излучателей, характерного для всех антенн Френеля.

Список литературы: 1. *Phelan H.* Spiraphase – a new low, lightweight phased array // *Microwave J.* 1976. Vol. 19, №12. P. 156 – 159. 2. А.С. 1292079 СССР МКИ³ Н 01 Q 15/00. Отражательная антенная решетка / *Филиппов В.С., Сапожников А.А.* (СССР). №3043940/24-09. Заявл. 14.08.85. Оpubл. 23.02.87. Бюл. №7. С.257. 3. *Филиппов В.С., Сапожников А.А.* Характеристики многовибраторных излучателей-фазовращателей в плоских отражательных ФАР // *Радиоэлектроника.* 1987. Т.30, №5. С. 45 – 50. (Изв. высш. учеб. заведений). 4. *Bozzi M., Germani S., Perregrini L.* Performance comparison of different element shapes used in printed reflectarrays // *Antennas Wireless Propagat. Lett.* 2003. Vol. 2, No.14. P. 219 – 222. 5. *Strassner B., Han C., Chang K.* Circularly polarized reflectarray with microstrip ring elements having variable rotation angles // *IEEE Trans. Antennas and Propagat.* 2004. V.52, N 4. P. 1122 – 1125. 6. *Tsai F.-C.E., Bialkowski M.E.* Designing a 161-element Ku-band microstrip reflectarray of variable size patches using an equivalent unit cell waveguide approach // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 2003. V.51, No.10. P. 2953 – 2962. 7. *Zornoza A., Encinar J.A., Bialkowski M.E.* A double-layer microstrip reflectarray design to obtain Australia and New Zealand footprint // *Antennas and Propagation Society International Symposium.* 2003. IEEE, Vol.3. P. 310 – 313. 8. *Encinar J.A., Zornoza J.A.* Three-layer printed reflectarrays for contoured beam space applications // *IEEE Trans. Antennas and Propagat.* 2004. V.52, No.5. P. 1138 – 1148. 9. *Huang J.* The Development of Inflatable Array Antennas // *Antennas and Propagation Magazine.* 2001. V.43, N 4. P. 44 – 50. 10. *Токарський П.Л., Щербина А.А., Синстун А.В.* Відбивна антена решітка подвійної поляризації. Патент №24925А України, Н 01 Q 15/00, 1998. 11. *Гладкоскок И.Д., Токарский П.Л.* Поле рассеяния отражателя типа спирафазной антенной решетки // *Радиотехника: Межвед. науч.-техн. сб.* 1991. Вып. 94. С. 65 – 74. 12. *Токарский П.Л., Лучанинов А.И., Гладкоскок И.Д.* Расчет поля рассеяния тонкопроволочных антенн в заданном поляризационном базисе // *Радиоэлектроника.* 1990. Т. 35, № 1. С. 23 – 27. (Изв. высш. учеб. заведений).

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 15.06.2004

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 621.391

Накануне создания теории телекоммуникационных систем / В.В. Поповский, В.Ф. Олейник // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 8 – 10.

Рассмотрена проблема создания теории телекоммуникационных систем, которая должна придти на замену (или в дополнение) к инженерной интуиции создателей – разработчиков телекоммуникационных технологий.

Ил. 1. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Перед створенням теорії телекомунікаційних систем / В.В. Поповський, В.Ф. Олійник // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 8 – 10.

Розглянута проблема створення теорії телекомунікаційних систем, яка повинна прийти на зміну (чи в доповнення) інженерної інтуїції створювачів – розробників телекомунікаційних технологій.

Іл. 1. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391

Before creation of the theory telecommunication systems / V. Popovsky, V. Oleynik // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N. 138. P. 8 – 10.

The problem of creation of the theory of telecommunication systems is considered, which should come on replacement (or in addition) to engineering intuition of founders - developers of telecommunication technologies.

1 fig. Ref.: 5 items.

УДК 004.738:681.3.025

Перспективы использования технологии MPLS/GMPLS для построения широкополосных сетей / Д.В. Андрушко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 11 – 14.

Рассматриваются перспективы использования технологии MPLS/GMPLS для построения широкополосных телекоммуникационных сетей следующего поколения на основе IP-протокола. Основное внимание уделено особенностям перехода к двухуровневой структуре передачи данных, дан обзор технологических особенностей и преимуществ использования MPLS/GMPLS.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 004.738:681.3.025

Перспективи використання технології MPLS/GMPLS для побудови ширококосмугових мереж / Д.В. Андрушко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 11 – 14.

Розглянуто перспективи використання технології MPLS/GMPLS для побудови ширококосмугових телекомунікаційних мереж на основі IP-протоколу. Основну увагу приділено особливостям переходу до дворівневої структури передачі даних, надано огляд технологічних особливостей та переваг використання MPLS/GMPLS.

Іл. 2. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 004.738:681.3.025

Perspectives of using MPLS/GMPLS technology for broadband networks / D.V. Andrushko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N. 138. P. 11 – 14.

Prospects to use MPLS/GMPLS technology for building the next generation broadband telecommunication networks based on the IP protocol are considered. The main attention is paid to the 2-level data transmission structure evaluation, the survey of technological peculiarities and advantages of MPLS/GMPLS application is given.

Fig. 2. Ref.: 4 items.

УДК 621.391.28:623.61

Оптимизация формирования информационных направлений в телекоммуникационной сети по переменному критерию / В.А. Шевченко // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 15 – 19.

Предложен метод формирования множества оптимальных путей на информационных направлениях в телекоммуникационной сети специального назначения по переменному критерию. Это позволяет обеспечить построение телекоммуникационной сети специального назначения, структурно адаптированную к реальным условиям функционирования.

Ил. 2. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.391.28:623.61

Оптимізація формування інформаційних напрямків в телекомунікаційній мережі за змінним критерієм / В.О. Шевченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 15 – 19.

Запропоновано метод формування множини оптимальних шляхів на інформаційних напрямках в телекомунікаційній мережі спеціального призначення за змінним критерієм. Це дозволяє забезпечити побудову телекомунікаційної мережі спеціального призначення, структурно адаптовану до реальних умов функціонування.

Іл. 2. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.391.28 : 623.61

Optimization of information directions formation in the telecommunication network by variable criterion / V.A. Shevchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N. 138. P. 15 – 19.

A method for forming a set of optimal ways by variable criterion in the information directions in the special purpose telecommunication network is offered. It makes it possible to provide creation of the special purpose telecommunication network structurally adapted to the real operational conditions.

2 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.396.677.49

Рекурсивная процедура оценки пространственного спектра сигналов в задачах управления базисом наблюдения для сотовых систем связи / Ю.Ю. Коляденко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып.138. С. 20 – 24.

Предложена рекурсивная процедура, позволяющая производить разложение сигналов по пространственному спектру при наличии как регулярных так флуктуационных составляющих. Данная процедура обобщает известные алгоритмы оценки пространственного спектра, не требует больших объемов выборки и работает в реальном масштабе времени, что наиболее важно при изменяющейся сигнально-помеховой обстановке, типичной для систем сотовой подвижной связи.

Ил. 4. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396.677.49

Рекурсивна процедура оцінки просторового спектру сигналів в задачах управління базисом спостереження для стільникових систем зв'язку / Ю.Ю. Коляденко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 20 – 24.

Запропоновано рекурсивну процедуру, що дозволяє проводити розкладання сигналів по просторовому спектру за наявності як регулярних, так і флуктуаційних складових. Дана процедура узагальнює відомі алгоритми оцінки просторового спектру, не вимагає великих обсягів вибірки і працює в реальному масштабі часу, що найбільш важливо при сигнально-завадовій обстановці, що змінюється, типовій для стільникових систем рухомого зв'язку.

Іл. 4. Бібліогр. 7 назв.

UDC 621.396.677.49

Recursive procedure of estimating the signals spatial spectrum in the tasks of management of the supervision base for the honeycomb communication networks / Yu.Yu.Kolyadenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 20 – 24.

A recursive procedure is offered; it makes it possible to produce decomposition of signals on the spatial spectrum at the presence of the regular and fluctuation constituents. This procedure generalizes the known spatial spectrum estimation algorithms, it does not require large sample sizes and operates in the real time, this is the most important at the changing signal-noise situation typical for the honeycomb mobile communication networks.

4 fig. Ref.: 7 items.

УДК 621.372

Модель управления реструктуризацией в телекоммуникационных системах / В.В. Поповский // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 25 – 31.

Рассмотрена телекоммуникационная система как система со случайным изменением структуры, приводящим к нестационарности. Получена оценка состояния и скорости изменения вероятности перехода в иное стационарное состояние для использования при управлении структурой сети.

Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.372

Модель керування реструктуризацією в телекомунікаційних системах / В.В. Поповський // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вып. 138. С. 25 – 31.

Розглянуто телекомунікаційну систему як систему з випадковою зміною структури, що призводить до нестационарності. Отримано оцінку стану та швидкості зміни ймовірності переходу в інший стаціонарний стан для використання при керуванні структурою мережі.

Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.372

Model of re-structuring control in telecommunication systems / V.V. Popovsky // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N. 138. P. 25 – 31.

The telecommunication system is considered as a system with a random change in structure resulting to a nonstationary state. The obtained estimation of the condition and speed of variation of the probability of transition into other stationary condition are used for the network structure control.

Ref.: 8 items.

УДК 621.391

Потоковая модель процесса маршрутизации с гарантированным качеством обслуживания / О.Ю. Евсеева, А.В. Лемешко, А.А. Кравчук // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 32 – 37.

Предложена потоковая математическая модель маршрутизации с гарантированным качеством обслуживания. Модель ориентирована на сети следующего поколения и отвечает следующим требованиям: реализация адаптивной маршрутизации от источника и модели расчета маршрутов «от управления», учет гибридного характера сети.

Табл. 1. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391

Потокова модель процесу маршрутизації з гарантованою якістю обслуговування / О.Ю. Євсєєва, О.В. Лемешко, О.А. Кравчук // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 32 – 37.

Подано потокову математичну модель маршрутизації з гарантованою якістю обслуговування. Модель орієнтована на мережі наступного покоління та відповідає наступним вимогам: реалізація адаптивної маршрутизації від джерела та моделі розрахунку маршрутів «від управління», урахування гібридного характеру мережі.

Табл. 1. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.391

Flow model of routing with guaranteed service quality / O.Y. Evseeva, A.V. Lemeshko, A.A. Kravchuk // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 32 – 37.

The flow mathematical model of routing with guaranteed quality of service is offered. The model is directed to the next generation networks (NGN) and meets the following requirements: realization of adaptive source routing and calculation of routes «from control», the account of hybrid nature of a network.

1 tab. Ref.: 7 items.

УДК 621.396.6

Кількісні характеристики неоднорідних умовних алгоритмів діагностування / В.А. Рижаков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 38 – 43.

Отримано аналітичні вирази щодо кількісної оцінки середнього часу діагностування радіоелектронної апаратури в процесі технічного обслуговування та ремонту за неоднорідними алгоритмами зі збільшенням модуля вибору та урахуванням можливості виникнення діагностичних помилок.

Табл. 1. Іл. 5. Бібліогр.: 4 назви.

УДК 621.396.6

Количественные характеристики неоднородных условных алгоритмов диагностирования / В.А. Рижаков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 38 – 43.

Получены аналитические выражения для количественной оценки среднего времени диагностирования радиоэлектронной аппаратуры в процессе технического обслуживания и ремонта, основанные на применении неоднородных алгоритмов с увеличением модуля выбора и учетом возможности возникновения диагностических ошибок.

Табл. 1. Ил. 5. Библиогр.: 4 назв.

UDC 621.396.6

Quantitative characteristics of inhomogeneous conditional diagnostics algorithms / V.A. Ryzhakov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 38 – 43.

Analytical expressions for quantitative estimation of the radio electronic equipment diagnostics mean time in the process of maintenance service and repairs were obtained on the basis of the not uniform algorithms with increase in the selection module taking into account the possibility of the diagnostics errors emergence.

1 tab. 5 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.391

Фрактальные методы программной маршрутизации в 3G-сетях / А.В. Персиков, А.С. Еременко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 44 – 49.

Для повышения устойчивости работы современных сетей необходима разработка нового программного обеспечения, особенно программных маршрутизаторов. Анализ содержимого должен проводиться не только общепринятыми методами математической статистики. Необходим анализ, позволяющий обнаружить шаблоны, отражающие фрагменты многоаспектных взаимоотношений в поступающих данных. При этом анализ необходимо проводить в реальном масштабе времени, что сужает выбор средств. Фрактальные методы призваны решить вышеназванные проблемы.

Табл. 1. Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Фрактальні методи програмної маршрутизації в 3G-мережах / А.В. Персіков, А.С. Єременко // Радіотехніка: 2004. Всеукр. міжвз. наук.-техн. зб. Вип. 138. С. 44 – 49.

Для підвищення стійкості роботи сучасних мереж необхідна розробка нового програмного забезпечення, особливо програмних маршрутизаторів. Аналіз вмісту повинен проводитися не тільки загальними методами математичної статистики. Необхідний аналіз, який би дозволив знайти шаблони, які б відображали фрагменти багатоаспектних відносин у даних, що надходять. При цьому аналіз необхідно проводити в реальному масштабі часу, що звужує вибір засобів. Фрактальні методи повинні вирішити вищезгадані проблеми.

Табл. 1. Іл. 2. Бібліогр.: 5 назви.

UDC 621.391

Fractal methods of software routing in 3G-networks / A.V. Persikov, A.S. Eremenko // Radiotekhnika: 2004 N 138. P. 44 – 49.

To increase the work stability in the modern networks we must develop a new software, especially routers. The analysis must be carried out not only with generally accepted methods of mathematical statistics. The analysis, making it possible to detect fragments of multiaspect input data relations, is needed. In this case it is necessary to carry the analysis in the real time scale, this narrows the choice of means. Fractal methods must solve the above problems.

1 tab. 2 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.391

Тензорная модель решения маршрутных задач с адаптивной фрагментацией (дефрагментацией) пакетов в транзитных узлах телекоммуникационной сети / А.В. Лемешко // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вип. 138. С. 50 – 64.

Приводится тензорная модель решения маршрутных задач с адаптивной фрагментацией (дефрагментацией) пакетов в транзитных узлах телекоммуникационной сети. В рамках предлагаемой модели синтезирован метод многопутевой маршрутизации в однопродуктовых двухполюсных сетях с гарантированным качеством связи.

Табл. 1. Ил. 2. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.391

Тензорна модель розв'язання маршрутних задач з адаптивною фрагментацією (дефрагментацією) пакетів у транзитних вузлах телекомунікаційної мережі / О.В. Лемешко // Радіотехніка: Всеукр. міжвз. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 50 – 64.

Наведено математичну модель мультисервісної мережі зв'язку, що отримана з залученням можливостей тензорного аналізу мереж. У рамках запропонованої тензорної моделі синтезовано алгоритм багатошляхової маршрутизації в багатопродуктових двополюсних мережах, що забезпечує облік пріоритетності інформаційних трафіків, що підлягають обслуговуванню з гарантованою якістю зв'язку.

Табл. 1. Іл. 2. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.391

Tensor model of the routing with adaptive fragmentation (defragmentation) of packets in transit nodes of telecommunication network / A.V. Lemeshko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 50 – 64.

The tensor model of the routing with adaptive fragmentation (defragmentation) of packets in transit nodes of telecommunication network is given. Within the frameworks of the offered model of the multipath routing method in oneproduct bipolar networks providing guaranteed quality of service is synthesized.

1 tab. 2 fig. Ref: 8 items.

УДК 621.395.31

Применение аппарата раскрашенных сетей Петри для моделирования интеллектуальной сети / Т.Н. Коваленко // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вип. 138. С. 65 – 74.

Сформулированы основные свойства интеллектуальной сети как объекта моделирования. Сделан обзор существующих моделей IN и сформулированы требования к разрабатываемой модели. Изложены базовые положения теории сетей Петри и ее расширений, показаны преимущества этого математического аппарата. Рассмотрена возможность применения данного аппарата для анализа и синтеза телекоммуникационных систем и сетей. Обоснован выбор временных раскрашенных сетей Петри для моделирования IN. Разработана CPN-модель интеллектуальной сети и представлены полученные путем имитационного моделирования результаты. Приведен анализ полученных результатов и сформулированы рекомендации по построению IN и улучшению ее характеристик. Изложены перспективы дальнейшего применения предложенного подхода для исследования IN.

Ил. 5. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.395.31

Використання апарату розфарбованих мереж Петрі для моделювання інтелектуальної мережі / Т.Н. Коваленко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2003. Вип. 138. С. 65 – 74.

Сформульовано основні властивості інтелектуальної мережі як об'єкта моделювання. Зроблено огляд існуючих моделей ІН та сформульовано вимоги до розроблюваної моделі. Викладено базові положення теорії мереж Петрі та її розширень, показано переваги цього математичного апарату. Розглянуто можливість використання цього апарату для аналізу та синтезу телекомунікаційних систем та мереж. Обґрунтовано вибір часових розфарбованих мереж Петрі для моделювання ІН. Розроблено CPN- модель інтелектуальної мережі та подано результати, отримані шляхом імітаційного моделювання. Проведено аналіз отриманих результатів і сформульовано рекомендації щодо побудови ІН та покращення її характеристик. Викладено перспективи подальшого використання запропонованого підходу для дослідження ІН.

Лл. 5. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.395.31

Application of coloured petri net tool for intelligent network modelling / T.N. Kovalenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 65 – 74.

The general properties of IN as a modeling object are formulated. Review of existing IN models is presented and model requirements are formulated. Basic aspects of Petri Net theory and its extensions are stated. The advantages of this mathematical tool are described. Possibility of application of Petri Nets for telecommunication systems analysis and synthesis is considered. The choice of timed Coloured Petri Nets for IN modeling and performance analysis is substantiated. A CPN model of Intelligent Network is developed and simulation results are presented. The results are analyzed and recommendations for IN building and performance refinement are formulated. Future trends of using this approach for IN analysis are stated.

5 fig. Ref.: 7 items.

УДК 519.74+681.51

Декомпозиція протокола ЕСМА / Д.А. Зайцев // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 75 – 82.

Выполнена декомпозиция модели Петри протокола ЕСМА на минимальные функциональные подсети, левую и правую взаимодействующие системы, подсети установления соединения и разъединения. Инвариантность исходной модели доказана на основе установленной инвариантности функциональных подсетей. Изоморфность некоторых подсетей позволила вычислить инварианты в процессе последовательной композиции сети. Выполнена оценка ускорения вычислений при использовании композиционных методов нахождения инвариантов.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр.: 8 назв.

УДК 519.74+681.51

Декомпозиція протоколу ЕСМА / Д.А. Зайцев // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 75 – 82.

Виконано декомпозицію моделі Петрі протоколу ЕСМА на мінімальні функціональні підмережі, ліву і праву взаємодіючі системи, підмережі встановлення з'єднання і роз'єднання. Інваріантність вихідної моделі доведена на основі встановленої інваріантності функціональних підмереж. Ізоморфність деяких підмереж дозволила обчислити інваріанти в процесі послідовної композиції мережі. Виконано оцінку прискорення обчислень при використанні композиційних методів знаходження інваріантів.

Табл. 1. Іл. 3. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 519.74+681.51

Decomposition of ECMA protocol / D.A. Zaitsev // Raditekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 75 – 82.

Decomposition of Petri net model of ECMA protocol into minimal functional subnets, left and right interconnecting systems, subnets of connection establishing and disconnecting is performed. Invariance of the initial model is proved on the base of the established invariance of functional subnets. Isomorphism of some subnets has made it possible to calculate invariants in the process of consequent composition of the net. Acceleration of computations with the compositional methods of invariants construction was estimated.

1 tab. 3 fig. Ref.: 8 items.

ПРОБЛЕМЫ СИНТЕЗА, АНАЛИЗА И УПРАВЛЕНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

УДК 621.371.36

Задачи создания национальной спутниковой системы связи и вещания / К.С. Сундучков, М.Е. Ильченко, И.К. Сундучков // Радиотехника: Всеукр.межвед.науч.-техн.сб.2004. Вып. 138. С. 83 – 87.

Приведена общая характеристика национальной спутниковой системы связи и вещания (НССС) и дан перечень задач, которые необходимо решить при создании НССС. Обсуждаются некоторые технические решения от различных архитектур систем связи и вещания до отдельных технологий (*SiGe*, *SoC*, *Sip* и др). Обращено внимание на необходимость решения проблемы отечественного производителя и некоторые экономические и организационные аспекты.

Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.371.36

Задачі створення національної супутникової системи зв'язку та мовлення / К.С. Сундучков, М.Є. Ільченко, І.К. Сундучков // Радіотехніка: Всеукр.міжвід.наук.-техн.зб. 2004. Вип. 138. С. 83 – 87.

Приведено загальну характеристику національної супутникової системи зв'язку та мовлення (НССЗ) і дано перелік задач, які необхідно вирішити при створенні НССЗ. Обговорюються деякі технічні рішення від різних архітектур систем зв'язку та мовлення до окремих технологій (*SiGe*, *So*, *Sip* та ін). Звернено увагу на необхідність вирішення проблеми вітчизняного виробника і деякі економічні та організаційні аспекти.

Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.371.36

Objectives of the National Communication and Broadcasting Satellite System design / K.S. Sunduchkov, M.E. Ilchenko, L.K. Sunduchkov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 83 – 87.

The total characteristic of the National Communication and Broadcasting Satellite System (NCBSS) is shown and task list for the NCBSS design is given. Some technical solutions, from different communication and broadcasting system architectures to particular technologies (*SiGe*, *So*, *Sip* and etc.), are discussed. Attention is drawn to the necessity to solve domestic producer problems and some economical and organization issues.

Ref.: 10 items.

УДК 621.391:681.5

Управление телекоммуникациями в экстремальных условиях. Методы принятия оптимальных решений / Е.В. Кильчицкий, А.Е. Кильчицкий // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 88 – 94.

Рассмотрена общая структура выработки и принятия решений управления телекоммуникациями в экстремальных условиях. Проведен анализ группы методов многокритериальной оптимизации решений и рассмотрены возможности их использования для автоматизации принятия оптимальных решений управления, в частности коллективных решений.

Ил. 2. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.391:681.5

Управління телекомунікаціями в екстремальних умовах. Методи прийняття оптимальних рішень / Є.В. Кільчицький, О.Є. Кільчицький // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 88 – 94.

Розглянуто загальну структуру вироблення й прийняття рішень управління телекомунікаціями в екстремальних умовах. Проведено аналіз групи методів багатокритеріальної оптимізації рішень та розглянуто можливості їх використання для прийняття оптимальних рішень управління, зокрема колективних рішень.

Іл. 3. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.391:681.5

Management of telecommunications in extreme conditions. Methods of the optimum decision-making / Ye.V. Kilchitsky, A.Ye. Kilchitsky // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 88 – 94.

The general structure of decisions development and decision-making for the management of telecommunications in extreme conditions is considered. The analysis of a group of methods for the decision multiobjective optimization is carried out and the opportunities of their use for automation of the optimum decisions of management, in particular of collective decisions are considered.

1 fig. Ref.: 7 items.

УДК 681.3

Метод количественной оценки ситуации при управлении системой обмена данными в условиях неопределенности / Ю.И. Лосев, А.М. Усачев, О.А. Дробот // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 95 – 100.

Статья посвящена разработке метода количественной оценки ситуации при управлении системой обмена данными в условиях неопределенности. Задачу количественной оценки ситуации предлагается решить путем определения эффективности функционирования системы. В связи с тем, что система обмена данными предназначена для передачи данных между элементами комплексов средств автоматизации пунктов управления, ее эффективность предлагается оценивать относительным количеством доставленной потребителю ценной информации с требуемым качеством.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 681.3

Метод кількісної оцінки ситуації при управлінні системою обміну даними в умовах невизначеності / Ю.І. Лосев, О.М. Усачов, О.А. Дробот // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 95 – 100.

Стаття присвячена розробці методу кількісної оцінки ситуації при управлінні системою обміну даними в умовах невизначеності. Задачу кількісної оцінки ситуації пропонується вирішити шляхом визначення ефективності функціонування системи. У зв'язку з тим, що система обміну даними призначена для передачі даних між елементами комплексів засобів автоматизації пунктів управління, її ефективність пропонується оцінювати відносною кількістю доставленої споживачеві цінної інформації з необхідною якістю.

Іл. 1. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 681.3

Methods for quantitative estimation of the situation at data exchange system management under conditional of uncertainty / U.I. Losev, A.M. Usachev, O.A. Drobot // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 95 – 100.

Method for quantitative estimation of the situation at the data exchange system management under conditions of uncertainty is developed. The problem of quantitative estimations of the situation is offered to solve through the system functioning efficiency definition. Since the data exchange system is intended for data transmission between the elements of the management points automation means complexes it is offered to estimate efficiency with a relative quantity of valuable information delivered to a customer.

1 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396.

Анализ влияний возмущений, действующих на контуры управления итерационного синхронно-фазового демодулятора / И.А. Кожин, А.С. Стец, Н.Н. Терещенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 101 – 104.

Показано решение задачи оценки влияния возмущений, действующих на замкнутые основной и дополнительный контуры управления, на точность итерационного СФД.

Ил. 2. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.396.

Аналіз впливів збуджень, діючих на контури управління ітераційного синхронно-фазового модулятора / І.О. Кожин, А.С. Стець, М.М. Терещенко // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 101 – 104.

Показано розв'язок задачі оцінки впливу збуджень, діючих на замкнені основний та допоміжний контури управління, на точність ітераційного с ФД.

Іл. 2. Бібліогр.: 6 назв.

UDC. 621.396.

Analysis of influence of disturbances acting on the control circuits of iteration synchronous-phase demodulator / I.A. Kozhin, A.S. Stets, N.N. Tereshechenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N.138. P. 101 – 104.

Solution of the problem of estimating the disturbances influence acting on the closed(the main and additional) control circuits on the iteration PD precision is shown.

2 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396

Анализ нелинейных систем фазовой автоподстройки / В.К. Стеклов, В.В. Мирошников // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 105 – 109.

Рассмотрен способ описания нелинейных систем фазовой автоподстройки. Приведено линейное представление функционально необходимых нелинейных элементов.

Ил. 4. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396

Аналіз нелінійних систем фазової автопідстройки / В.К. Стеклов, В.В. Мірошников // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 105 – 109.

Розглянуто спосіб описання нелінійних систем фазової автопідстройки. Наведено лінійне представлення функціонально необхідних нелінійних елементів.

Іл. 4. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.396

Phase autotuning non-linear systems analysis / V.K. Steklov, V.V. Miroshnikov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 105 – 109.

Method of description for non-linear systems of phase autotuning is presented. The linear representation of the functionally necessary non-linear elements is given.

4 fig. Ref.: 5 items.

УДК 681.324

Проектирование устройств управления с преобразованием номеров переходов / А.А. Баркалов, Р. Вишневецкий // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 110 – 113.

Предложен метод уменьшения стоимости логической схемы автомата адресации микрокоманд. Минимизация достигается благодаря применению промежуточного преобразования номеров переходов в адреса микрокоманд и коды состояний автомата адресации композиционного микропрограммного устройства управления. Приведен пример применения предложенного метода.

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 681.324

Проектування пристроїв управління з перетворенням номерів переходів / О.О. Баркалов, Р. Вишневецький // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 110 – 113.

Запропоновано метод зменшення вартості логічної схеми автомата адресації мікрокоманд. Мінімізація досягнута завдяки застосуванню проміжного перетворення номерів переходів у адреси мікрокоманд та коди становищ автомата адресації композиційного мікропрограмного пристрою управління. Наведено приклад застосування запропонованого методу.

Іл. 2. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 681.324

Design of control units with transformation of the numbers of transactions / A. Barkalov, R. Wishniewski // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N. 138. P. 110 – 113.

The method of decreasing the cost of the logic circuit of the microinstructions' addressing automaton is offered. Minimization is reached due to application of intermedial unit transforming the numbers of transactions into the microinstructions' addresses and codes of the states of compositional microprogram control unit. An example of application of offered method is given.

Fig. 2. Ref.: 5 items.

УДК 681.324

Проектирование автомата Мили с многократным кодированием внутренних состояний / А.А. Баркалов, А.Ф. Буковец // Радіотехніка: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 114 – 117.

Предлагается метод оптимизации логической схемы микропрограммного автомата Мили на программируемых логических устройствах. Метод основан на кодировании внутренних состояний для всех подтаблиц прямой структурной таблицы переходов микропрограммного автомата. Это позволяет уменьшить длину кода состояния и тем самым уменьшить требования к числу выходов комбинационной схемы, управляющей регистром памяти. Приведен пример применения предложенного метода.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 681.324

Проектування автомата Мілі з багатократним кодуванням внутрішніх становищ / О.О. Баркалов, А.Ф. Буковец // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 114 – 117.

Запропоновано метод оптимізації логічної схеми мікропрограмного автомата Мілі на логічних пристроях, що програмуються. Метод оснований на кодуванні внутрішніх становищ для усіх підтаблиць прямої структурної таблиці переходів мікропрограмного автомата. Це дозволить зменшити довжину кода становищ та тим самим зменшити вимоги до кількості виходів комбінованої схеми, яка керує регістром пам'яті. Наведено приклад застосування запропонованого методу.

Іл. 2. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 681.324

Design of mealy FSM with a multiple encoding of internal states / A. Barkalov, A. Bukowets // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 114 – 117.

The method for optimization of the logic circuit of Mealy finite-state-machine implemented with programmable logic devices is offered. The method is based on the encoding of internal states for all subtables of a direct structural table of the finite-state-machine. It permits to decrease the length of the code of internal state and diminish requirements to the amount of outputs of combinational circuit that controls the automaton memory register. An example of application of the proposed method is given.

Fig. 2. Ref.: 4 items.

УДК 621.391

Иерархическая модель процессов управления доступом в мультисервисных сетях связи / А.Г. Беленков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 118 – 125.

На основе анализа требований по организации процессов управления доступом произведено декомпозиционное представление динамической модели мультисервисной сети связи. Модель мультисервисной сети описана системой неавтономных линейных разностных уравнений состояния.

Ил.4. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391

Иєрархічна модель процесів управління доступом у мультисервісних мережах зв'язку / О.Г. Беленков // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вып. 138. С. 118 – 125.

На основі аналізу вимог з організації процесів управління доступом розроблено декомпозиційне представлення динамічної моделі процесів управління доступом у мультисервісних мережах зв'язку. Модель мультисервісної мережі зв'язку описана системою неавтономних лінійних різницевих рівнянь стану.

Ил.4. Библиогр.: 5 назв.

UDC 621.391

Hierarchical model of access control procedures in multiservice communication networks / A.G. Belenkov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 118 – 125.

Decomposition presentation of the dynamic model of access control procedures in the multiservice network is performed on the basis of the analysis of requirements to the access control processes organization. The communication multiservice network model is described with a system of non autonomous linear difference equations of state.

4 fig. 5 items.

УДК 681.513

Средства анализа и управления компьютерными сетями / Ю.И. Лосев, К.М. Руккас, Е.В. Дуравкин // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 126 – 129.

В статье проведен анализ современных средств анализа и управления компьютерными сетями. На основании проведенного анализа предложена архитектура системы анализа и управления компьютерными сетями, ядром которой является экспертная система поддержки принятия решения.

Табл. 1. Библиогр.: 7 назв.

УДК 681.513

Засоби аналізу та керування комп'ютерними мережами / Ю.І. Лосєв, К.М. Руккас, Є.В. Дуравкін // Радиотехника: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вып. 138. С. 126 – 129.

В статті проведено аналіз сучасних засобів аналізу та управління комп'ютерними мережами. На підставі проведеного аналізу запропоновано архітектуру системи аналізу та управління комп'ютерними мережами, ядром якої є експертна система підтримки прийняття рішення.

Табл. 1. Библиогр.: 7 назв.

UDC 681.513

Means of the computer networks' analysis and control / Yu.I. Losev, K.M. Rukkus, E.V. Duravkin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 126 – 129.

Investigation into the modern facilities of the computer networks analysis and control is performed. Based on the performed investigation the architecture of the analysis and control system for computer networks, their main body being the deciding-making support expert system, is offered.

1 tab. Ref.: 7 items.

УДК 621.396

Методы адаптации и управления в задачах профилирования трафика / Абдельхамид Зугбар, Г.В. Звягольская, С.Н. Селевко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 130 – 133.

Применительно к технологиям управления TMN, TINA предложена процедура адаптации, суть которой состоит в получении апостериорной условной оценки состояния сетевых элементов TE с подальшим усреднением по мешающим параметрам. Проведен анализ предложенных процедур, сводящийся к исследованию апостериорных дисперсий ошибки оценки.

Ил. 4. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396

Методи адаптації і керування в задачах профілювання трафіка / Абдельхамид Зугбар, Г.В. Звягольська, С.Н. Селевко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 130 – 133.

Стосовно до технологій керування TMN, TINA запропонована процедура адаптації, суть якої складається в одержанні апостериорної умовної оцінки стану мережних елементів TE з подальшим усередненням за параметрами, що заважають. Проведено аналіз запропонованих процедур, що зводиться до дослідження апостериорних дисперсій помилки оцінки.

Ил. 4. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.396

Methods of adaptation and management in the problems of the traffic profiling / Abdelhamid Zugbar, G.V. Zvjagolskaja, S.N. Selevko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004 N 138 P. 130 – 133.

In conformity to TMN, TINA management technologies the adaptation procedure is offered, its essence consists in obtaining a posteriori conditional estimation of the TE network elements with further averaging over preventing parameters. The analysis of the offered procedures reduced to research of a posteriori dispersions of the estimation a mistake is performed.

4 fig. Ref.: 4 items.

УДК 681.518.54

Обнаружение возможных тупиковых ситуаций в сетях из автоматов / А.Г. Короткевич // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 134 – 140.

Предлагается метод проверки автоматных сетей на возможность возникновения в них тупиковых состояний. Задача сводится к решению логического уравнения. Метод не требует выделения начального состояния.

Ил. 7. Библиогр.: 18 назв.

УДК 681.518.54

Виявлення можливих тупикових ситуацій у мережах з автоматів / А.Г. Короткевич // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 134 – 140.

Запропоновано метод перевірки автоматних мереж на можливість виникнення у них тупикових станів. Задача зводиться до розв'язання логічних рівнянь. Метод не потребує відокремлення початкового стану.

Ил. 7. Бібліогр.: 18 назв.

UDC 681.518.54

Possible deadlocks detection in FSM networks / A.G. Karatkevich // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 134 – 140.

Method for verifying whether a deadlock state is possible in the FSM network is offered. The task is reduced to the logical equation solution. No selection of initial state is required.

7 fig. Ref.: 18 items.

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И ИХ ОБРАБОТКА

УДК 004.738:681.3.025

Модифицированный алгоритм формирования задержек воспроизведения с анализом джиттера сетевых задержек RTP пакетов / М.Ю. Ощепков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 141 – 145.

Предложен новый алгоритм компенсации джиттера задержек RTP-пакетов, который позволяет уменьшить вносимую задержку по сравнению с существующими алгоритмами, особенно в области малых потерь. Проведена проверка эффективности с помощью пакета имитационного моделирования Network Simulator.

Ил. 3. Библиогр.: 7 назв.

УДК 004.738:681.3.025

Модифікований алгоритм формування затримок відтворення з аналізом джитера мережних затримок RTP пакетів / М.Ю. Ошепков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 141 – 145.

Запропоновано новий алгоритм компенсації джитера затримок RTP-пакетів, який дозволяє зменшити внесу затримку у порівнянні з існуючими алгоритмами, особливо в області малих утрат. Проведено перевірку ефективності за допомогою пакета імітаційного моделювання Network Simulator.

Іл. 3. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 004.738:681.3.025

The modified playout delay algorithm with RTP network delay a jitter analysis / M.Y. Oshchepkov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 141 – 145.

A new playout delay algorithm which offers considerable reduction in delay compared to existing algorithms, especially for low packet losses, is offered. The efficiency test supported by simulation in Network Simulator software is performed.

3 fig. Ref: 7 items.

УДК 621.396.6.08

Измерения на волоконно-оптических системах передачи / Ю.Ю. Коляденко, Л.Н. Холод // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 146 – 152.

Рассмотрены методы измерений и перспективы развития измерительных технологий волоконно-оптических систем передачи. Предложены рекурсивные оценки результатов измерений и схемы измерений параметров волоконно-оптических систем передачи. Показано, что для телекоммуникационной технологии WDM измерение параметров целесообразно выполнять с использованием трансверсального фильтра, в основу которого положен метод понижения размерности.

Ил. 8. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396.6.08

Вимірювання на волоконно-оптичних системах передачі / Ю.Ю. Коляденко, Л.Н. Холод // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб 2004. Вип. 138. С. 146 – 152.

Розглянуто методи вимірювань і перспективи розвитку вимірювальних технологій волоконно-оптичних систем передачі. Запропоновані рекурсивні оцінки результатів вимірювань і схеми вимірювань параметрів волоконно-оптичних систем передачі. Показано, що для телекомунікаційної технології WDM вимірювання параметрів доцільно виконувати з використанням трансверсального фільтра, в основу якого покладено метод пониження розмірності.

Іл. 8. Бібліогр.: 7 назв.

UDC 621.396.6.08

Measurements in fiber optics transmission systems / Yu.Yu. Kolyadenko, L.N. Kholod // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 146 – 152.

Methods of measurements and prospects of developing measurement technologies of fiber optics transmission systems are considered. Recursive estimations of measurement results and fiber optics transmission system parameters measurement schemes are offered. It is shown that it is expedient for the WDM communication technology to perform parameters measurements, using the transversal filter based on the dimension lowering method.

8 fig. Ref.: 7 items.

УДК 681.324

Синхронизация времени с использованием Galileo для обеспечения услуг на основе определения местоположения пользователя в телекоммуникационных системах / А.А. Коновальцев, А.Н. Мудрак // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып. 138. С. 153 – 158.

Точная синхронизация базовых станций в системах беспроводной связи является необходимым условием определения местоположения пользователя и реализации основанных на этом услуг. Указанная синхронизация может быть обеспечена средствами будущей европейской системы спутниковой навигации Galileo. В настоящей статье выполнена оценка средней точности синхронизации базовых станций к системному времени Galileo, которая получена на основе планируемого бюджета ошибок и результатов моделирования созвездия спутников системы. Как показано в статье, полученная оценка может быть затем использована для определения верхней границы ошибки взаимной временной синхронизации базовых станций.

Табл. 1. Ил. 3. Библиогр.: 8 назв.

УДК 681.324

Синхронізація часу з використанням Galileo для забезпечення послуг на основі визначення місця розташування користувача в телекомунікаційних системах / А.О. Коновальцев, О.М. Мудрак // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2002. Вип. 138. С. 153 – 158.

Точна синхронізація базових станцій у системах безпроводного зв'язку є необхідною умовою забезпечення визначення місця розташування користувача і реалізації заснованих на цьому послуг. Зазначена синхронізація може бути забезпечена засобами майбутньої європейської системи супутникової навігації Galileo. В статті виконана оцінка середньої точності синхронізації базових станцій до системного часу Galileo, що отримана на основі планованого бюджету помилок і результатів моделювання сузір'я супутників системи. Як показано в статті, отримана оцінка може бути потім використана для визначення верхньої границі помилки взаємної часової синхронізації базових станцій.

Табл. 1. Іл. 3. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 681.324

Galileo-based time synchronisation to support location based services in communication systems / A. Konovaltsev, A. Moudrak // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 153 – 158.

Precise time synchronization of base stations within a wireless network is a backbone of user localisation required for provision of location based services. This synchronisation can be achieved using timing capabilities of future European satellite navigation system Galileo. In this paper we assess the average accuracy of synchronization of base stations to the Galileo system time making use of projected Galileo error budget and simulations of the Galileo satellite constellation. As shown in the paper, these results can be then used to determine the upper bound for mutual time synchronisation error of base stations.

1 tab. 3 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.396.2

Методологические основы использования вейвлетов в телекоммуникациях / Л.А. Титаренко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вип. 138. С. 159 – 163.

Предложено решать задачу приближения сложных функций, какими есть функции в телекоммуникационных системах, используя в качестве базисных функций вейвлеты. Использование данного математического аппарата позволяет избежать многих ограничений, повысить эффективность обработки и решить ряд важных задач практического приложения.

Ил. 4. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.2

Методологічні основи використання вейвлетів у телекомунікаціях / Л.О. Титаренко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 159 – 163.

Запропоновано вирішувати задачу наближення складних функцій, якими є функції в телекомунікаційних системах, використовуючи у якості базисних функцій вейвлетів. Використання даного математичного апарату дозволить запобігти багатьох обмежень, підвищити ефективність та вирішити низку важливих задач практичного втілення.

Іл. 4. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.396.2

Methodological fundamentals of wavelets use in telecommunications / L.A. Titarenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N. 138. P. 159 – 163.

It is offered to solve the approximation problem of complex functions, as they are in telecommunications systems, using wavelets for the basic functions. The use of the given mathematical apparatus makes it possible to avoid many limitations, increase efficiency of processing and solve a number of important problems of practical application.

4. fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.391: 621.396

Композиционная модель адаптируемого канала связи / Б.Б. Поспелов, О.Б. Поспелова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вип. 138. С. 164 – 172.

В статье приведены соотношения, определяющие композиционную модель адаптируемого канала связи, которые позволяют моделировать различные особенности реальных авиационных радиоперелинков. Учет подвижности передающей и приемной антенн, а также источников мешающих сигналов и помех в канале, осуществляет-

ся введением соответствующей зависимости сферических координат источников излучения и приема во времени. Нестационарность параметров среды распространения сигналов учитывается зависимостью во времени соответствующих тензоров.

Ил. 3. Библиогр.: 13 назв.

УДК 621.391: 621.396

Композиційна модель каналу зв'язку, що адаптується / Б.Б. Поспелов, О.Б. Поспелова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 164 – 172.

В статті приведені співвідношення, що визначають композиційну модель каналу зв'язку, що адаптується, які дозволяють моделювати різні особливості реальних авіаційних радіоліній. Облік рухливості передаючої і приймальної антен, а також джерел сигналів і перешкод, що заважають, в каналі, здійснюється введенням відповідної залежності сферичних координат джерел випромінювання і прийому в часі. Нестационарність параметрів середовища розповсюдження сигналів враховується залежністю в часі відповідних тензорів.

Ил. 3. Библиогр.: 13 назв.

UDC 621.391: 621.396

Composition model of the adapted communication channel / B.B. Pospelov, O.B. Pospelova // Radiotekhnika: All-Ukr.Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 164 – 172.

The correlations determining the composition model of the adapted communication channel are given; they make it possible to design different features of real aviation radio channels. Mobility recording of transmitting and receiving aerials, as well as the sources of interference signals and noise in the channel is carried out by introduction of the proper dependence of spherical coordinates of radiation and reception sources in time. The nonstationary nature of parameters of the signals propagation medium is taken into account with dependence of proper tensors in time.

3 fig. Ref.: 13 items.

УДК. 621.391

Система измерений в технологии ISDN / С.А. Сабурова, С.И. Татарчук // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн.сб. 2004. Вып. 138. С. 173 – 181.

Рассмотрены проблемы развития системы измерений в технологии ISDN, а также практические вопросы измерений, что должно помочь техническим специалистам при обслуживании сети ISDN. Представлены основные методы организации измерений в ISDN, которые являются уникальными и разработаны на основе анализа тех задач и возможных ситуаций, которые могут встретиться при обслуживании ISDN.

Ил. 9. Библиогр.: 4.

УДК. 621.391

Система вимірів у технології ISDN / С.О. Сабурова, С.І. Татарчук // Радіотехніка: Всеукр. міжвід.наук.-техн.зб. 2004. Вип. 138. С. 173 – 181.

Розглянуто проблеми розвитку системи вимірів у технології ISDN, а також практичні питання вимірів, що повинно допомогти технічним фахівцям при обслуговуванні мережі ISDN. Представлено основні методи організації вимірів у ISDN, що є унікальними і розроблені на основі аналізу тих задач і можливих ситуацій, що можуть зустрітись при обслуговуванні ISDN.

Ил. 9. Библиогр.: 4.

UDC. 621.391

Measurement system in ISDN technology / S.A. Saburova, S.I. Tatarchuk // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 173 – 181.

The problems of development of the measurement system in the ISDN technology with the practical aspects of measurements are considered with the object to help technical experts when maintaining ISDN network. The main methods of organizing measurements in ISDN which are unique and developed on the basis of analysis of those problems and possible situations arising in the course of the ISDN maintenance, are presented.

9 fig. Ref.: 4 items

УДК 621.391

Методика расчета пропускной способности транкинговых систем радиосвязи / О.П. Батаев, А.Е. Колесник // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 182 – 186.

Предложена методика расчета пропускной способности транкинговых систем радиосвязи. Системы транкинговой радиосвязи рассматриваются как системы массового обслуживания. Предложены алгоритмы расчета

относительной пропускной способности, как без воздействия помех, так и при воздействии аддитивных помех на систему радиосвязи.

Ил. 2. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.391

Методика розрахунку пропускної здатності транкінгових систем радіозв'язку / О.П. Батаєв, О.Є. Колісник // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 182 – 186.

Запропоновано методику розрахунку пропускної здатності транкінгових систем радіозв'язку. Системи транкінгового радіозв'язку розглянуто як системи масового обслуговування. Запропоновано алгоритми розрахунку відносної пропускної здатності як при відсутності впливу завад, так і при впливі адитивних завад на систему радіозв'язку.

Іл. 2. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.391

Methodis for trunking communication systems capacity calculation / O.P. Batayiv, O.J. Kolisnyk // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 182 – 186.

Methods for trunking communication systems calculation was offered. The trunking communication systems are considered as queuing systems. The calculation algorithms of relative capacity both without fluctuations in radio communication system and with additive fluctuations are offered.

2 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.396.931

Оценка пропускной способности базовых станций систем CDMA / Н.Д. Плотников, А.Е. Суворов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 187 – 191.

Рассмотрены методы расчёта и повышения пропускной способности систем CDMA. Показана связь пропускной способности с взаимными помехами.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.931

Дослідження пропускної здатності базових станцій систем CDMA / Н.Д. Плотніков, О.Є. Суворов // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 187 – 191.

Розглянуті методи розрахунку і підвищення пропускної здатності систем CDMA. Показаний зв'язок пропускної здатності з взаємними завадами.

Іл. 2. Бібліогр.: 4 назви.

UDC 621.396.931

CDMA systems base stations bandwidth Evaluations / N.D. Plotnikov, A.Y. Suvorov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 187 – 191.

The methods of calculations and increase in the CDMA systems bandwidth are considered. The connection between bandwidth and interference is shown.

2 fig. Ref.: 4 items.

УДК621.396

Влияние параметрических возмущений на основные показатели качества системы ФАП с местной положительной обратной связью / В.В. Мирошников // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып.138. С. 192 – 196.

Рассматривается система фазовой автоподстройки с управлением по отклонению и местной положительной обратной связи. Оценивается влияние параметрических возмущений на основные показатели качества.

Ил. 1. Библиогр.: 5 назв.

УДК621.396.

Вплив параметричних збуджень на основні показники якості системи ФАП з місцевим позитивним зворотнім зв'язком / В.В. Мірошніков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 192 – 196.

Розглянуто систему фазової автопідстройки з управлінням по відхиленню і місцевим позитивним зворотнім зв'язком. Оцінено вплив параметричних збуджень на основні показники якості.

Іл. 1. Бібліогр. 5 назв.

UDC 621.396

Influence of parametric disturbances on the main quality indices of the PAT system with a local positive feedback / V.V. Miroschnikov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 192 – 196.

The system of phase automatic tuning with a control on deviation and local positive feedback is considered. The influence of parametric disturbances on the main quality indices is estimated.

1 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.373.121

Электромеханический кварцевый частотный модулятор на базе технологии MEMS / А.А. Акулиничев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 197 – 204.

Предложено применение в качестве частотного модулятора кварцевой колебательной системы с электростатическим управлением величиной межэлектродного зазора. С позиции концепции многостороннего преобразователя А.А. Харкевича показана возможность снижения влияния на него дестабилизирующих факторов. Предложено использование матричного подвижного электрода. Показаны преимущества предлагаемой конструкции частотного модулятора по сравнению с традиционной.

Табл. 1. Ил. 8 Библиогр.: 10 назв.

УДК 621.373.121

Електромеханічний кварцевий частотний модулятор на базі технології MEMS / А.А. Акулиничев // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 197 – 204.

Запропоновано використання у якості частотного модулятора кварцевої коливальної системи з електростатичним керуванням величиною міжелектродного зазору. З позиції концепції багатобічного перетворювача А.А. Харкевича показано можливість зниження впливу на нього дестабілізуючих факторів. Запропоновано використання матричного рухомого електрода. Показані переваги запропонованої конструкції частотного модулятора порівняно з традиційною.

Табл. 1. Іл. 8 Бібліогр.: 10 назв.

UDC 621.373.121

Electromechanical quartz frequency modulator based on the MEMS technology / A.A. Akulinichev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 197 – 204.

The quartz oscillating system with electrostatic control size of interelectrode gap is offered for application as a frequency modulator. From the position of A.A. Harkevich's multilateral transformer conception the possibility to decrease destabilizing factors action on it is demonstrated. It is offered to use a matrix movable electrode. The advantages of the offered frequency modulator construction as compared with the traditional one is shown.

1 tab, 8 fig. Ref.: 10 items.

УДК 621.396.946 ²

Методы моделирования антенной системы абонентских станций / Л.И. Нетикова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 205 – 208.

Приведен обзор методов моделирования электромагнитного поля абонентской станции.

Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.946

Методи моделювання антенної системи абонентських станцій / Л.І. Нетікова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 205 – 208.

Наведено огляд методів моделювання електромагнітного поля абонентської станції.

Іл. 1. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.396.946

Methods of modelling the customer stations antenna system / L.I. Netikova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 205 – 208.

The review of methods for modeling the electromagnetic field of a customer station is offered.

1 fig. Ref: 4 items.

УДК 621.391.24

Синтез многопараметрических селективных сигналов, построенных на основе кубических сплайнов / Э.А. Сукачев, И.В. Стрелковская // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 209 – 213.

Предложен класс многопараметрических сигналов, удовлетворяющих первому критерию Найквиста. Исследована зависимость свойств сигналов от численных значений параметров.

Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391.24

Синтез багатопараметричних селективних сигналів, побудованих на базі кубічних сплайнів / Е.О. Сукачев, І.В. Стрелковська // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 209 – 213.

Запропоновано клас багатопараметричних сигналів, які задовольняють першому критерію Найквіста. Досліджено залежність властивостей сигналів від числових значень параметрів.

Іл. 2. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.391.24

Synthesis of multiparametric Nyquists signals by cubic spline interpolation / E.A Sukachov, I.V. Strelkovskaya // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 209 – 213.

The class of multiparametric Nyquists signals is proposed. Dependence of signals properties upon numerical values of parameters has been investigated.

2 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.373.826

Модификация спектров оптоэлектронных приборов с многослойными квантовыми размерными структурами / А.Г. Пашенко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 214 – 219.

Рассмотрены эффекты вырождения энергетического спектра частиц и квазичастиц в трехслойной наноструктуре на основе $GaAs/Al_xGa_{1-x}As$. Получена рекуррентная формула для определения энергетических состояний частиц и квазичастиц с учетом четности того или иного состояния для произвольного количества квантово ограниченных областей в структуре.

Ил. 5. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.373.826

Модифікація спектрів оптоелектронних приладів з багат шаровими квантовими розмірними структурами / О.Г. Пашенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2004. Вип. 138. С. 214 – 219.

Розглянуто ефекти виродження енергетичного спектру частинок і квазічастинок у тришаровій наноструктурі на основі $GaAs/Al_xGa_{1-x}As$. Отримана рекурентна формула для визначення енергетичних станів частинок і квазічастинок з урахуванням парності того чи іншого стану для довільної кількості квантово обмежених областей у структурі.

Іл. 5. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.373.826

Spectra modification of optoelectronic devices with multilayer quantum well structures / A.G. Pashchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2004. N 138. P. 214 – 219.

Effects of degeneration of particles and quasi-particles energy spectrum in the three-layer nanostructure based on $GaAs/Al_xGa_{1-x}As$ are considered. The recurrent formula for defining particles and quasi-particle energy states with regard for evenness of one or another state for a random quantity of quantum limited regions in the structure was derived.

5 fig. Ref.: 4 items.

УДК 517.958:535.4

Элементарный аддитивный источник рассеянного поля в слабонеоднородной среде / А.Ю. Панченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 220 – 226.

Рассматривается модель протяженного источника рассеянного поля, которая позволяет более точно представить поле вблизи неоднородности. Возможность использования более сложной модели обеспечивается широким распространением персональных ЭВМ. Результаты сравнительных расчетов тестовых задач для случая двумерного пространства показывают, что данная модель позволяет описывать поле в ближней зоне больших неоднородностей

Ил.8. Библиогр.: 4 назв.

УДК 517.958:535.4

Елементарне адитивне джерело поля, що розсіяне у слабконеоднорідному середовищі / О.Ю. Панченко // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2004. Вип. 138. С. 220 – 226.

Разглядається модель довгого джерела розсіяного поля, яка дозволяє точніше уявити поле поблизу неоднорідності. Можливість використання більш складної моделі забезпечується широким розповсюдженням персональних ЕОМ. Результати порівняльних розрахунків тестових задач для випадка двовимірного простору показують, що ця модель дозволяє описати поле у ближній зоні великих неоднорідностей.

Іл.8. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 517.958:535.4

Elementary additive source of the scattered field in a weakly heterogeneous medium / A.Yu. Panchenko // *Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2004. N 138. P. 220 – 226.

The model of the field extended source, which makes it possible to represent the field more precisely near heterogeneity, it considered. The possibility to use a more complicated model is provided with a widespread use of personal computers. Results of the comparative calculations of the test problems for the two-dimensional space case show that the given model makes it possible to describe the field in the near zone of great heterogeneities.

Fig. 8. Ref.: 4 items.

УДК 621.396.677

Отражательная вибраторная антенная решетка двойной поляризации / П.Л. Токарский, А.А. Щербина // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2004. Вип. 138. С. 227 – 230.

Предложен способ построения отражательной антенной решетки двойной поляризации, состоящей из облучателя и плоского рефлектора. Последний представляет собой эквидистантную решетку резонансных вибраторов, расположенных параллельно проводящему экрану на высоте четверти длины волны. Площадь раскрыва решетки разбита на кольцевые области, которые совпадают с зонами Френеля для поля облучателя. Все вибраторы внутри каждой зоны Френеля имеют одинаковую ориентацию, которая ортогональна ориентации вибраторов в смежных зонах.

В качестве примера приведены расчетные диаграммы направленности отражательной вибраторной антенной решетки двойной поляризации с круглым раскрывом диаметром 20 длин волн.

Ил. 2. Библиогр.: 12 назв.

УДК 621.396.677

Відбивна вибраторна антенна решітка подвійної поляризації / П.Л. Токарський, О.О. Щербина // *Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб.* 2004. Вип. 138. С. 227 – 230.

Запропоновано спосіб побудови відбивної антенної решітки подвійної поляризації, що складається з опромінювача й плоского рефлектора. Останній являє собою еквидистантну решітку резонансних вибраторів, розташованих паралельно провідному екрану на висоті чверті довжини хвилі. Площина апертури решітки поділена на області, що збігаються зі зонами Френеля для поля опромінювача. Усі вибратори всередині кожної зони Френеля мають єдину орієнтацію, котра ортогональна до орієнтації вибраторів у суміжних зонах.

Як приклад наведено розраховані діаграми спрямованості відбивної вибраторної антенної решітки подвійної поляризації з круглою апертурою діаметром 20 довжин хвиль.

Іл. 2. Бібліогр.: 12 назв.

UDC 621.396.677

Dual-polarization dipole reflectarray / P.L. Tokarsky, A.A. Shcherbina // *Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag.* 2004. N 138. P. 227 – 230.

A method of designing a dual polarization dipole reflectarray is proposed. The reflectarray includes a primary feed and a flat reflector composed of the antenna array and a conducting ground. The horizontal resonant dipoles, located on a quarter of wavelength above the ground, are used as elements of equally spaced array. The reflectarray square is divided into regions conformed with Fresnel's zones of the primary radiator field. All dipoles placed in each Fresnel zone are equally oriented, but they orthogonal oriented with respect to ones in the adjoining zones.

As example the calculated radiation pattern of the dual-polarization dipole reflectarray with circle aperture by 20 wavelength diameter is given.

2 fig. Ref.: 12 items.

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
РАДІОТЕХНІКА
Випуск 138
Російською та українською мовами

СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
РАДИОТЕХНИКА
Выпуск 138
На русском и украинском языках

Редактор *Л.М. Денісова*
Виконавець комп'ютерної верстки *А.Ю. Невкритий*

Підп. до друку 31.07.2004. Формат 60 × 90/8.
Папір офсет. Гарнітура Таймс. Друк ризограф. Ум. друк. арк. 15,2.
Обл.-вид. арк. 16,1. Тираж 300 пр. Зам. № 541. Ціна договір.

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

Оригінал-макет підготовлено і збірник надруковано у ПФ «Колегіум», тел. (0572) 28-53-74.