

621.395(0)
P15

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
ХАРЬКОВСКИЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
УНИВЕРСИТЕТ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

*К 75-летию Харьковского национального
университета радиоэлектроники*

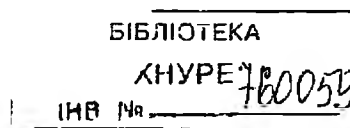
РАДИОТЕХНИКА

**Всеукраинский межведомственный
научно-технический сборник**

Тематический выпуск
«ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ»

Основан в 1965 г.

ВЫПУСК 142



Харків
Харківський національний
університет радіоелектроніки
2005

БІБЛІОТЕКА
ХНУРЕ

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

Регистрационное свидетельство КВ № 4486 от 22. 08. 2000.

Ответственность за содержание статей несут авторы

Редакционная коллегия: главный редактор *В.М. Шокало*, д-р техн. наук, проф.; зам. главного редактора *А.И. Лучанинов*, д-р физ.-мат. наук, проф.; ответственный секретарь *Ж.Ф. Пащенко*, канд. техн. наук, проф.; *В.М. Ажасжа*, чл.-кор. НАН Украины; *Б.М. Булгаков*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *И.Д. Горбенко*, д-р техн. наук, проф.; *Ю.Е. Гордиенко*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *А.И. Добня*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *В.В. Конин*, д-р техн. наук, проф.; *А. А. Коноваленко*, академик НАН Украины; *Н.И. Кравченко*, д-р техн. наук, проф.; *В.М. Кузмичев*, д-р физ.-мат. наук, проф.; *Л.Н. Литвиненко*, академик НАН Украины; *И.М. Неклюдов*, академик НАН Украины; *А.Г. Пащенко*, канд. физ.-мат. наук, доцент; *В.В. Поповский*, д-р техн. наук, проф.; *Э.Д. Прохоров*, д-р физ.-мат., проф.; *Е.Г. Прошкин*, д-р техн. наук, проф.; *А.И. Стрелков*, д-р техн. наук, проф.; *К.С. Сундучков*, д-р техн. наук, проф.; *Я.С. Шифрин*, д-р техн. наук, проф.; *С.Н. Шостка*, д-р техн. наук, проф.

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

Рекомендовано Ученым советом Харьковского национального университета радиоэлектроники, протокол № 9 от 04.02.2005.

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

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

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

<i>Поповский В В.</i> Математические модели в теории телекоммуникационных систем	5
<i>Лемешко А В.</i> Вероятностно-временная модель QoS-маршрутизации с предвычислением путей в условиях неидеальной надежности элементов телекоммуникационной сети	11
<i>Сундучков К С, Сушко С И, Козут А Л, Бойко И В.</i> Архитектура малой корпоративной спутниковой сети связи	21
<i>Носев Ю И, Рафальский Ю И, Шматков С И, Руккас К М.</i> Анализ возможных путей решения задачи динамического управления качеством обслуживания в телекоммуникационных сетях	30
<i>Коляденко Ю Ю, Величко Т В.</i> Модель динамики неравновесных состояний при распределении ресурсов в сети абонентского радиодоступа	34
<i>Зайцев Д А, Шмелёва Т Р.</i> Измерение характеристик одноуровневой коммутируемой сети с помощью параметрической модели Петри	40
<i>Стрелковская И В.</i> Примененне кубических ω -сплайнов для синтеза селективных сигналов	47
<i>Безрук В М, Свид И В, Корсун И В.</i> Многокритериальная оптимизация управления сетью связи с пакетной коммутацией	53
<i>Сабурова С А, Ильяшенко Е Н.</i> Учебно - сервисный центр «samsung telecom»	59
<i>Есеева О Ю, Беленков А Г, Алексеев С В.</i> Распределение нагрузки в иерархических телекоммуникационных сетях декомпозиционным методом	63

ПРОБЛЕМЫ СИНТЕЗА, АНАЛИЗА И УПРАВЛЕНИЯ

<i>Стеклов В К, Юдин А К.</i> Синтез оптимального управления для системы фАП с учетом возмущений	71
<i>Борщ В И, Коваль В В, Туманов В Г, Коршун Е И.</i> Замкнутые кривые предельных циклов оптимальных по быстродействию объектов с периодическим по фазовой координате управляющим воздействием	73
<i>Абдельхамид Зугбар Звягольская Г В, Селевко С Н.</i> Разработка математической модели состояния нестационарной телекоммуникационной системы	80
<i>Стеклов В К, Беркман Л Н, Карась О Н.</i> Синтез оптимальной по быстродействию самонастраивающейся комбинированной системы ФАП	83
<i>Карась О М, Нацик Д О.</i> Місце ігрових систем управління в теорії автоматичного управління	
<i>Баркалов А, Буковец А, Вишневский Р.</i> Синтез микропрограммного автомата с представлением термов функций возбуждения как пар микрокоманд	88
<i>Звягольская Г В, Селевко С Н, Абдельхамид Зугбар.</i> Оценка состояния нестационарной телекоммуникационной системы	92
<i>Стеклов В К, Беркман Л Н, Рудык Л В.</i> Синтез алгоритма оптимального управления комбинированной системы ФАП при возмущающих воздействиях	97
<i>Батаев О П.</i> Синтез устройств с перемежением сигналов и оценка эффективности его применения в многолучевых радиоканалах	105
<i>Ощепков М Ю.</i> Оценка эффективности алгоритмов компенсации джиттера сетевых задержек	108
<i>Нацик Д В, Стец А С.</i> Разработка алгоритма машинного проектирования устройства управления	116
<i>Стеклов В К, Беркман Л Н, Карась О Н.</i> Определение моментов переключения сигнала управления оптимальной по быстродействию системы ФАП с оптимизируемым переходным процессом МКУ	123
<i>Блинов В С.</i> К оценке допустимых удельных затрат на создание и эксплуатацию системы связи	129

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

<i>Коляденко Ю Ю, Москалец Н В.</i> Анализ электромагнитной совместимости группировки беспроводных локальных сетей	135
<i>Горобец Н Н, Дахов В М.</i> Разностные диаграммы направленности угловых антенных решеток с центральным возбуждением	142
<i>Манжос В Н, Попонин А М, Попонин Ю А, Асанов Э Э.</i> Двумерная пеленгация источников шумовых сигналов при использовании цилиндрической фазированной антенной решетки с пространственным сверхразрешением	146
<i>Белокурский Ю П, Рахаев А С, Щербина А О.</i> Экранирование источника электромагнитного излучения и некоторые особенности изготовления экранированных камер	150
<i>Нетилова Л Н.</i> Приближенная оценка распределения электромагнитного поля абонентской станции подвижной связи	158
<i>Плотников Н Д, Зубченко Ю О.</i> Оценка территориально-частотных планов сотовых систем связи, использующих малоразмерные кластеры	163

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И ИХ ОБРАБОТКА

<i>Миленский А В, Сундучков А К.</i> Синтез корректирующего фильтра в приемнике Кам-сигналов	167
<i>Стец А С, Терещенко Н Н, Рогожников А И.</i> Система ФАП на элементах вычислительной техники	175
<i>Чуев И А, Бондарь Д В, Зеленин А Н.</i> Оптимизация спектра выходного колебания умножителя частоты с фазовым подавлением смежных гармоник	179
<i>Бордюгов Б Ю, Титаренко Л А.</i> Методы одномерного вейвлет преобразования для параметрической спектральной обработки нестационарных сигналов	184
<i>Бесседин А Н, Ельцов П Е, Лукин В В.</i> Исследование статистических характеристик остаточных флуктуаций при применении нелинейных фильтров для обработки сигналов и изображений с пуассоновским законом распределения помех	189
<i>Цалиев Т А.</i> Анализ направленных свойств плоских дискретно-импедансных рефлекторов зеркальных антенн	198
<i>Балагура Д С, Горбенко Ю И.</i> Методы оценки сложности криптоанализа для криптографических приложений в группе точек эллиптической кривой, учитывающие вероятность коллизий	205
<i>Kotikh Y. V.</i> RFID-based sensor networks for monitoring and tracking	214
<i>Кучуж Г А, Яцевич С Е.</i> Моделирование сетевого трафика с использованием свойства масштабной инвариантности	219
Рефераты	226

CONTENTS

SYSTEM PROBLEMS OF COMMUNICATIONS

<i>V.V. Popovsky</i> Mathematical models in the theory of telecommunication systems	5
<i>A.V. Lemeshko</i> Probabilistic-temporal model of QoS-routing with calculation of ways in the conditions of unideal reliability of elements of telecommunication network	11
<i>K.S. Sunduchkov, A.A. Makarov, S.I. Sushko, A.L. Kogut, I.V. Boyko</i> The architecture of a small corporate satellite communication network	21
<i>U.I. Losev, U.I. Rafalsky, S.I. Shmatkov, K.M. Rukkas</i> Analysis of possible ways to solve a task of gully service dynamic management in telecommunication networks.	30
<i>Y.Y. Kolyadenko, T.V. Velichko</i> Model of nonequilibrium states dynamics at distribution of resources in the user's radio access network	34
<i>D.A. Zaitsev, T.R. Shmeleva</i> Measurement of a single-level switched network characteristics using Petri parametric model ...	40
<i>I.V. Sirelkovskaya</i> Application of cubic B-splines to the synthesis of selective signals	47
<i>V.M. Bezruk, I.V. Svid, I.V. Korsun</i> Multicriterial optimization of management in communication network with batch switching	53
<i>S.A. Saburova, Ye.N. Ilyashenko</i> Samsung Telecom" Training and Service Facility	59
<i>O.Yu. Evseeva, A.G. Belenkov, S.V. Alekseev</i> Partition of load in hieratical telecommunication networks by a dekompozitsyonnym method	63

PROBLEMS OF SYNTHESIS, ANALYSIS AND MANAGMENT

<i>V.K. Steklov, A.K. Yudin</i> . Synthesis of optimum control for the PAT system regard to perturbations	71
<i>V.I. Borsch, V.V. Koval, Y.G. Tumanov, E.I. Korshun</i> . Closed curves of lim it cycles optimum by response of objects with periodic over the control actions phase coordinate.	73
<i>Abdelhamid Zugbar, G.N. Zvjagolskaja, S.V. Selevko</i> .Elaboration of mathematical model of state of the non-stationary telecommunication system	80
<i>V.K. Steklov, L.N. Berkman, O.N. Karas</i> Synthesis of the autotuning combined system PAT optimum on the fast-acting	83
<i>O.N. Karas, D.A. Natzyk</i> . Place of game control systems in the theory of automatic control	88
<i>A. Barkalov, A. Bukowiec, R. Wisniewska</i> . Synthesis of Finite State machine with Representation of Terms of Excitation Functions as Pair of Microinstructions	96
<i>Zvjagolskaja G.V., Selevko S.N.</i> Non-stationary telecommunication system state estimation	97
<i>V.K. Steklov, L.N. Berkman, L.V.</i> Synthesis of algorithm the optimum control for the combined PAT system under perturbing action	105
<i>O. Batayev</i> Synthesis of the intermittent signal device and estimation of its efficiency in multibeam radio channel	108
<i>M. Oshchepkov</i> . Performance estimation of the network delay jitter compensation algorithms	116
<i>D.V. Nacyk, A.S. Stets</i> . Development of algorithm of the machine planning of control unit	123
<i>V.K. Steklov, L.N. Berkman, O.N. Karas</i> . Determination of control signal switching moments in the time-optimal PAT system with the SCD optimized transient process	125
<i>V.S. Blinov</i> . To estimation of possible density expenses on creation and exploitation of the SIMIS communication network	129

ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY

<i>J.J. Kolyadenko, N.V. Moskalets</i> . The analysis of electromagnetic compatibility of wireless local networks grouping	135
<i>N.N. Gorobets, V.M. Dakhov</i> . The difference patterns of angle antenna arrays with central excitation	142
<i>V.N. Manzhos, A.M. Poponin, Yu.A. Poponin, E.E. Asanov</i> . Two-dimensional detection of noise signal sources when using the cylindrical phased antenna array with spatial super-resolution	146
<i>U.P. Belokurskiy, A.S. Rahuev, A.A. Scherbina</i> . Screening of source of electromagnetic radiation and some features of making of the screened chambers	150
<i>L.I. Netikova</i> . The approximate estimate of the mobile communication user node electromagnetic field distribution	158
<i>N.D. Plotnikov, Yu.O. Zubchenko</i> . Estimation of territorial-frequency plans of cellular communication networks, using smallsize clusters	162

THEORY OF SYGNALS AND THEIR PROCESSING

<i>A.V. Milenky, A.K. Sunduchkov</i> . Synthesis of the Correcting filter in the QAM receiver	167
<i>A.S. Stets, N.N. Tereshchenko, A.I. Rogojnikov</i> . System PAT on the elements of the computing engineering	175
<i>I.A. Chuev, D.V. Bondar, A.N. Zelenin</i> . Optimization of the multiplier output fluctuation frequency spectrum with phase suppression of adjacent harmonicas	179
<i>B. U. Bordugov, L. A. Titarenko</i> . Metods of one-dimensional wavelet transformation for parametric spectral processing of non-steady-state signals	184
<i>A. Besedin, P. Yelitsov, V. Lukin</i> . Study of residual fluctuation statistical characteristics in application of nonlinear filters for signals and images processing with Poisson noise distribution	189
<i>T.A. Tsaliev</i> . Analysis of directive properties of flat discreet-impedance reflectors of mirror antenna	198
<i>D.S. Balagura, U.I. Gorbenro</i> . Method estimation of complexity of cryptanalysis for cryptographic transformation in group points on elliptic curves with taking into account probability of collision	205
<i>Y.V. Kotukh</i> . RFID-based sensor networks for monitoring and tracking.	214
<i>G.A. Kuchuk, S.Ye. Yatsевич</i> . Simulation of network traffic with usage of property of scale invariance	219
Abstracts	226

Уважаемые коллеги!

Перед Вами очередной ежегодный тематический сборник «Проблемы телекоммуникаций», который состоялся благодаря поддержке Харьковского филиала ЗАО «Киевстар Дж. Эс. Эм.» и его директора Стерина Вячеслава Леонидовича, за что от имени всех читателей, авторов и редколлегии искренне благодарю Вячеслава Леонидовича.

За последние год - полтора наметились некоторые новые тенденции в развитии информационных технологий (ИТ) и, в частности, телекоммуникационных технологий (ТТ), некоторые из которых попытаемся сформулировать.

Во-первых, основная проблематика ИТ все в большей степени сосредотачивается в области связи, в телекоммуникациях, в решениях сетевых задач. Подтверждением тому является принятие глобальной концепции FMC - Fixed- Mobile Convergence – конвергенции фиксированной и мобильной связи, что существенно упростит доступ к сети (connectivity) и коренным образом изменит наши представления об информационном обмене.

Во-вторых, в новых разработках отмечается все большая ориентация не на технологии, а на услуги. При этом вопрос стоит уже не об обеспечении качества обслуживания (QoS), а о максимизации этого качества, обслуживании по мере возможности (best - effort). В связи с этим появилась необходимость учреждения сервис-провайдеров нового поколения (NGSP – New Generation Service Provider). В процедуру обслуживания все больше включаются различные дополнительные услуги, расширяются возможности интеллектуальных сетей (IN), создается интеллектуальная информационная сеть (I I N). Интеллектуальные решения проникают во все уровни модели ВОС. Примечательно и то, что ведущим производителем технологий и оборудования связи фирмой Cisco в 2004 году принята программа "Intelligent Transportation Solutions" – интеллектуальные транзитные решения.

В-третьих, происходит пересмотр концепции построения телекоммуникационных сетей. Повсеместно проводятся работы по внедрению сетей нового поколения NGN (Next Generation Network), базирующихся на IMS - архитектуре и SIP - протоколах маршрутизации пятого поколения. IMS – IP Multimedia Subsystem; обеспечивает перенос по IP сети как сигнальный, так и основной трафик. SIP – Session Initiation Protocol, базовый алгоритм управления сеансами, являющийся инвариантным к типу переносимого трафика, удобный для интерактивных коммуникаций. В дальнейшем, на базе NGN, может быть построена широкополосная конвергентная сеть (BcN – Broadband convergence Network), которая интегрирует в себе все виды трафика, включая телерадиовещание.

В-четвертых, все большую роль и удельный вес на рынке телекоммуникаций приобретают беспроводные технологии: сотовая, транкинговая, пейджинговая связь, WiFi, WiMax – конкурент xDSL и др. Здесь уже разработаны протоколы передачи речи VoWLAN (аналог VoIP), реализуется конвергенция трафика (triple play), создаются самозащищающиеся сети. За последние годы интенсивно разрабатываются беспроводные сенсорные сети (WSN – Wireless Sensor Network), обладающие высокой масштабируемостью, а также самоорганизацией, что обеспечивает их большую живучесть, возможность эффективного использования в условиях кризисных ситуаций, в военных целях. Наряду с этим вводимый по плану новый третий этап развития поколения GSM задерживается из-за отсутствия широкого интереса потребителей к предлагаемым возможностям обслуживания. Поэтому стоит вопрос о том, нужен ли этап 3G, и не прийти ли сразу же к 4G.

В-пятых, развитие современных информационных и телекоммуникационных технологий осуществляется в первую очередь на основе инженерной интуиции и совершенствования самих технологий. Многообразие технологий и направлений развития приводит к необ-

ходимости решения задач стыковки отдельных сетевых элементов и технологий, к появлению проблемных режимов, громоздкости структур. Становится очевидным необходимость системного подхода при проектировании, испытании и эксплуатации сетей. С целью обеспечения такого подхода комитетом IETF принята концепция правил системной политики. Данные правила должны, очевидно, базироваться на строгой серьезной науке, в основе которой лежит теория систем. Ее название: теория телекоммуникационных систем. На наш взгляд, появление такой науки имеет исключительную актуальность, ибо масштабность современных телекоммуникационных систем и многообразие режимов уже не могут целостно восприниматься интеллектом человека без серьезной формализации структур и процессов, отображающих и моделирующих эти системы.

Можно попытаться спрогнозировать содержание некоторых важных компонентов создаваемой теории телекоммуникационных систем:

- математическое моделирование телекоммуникационных систем и их фрагментов. Возможность синтеза и анализа структурных и функциональных характеристик моделей систем, а также обобщенного рассмотрения этих характеристик. Для этого понадобится, очевидно, существенно расширить используемый арсенал математических методов и приемов, включая сюда теорию множеств, тензорный анализ, категоричный подход, теорию автоматов, сдлайн аппроксимаций, синергетические методы, теорию катастроф, методы детерминистской и вероятностной математики;

- методы управления структурными и функциональными характеристиками систем, обеспечения оптимальных свойств при проектировании, построении и эксплуатации сетей, при выборе режимов отдельных сетевых элементов и всей системы в целом. Обеспечение структурной и функциональной устойчивости телекоммуникационных систем;

- методы тестирования системы и ее элементов, преодоление априорной неопределенности, методы адаптации на уровне сетевых элементов и системы в целом при изменении трафика и при коррекции имеющихся ограничений. Самоорганизация за счет оптимизации режимов и реструктуризации сетей;

- разработка инженерных методик проектирования, анализа и синтеза телекоммуникационных систем.

Мы приглашаем на страницы нашего сборника специалистов в области ИТ для обсуждения указанных и других проблем, число которых все возрастает.

*Ответственный за выпуск
доктор технических наук, профессор В. Поповский*

В.В. ПОПОВСКИЙ, д-р техн. наук

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ В ТЕОРИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

При решении различных теоретических и практических задач на одном из первых шагов приходится в явном или неявном виде выбирать модель объекта внимания и способа действий. От адекватности модели зависит эффективность получаемых решений. Очевидно, адекватными математическими моделями телекоммуникационных систем (ТКС) являются модели, специфичные для теории систем. Структурные и функциональные свойства этих систем отображаются обычно различными моделями. При моделировании тех или иных особенностей ТКС следует исходить из системных позиций. Как на один из примеров того, что системный подход еще не нашел применения, можно указать на отсутствие у разработчиков четкой ориентации – с какой из трех системных позиций следует подходить к развитию ТКС: с позиций энтропийного подхода, при котором устойчивое состояние достигается за счет большого запаса расходуемого ресурса; гомеостатического, когда усилия по обеспечению устойчивости ТКС направляются на сохранение ее структуры, или морфогенетического, когда производится ее реконфигурация [1].

Развитие технологии телекоммуникации в настоящее время большей частью происходит с упором на инженерную интуицию разработчиков. Инженерная интуиция – творческий процесс, основанный на приобретенных и текущих знаниях. Известно, что человеческие возможности и сама интуиция дают отличные результаты в тех случаях, когда решаемые задачи относительно простые, малоразмерные. Опыт показывает, что человек одновременно в сфере своего внимания может удерживать не более 7...8 различных задач, далее контроль резко теряется.

Попытки перейти к целостному, системному рассмотрению проблемы моделирования, идентификации, оценки и управления в ТКС, направлены на создание новой теории телекоммуникационных систем, обеспечивающей не только физический и канальный уровни 7-уровневой модели ВОС, как это обеспечивает теория связи, но и все остальные. Одно из начал такого перехода положено комитетом IETF с выбором концепции ПСП – правил системной политики (Policy-Based Network Management - PBNM).

Реализация технологии PBNM, так же как и TE, TMN, TINA и других, возможна в условиях имеющейся информации о наличии и местах установки сетевого оборудования, состоянии сетевых устройств, топологии сети, при условии наблюдаемости и управляемости теми устройствами, которые обеспечивают коррекцию режима или реконфигурацию сети.

Вместе с тем, концепция ПСП – это еще не методика и тем более не теория. Для решения указанных задач требуется интенсивное использование результатов теории систем, прикладной математики, теории принятия решений в условиях неопределенности, методов адаптации и управления на основе получаемых оценок состояния различных сетевых элементов и их режимов. Нетривиальным является само представление математической модели этих сетевых элементов и их режимов в виде многомерной динамической системы.

Далеко не очевидным является ответ на вопрос: возможно ли построить ТКС таким образом, чтобы в процессе ее функционирования проявлялись принципы самоорганизации, как это бывает в ряде сложных систем, имеющих большое число параметров порядка. Такая самоорганизация в естественных системах, появление странных аттракторов и др. возникает на макроуровне, когда на микроуровне происходит хаос. В ТКС же проявление хаоса является признаком катастрофы. Элементы синергетики и теории катастроф здесь применимы [3], хотя бы для исключения попадания системы в область катастрофы.

Известно [1], что исчерпывающей характеристикой свойств любых реальных систем является их функциональная и структурная характеристики. Рассмотрим эти характеристики более подробно.

Математические модели структурных характеристик ТКС

На сегодняшний день основным объектом внимания при исследовании структурных свойств ТКС является матрица инцидентности. Он проявляется в задачах маршрутизации, реструктуризации и др. Данный объект изучения структурных свойств систем далеко не совершенен уже потому, что в силу бинарности характеристик инцидентности отсутствует возможность получения количественной оценки взаимодействия элементов исследуемой структуры. Кроме того, при различных преобразованиях эта матрица не обладает свойствами инвариантности. Решаемые с использованием этих матриц задачи анализа носят во многом локальный, статический характер. Сами же результаты анализа этих матриц имеют ограниченную применимость в силу того, что компоненты их спектра зависят не только от наличия или отсутствия отдельных направлений связи, но и от порядка нумерации элементов графа сети.

Более общим, а главное, обладающим свойствами инвариантности математическим объектом, по сравнению с матричными операторами, может служить метрический тензор [5], задаваемый в произвольном n -мерном пространстве V_n в некоторой локальной системе координат $x^T = (x^1, x^2, \dots, x^n)$ функциями $g_{ij} = g_{ij}(x)$, где $i, j = 1, 2, \dots, n$. Функции g_{ij} могут быть интерпретированы как состояния отдельных направлений связи, сетевые ресурсы, пропускные способности, затухания или задержки сигнала. Наряду с метрическим тензором $g_{ij}(x)$ в пространстве V_n необходимо задать аффинорную структуру $F_i^h(x)$. Необходимость задания аффинорной структуры определяется тем, что рассматриваемая система представляется динамической, ее представление в пространстве V_n дается в виде некоторой траектории. Аффинорная структура обладает следующими свойствами. Во-первых, $g_{i\alpha} F_j^\alpha = F_j^\alpha g_{\alpha j}$, т.е. произведение матрицы метрического тензора на матрицу аффинорной структуры коммутативно. Во-вторых, $F_\alpha^h F_i^\alpha = 0$, т.е. аффинорная структура параболическая.

Метрический тензор, по определению, задается в любой точке указанного пространства и содержит всю информацию о процессах, происходящих в этом пространстве. Такое задание математической модели может быть использовано для решения статических задач. При необходимости же решения динамических задач можно использовать методы геометрической динамики, где метрический тензор является аргументом компонентов объектов связности, которые представляют собой символы Кристоффеля:

$$\Gamma_{ij}^h = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial g_{i\alpha}}{\partial x^j} + \frac{\partial g_{j\alpha}}{\partial x^i} - \frac{\partial g_{ij}}{\partial x^\alpha} \right) g^{\alpha h}, \quad (1)$$

здесь $g^{\alpha h}$ – компоненты матрицы, обратной к матрице метрического тензора. Из выражения (1) видно, что компоненты символов Кристоффеля заданы частными производными метрического тензора по каждой координате пространства и обуславливают скорость изменения тех или иных параметров информационных потоков в определенных направлениях связи.

Если ввести в рассмотрение еще одну аффинорную структуру F_β^α , удовлетворяющую условиям $F_\beta^\alpha F_\beta^\alpha = n$ (очевидно, это можно сделать всегда, если $F_i^h \neq 0$), то можно показать возможность построения геометрического объекта тензорного характера, инвариантного относительно рассматриваемого отображения:

$$\Pi_{ij}^h = F_{i,j}^h - \frac{1}{n} (\delta_j^h F_{i,\alpha}^\alpha + 2F_j^h F_{i,\beta}^\alpha F_\alpha^\beta), \quad (2)$$

здесь запятой обозначена ковариантная производная в пространстве V_n^k . Уточним, что по определению эта производная

$$F_{i,j}^h = \frac{\partial F_i^h}{\partial x^j} + F_i^\alpha \Gamma_{\alpha j}^h - F_\alpha^h \Gamma_{ij}^\alpha, \quad (3)$$

т.е. ковариантная производная тензора содержит частную производную этого тензора и некую добавку, зависящую от компонентов объекта связности и состояния сети, описываемого тензором. Данная добавка может интерпретироваться как внешнее воздействие на систему, зависящее от результатов предыдущих наблюдений. Кроме того, эту добавку можно также интерпретировать как результат проявления нелинейных свойств данной системы в рассматриваемом евклидовом пространстве. С помощью ковариантной производной можно осуществить невырожденный переход в риманово пространство, где анализируемая система будет иметь уже линейные свойства, обеспечивающие возможность решения исходной задачи.

Отметим, что, в отличие от матриц смежности или матриц инцидентности, структура тензора (2) не меняется при производимых отображениях. при переходе к другим координатам, а сам тензор обладает свойством инвариантности. Инвариантным объектом в телекоммуникационной системе могут служить такие ее характеристики, как ее трафик, как совокупный сетевой ресурс, совокупная пропускная способность сети или совокупная мощность передающих устройств радиосети и др.

Рассмотренные перспективные характеристики структурных свойств не являются единственными. Так, еще достаточно слабо проработана теория многополосных сетей, результатов ее применения практически нет. Перспективным является использование теории симплексов, что составляет альтернативное направление в моделировании и изучении структурных свойств ТКС [1]. Все больше для указанного класса задач используется теория автоматов [1], в частности сетей Петри, теория многофазных сетей массового обслуживания.

Математические модели функциональных характеристик ТКС

Рассмотрение функциональных свойств ТКС иногда удается осуществлять с детерминистских позиций, однако в основном применяется стохастический подход, базирующийся на гипотезе эргодичности в отношении случайных процессов в этих системах [4]. Указанные ограничения, накладываемые на используемые математические модели структурных и функциональных свойств ТКС, являются серьезным тормозом в развитии теории телекоммуникационных систем, поскольку исключают прямую постановку динамических задач. Переход же к моделям процессов и полей диффузионного типа, которые на сегодняшний день являются, пожалуй, наиболее продвинутой математической моделью для описания динамических систем, сдерживается за счет консерватизма самих специалистов. Не совсем изучена положительная роль вырожденных преобразований и отображений, понижающих размерность. Много неясностей при решении нелинейных, нестационарных и негауссовских задач. Приведем более подробный анализ функциональных, динамических моделей.

Широкое, а иногда и повсеместное, использование гипотезы эргодичности в задачах интерпретации случайных процессов и полей практически исключает рассмотрение процессов в динамических системах. Часто, допустимая в задачах теории связи, эта гипотеза не может быть в основе задач теории телекоммуникационных систем. Математическая модель состояния $x(t)$ системы $S(x, t)$ в предположении данной гипотезы

$$dx(t)/dt = 0 \quad (4)$$

Адекватными же динамическими моделями могут быть дифференциальные или разностные уравнения [4,6]. Это уравнения вида

$$dx(t)/dt = F(x(t), q(t), t) \neq 0; \quad (5)$$

$$x(k+1) = \Phi(x(k), q(k), k) \neq 0; \quad (6)$$

где $F(\cdot)$ и $\Phi(\cdot)$ – линейные или нелинейные функции соответственно в непрерывном и дискретном пространствах времени; $q(t), q(k)$ – случайные функции, порожденные гауссовым белым шумом.

Модели случайных объектов (5) и (6) – это случайные процессы: мартингалы, супермартингалы, погенциалы, среди которых процессы с наиболее разработанной математикой – это марковские процессы. Предположение марковости является дополнительным ограничением, аппроксимацией для реальных, более гладких процессов, однако на сегодняшний день нет другой математики, которая настолько адекватно позволяла бы отображать реальную динамику в задачах оценки, обнаружения, адаптации, управления и др.

Для марковских процессов существуют разработанные функциональные процедуры [4, 6], что позволяет считать эти марковские модели достаточно универсальными и рекомендовать их для использования в основных задачах, связанных с функционированием ТКС.

В линейных задачах, когда состояние $x(t)$ представляется моделью

$$dx(t)/dt = F(t)x(t) + G(t)\xi(t), \quad (7)$$

где второе слагаемое отображает чисто случайный механизм, порождаемый гауссовым белым шумом $\xi(t)$, наиболее эффективной и популярной является процедура фильтрации Калмана-Бьюси [9]:

$$d\hat{x}(t)/dt = F(t)\hat{x}(t) + K(t)[H(t)\hat{x}(t) - y(t)], \quad (8)$$

где $y(t) = H(t)x(t) + \psi(t)$ – уравнение наблюдения с шумом наблюдения $\psi(t)$.

Находящаяся в квадратных скобках (8) невязка $H(t)\hat{x}(t) - y(t) = v(t)$ является управляющим воздействием в получении оценки $\hat{x}(t)$. Данная оценка $\hat{x}(t)$ является оптимальной в смысле минимума среднего квадрата невязки. Обобщением уравнения фильтрации (8) является процедура Стратоновича [4], оптимальность которой распространяется и на нелинейные модели (8).

В существующих ТКС происходит важный период перехода от автоматизированного управления с помощью лица, принимающего решение (ЛПР) к автоматическому управлению в рамках технологий ТМН, ТНА и др. Управление осуществляется по получаемым оценкам состояния $\hat{x}(t)$:

$$u(t) = f(\hat{x}(t), t). \quad (9)$$

Из теории управления известно, что при определенных условиях наступают неустойчивые режимы. Эти режимы проявляются и на практике в ТКС в виде «биений маршрутов», «взрыва фрагментов» и др.

Следует отметить, что при рассмотрении реальных процессов в ТКС приходится иметь дело не только с нелинейными свойствами, но и с нестационарностью этих процессов. Свойство нестационарности характерно для ТКС, учитывая то, что трафик непрерывно меняется, нагрузка то возрастает, то снова снижается. Очевидно, если бы нагрузка оставалась постоянной, то можно было бы найти оптимальную структуру и оптимальные режимы сетевых элементов и самой сети и сохранять их на всем протяжении интервала стационарности. В реальных же условиях при переходе с очередного интервала локальной стационарности (ИЛС) на другой приходится осуществлять необходимую коррекцию режимов и структуру сети, перераспределять сетевые ресурсы [8].

Поскольку стандартный марковский процесс полностью характеризуется своим средним значением состояния $m_x = M[x(t)]$, коэффициентами сноса и диффузии, то отклонения именно этих параметров определяют степень нестационарности данного процесса $x(t)$. Таким образом, тесту на стационарность подлежат значения m_x , $F(t)$, $G(t)$. Анализ показывает [1], что одни и те же значения относительных отклонений $\Delta m_x / m_x$, $\Delta F / F$, $\Delta G / G$ приводят к различным потерям в эффективности оценки и управления. Так, на рис. 1 и 2 изображены графики потери эффективности апостериорной дисперсии оценки калмановским фильтром соответственно для коэффициента сноса и коэффициента диффузии, откуда следует, что чувствительность процедуры к относительным изменениям коэффициента сноса на порядок большая, чем чувствительность к таким же изменениям коэффициента диффузии. На рис. 1 представлены графики чувствительности алгоритма оценки случайного процесса при выборе полосы фильтра в 10 раз больше (кривая 1) и в 10 раз меньше (кривая 2), чем оптимальные значения.

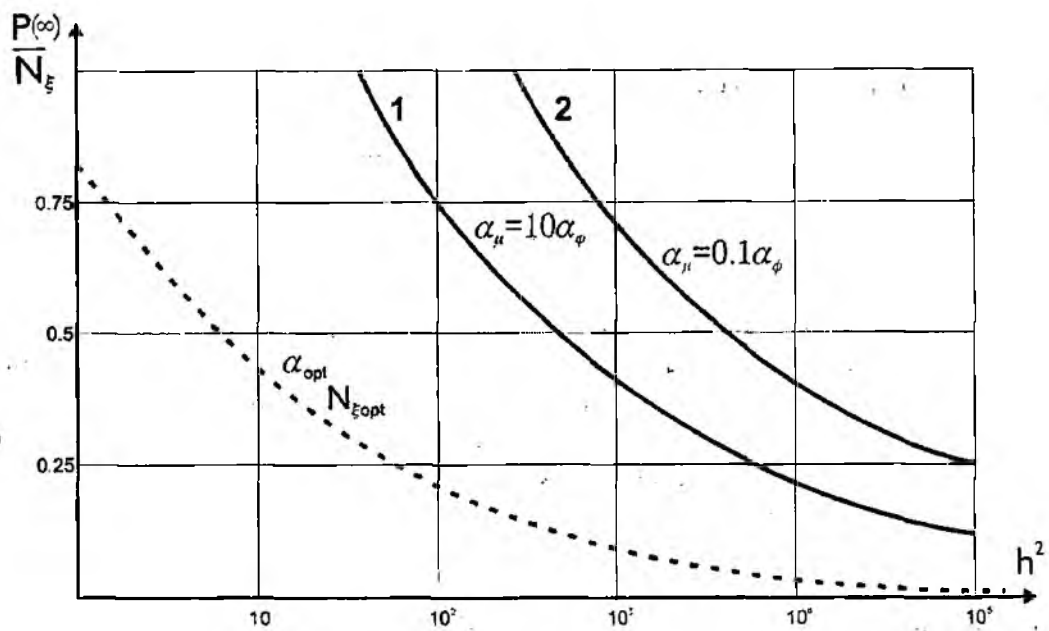


Рис. 1

На рис.2 представлены графики чувствительности алгоритма оценки случайного процесса при выборе заниженного значения уровня этого процесса в 10 раз (кривая 1) и завышенного в 10 раз (кривая 2) относительно оптимального значения.

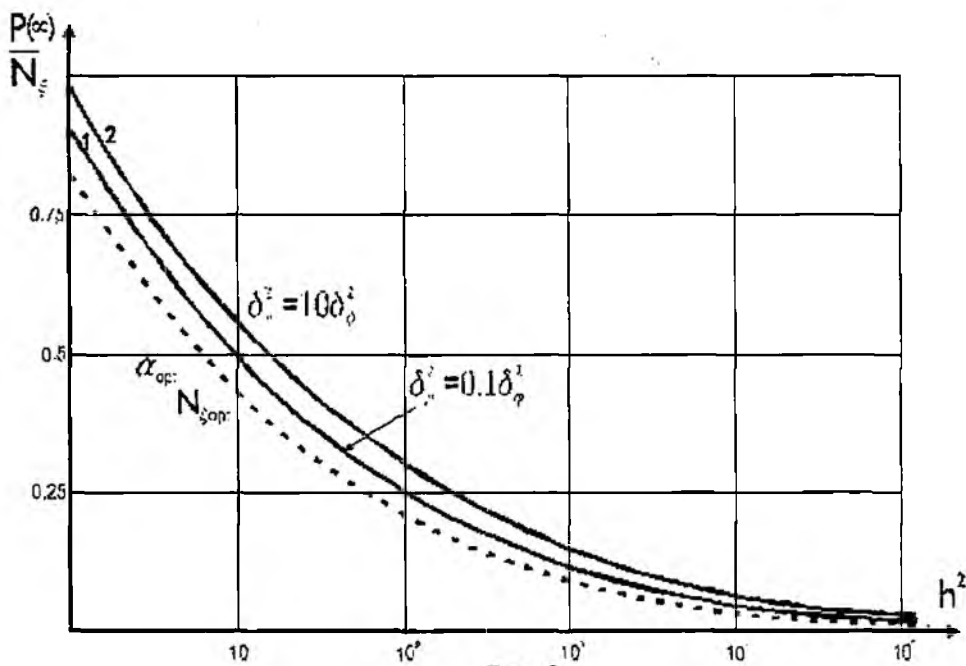


Рис. 2

Для такого нестационарного случая адекватной является дискретно-непрерывная модель марковского процесса, непрерывная компонента которого оценивается в соответствии с процедурой (8), а дискретная, отображающая факт перехода от одного ИЛС к другому, описывается соответствующей потоковой моделью в виде дифференциального уравнения скорости изменения вероятностей:

$$dP(t)/dt = P^s(t) \sum_{r=1}^n \gamma_{rs}(t), \quad (10)$$

где $\gamma_{rs}(t)$ – интенсивность переходов.

Оценка вероятности перехода осуществляется рекурсивно, при этом невязка $v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} v(x,t) f_{\psi}(x,t) dx$ формируется за счет взвешивания со спектральной плотностью мощности шума наблюдения [8].

Заклучение

Сложившееся в отраслевой науке парадоксальное состояние, когда определяющей ее развитие является инженерная интуиция, требует системного подхода, выбора достаточно общих, адекватных математических моделей и методов анализа и синтеза. Современный уровень развития математики в достаточной степени обеспечивает потребности в создании основ теории телекоммуникационных систем. Элементы этой теории уже имеются, их развитию посвящаются работы многих отечественных и зарубежных специалистов. Очевидно, в недалеком времени можно будет говорить о наличии такой теории.

Список литературы: 1. *Захарченко М.В., Поповський В.В., Олійник В.Ф., Горохов С.М.* Основи теорії систем зв'язку: Навч. посібник. Одеса: ОНАЗ ім.О.С.Попова, 2001. 194 с. 2. *Поповський В.В., Олійник В.Ф.* Накануне создания теории телекоммуникационных систем // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып.138. С.8-10. 3. *Катлиця С.П., Курдюмов С.П., Малинецкий Г.Г.* Синергетика и прогноз будущего. М.: Эдиториал УРСС. 2001. 288 с. 4. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. М.: Радиосвязь. 1982. 623 с. 5. *Поповський В.В., Григорьева Т.И.* Перспективы теории и практики телекоммуникацій // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып.128. С.4-10. 6. *Поповський В.В.* Основные тенденции мирового развития телекоммуникацій // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып.123. С.4-8. 7. *Багатоканальний електрозв'язок та телекомунікаційні технології: Підручник для вузів / За ред. В.В.Поповського.* Харків: Сміт, 2003. 512 с. 8. *Поповський В.В.* Модель управления реструктуризацией телекоммуникационной сети // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып.138. С.25-31. 9. *Справочник по теории автоматического управления / Под ред. А.А.Красовского.* М.: Наука, 1987. 712 с.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 03.03.2005

онная задача становится NP -полной, что значительно затрудняет получение искомым решений. В этой связи в настоящей работе предлагается подход к тензорному моделированию процессов многопутевой QoS-маршрутизации на основе предвычисления путей в условиях неидеальной надежности элементов телекоммуникационной сети, хорошо себя зарекомендовавший при решении задач многопутевой маршрутизации с обеспечением заданных временных и (или) скоростных показателей QoS [9, 10] в условиях отсутствия отказов элементов ТКС. Целью работы является получение в аналитическом виде условий, связанных с реализацией принципов парадигм маршрутизации LB-R, QoS-BR и CB-R.

Математическое описание элементов ТКС

С целью разработки тензорных моделей QoS-маршрутизации необходимо задаться в рамках постулата первого обобщения Г.Крона [11] математическими моделями элементов ТКС, представленных в виде соответствующих уравнений их поведения. Основным требованием к функциональному описанию ТКС является обязательный учет при моделировании параметров и характеристик, по которым оценивается качество обслуживания того или иного пользовательского трафика:

- пакетная интенсивность трафика (λ), измеряемая в пакетах за секунду ($1/c$);
- средняя задержка передачи пакетов (τ), с;
- джиттер σ , оцениваемый через среднеквадратическое отклонение или дисперсию средней задержки передачи пакетов, с;
- вероятность своевременной доставки пакетов $P_{сд}$;
- коэффициент готовности k_2 .

В условиях неидеальной надежности трактов передачи ТКС уравнение для расчета средней задержки передачи пакетов, полученное моделированием каждой ветви сети системой массового обслуживания (СМО) типа $M/M/1$ – одноканальной моделью с пуассоновским потоком заявок и показательным законом распределения времени обслуживания, принимает следующий вид [12]:

$$\tau(\lambda) = \frac{c_{(e)} + \varphi_{(e)} k_{(n)}}{c_{(e)} (\varphi_{(e)} - \lambda)}, \quad (1)$$

где $\varphi_{(e)}$ – эквивалентная пропускная способность тракта ($1/c$), выделенная для обслуживания данному трафику, $\varphi_{(e)} = \varphi k_{(z)}$, φ – номинальная пропускная способность тракта ($1/c$), выделенная для обслуживания данному трафику; $k_{(n)}$ – коэффициент простоя тракта, $k_{(n)} = 1 - k_{(z)}$, $k_{(z)}$ – коэффициент готовности моделируемого тракта, выражаемый через среднее время исправной работы $\tau_{(u)} = 1/c_{(o)}$ ($c_{(o)}$ – интенсивность отказов тракта) и среднее время простоя $\tau_{(n)} = 1/c_{(e)}$ ($c_{(e)}$ – интенсивность восстановления тракта),

$$k_{(z)} = \tau_{(u)} / (\tau_{(u)} + \tau_{(n)}) \text{ или } k_{(z)} = c_{(e)} / (c_{(o)} + c_{(e)}).$$

Тогда дисперсия средней задержки передачи пакетов (1) находится как [12]:

$$\sigma^2(\tau) = \tau^2 + \frac{2k_{(z)} k_{(n)} \tau_{(n)}^2 \varphi_{(e)}}{\varphi_{(e)} - \lambda},$$

а среднеквадратическое отклонение (джиттер) с учетом (1) выражается как

$$\sigma(\tau) = \sqrt{\left[\frac{c_{(e)} + \varphi_{(e)} k_{(n)}}{c_{(e)} (\varphi_{(e)} - \lambda)} \right]^2 + \frac{2k_{(z)} k_{(n)} \tau_{(n)}^2 \varphi_{(e)}}{\varphi_{(e)} - \lambda}}. \quad (2)$$

Для расчета вероятности своевременной доставки пакета [12] для системы обслуживания $M/M/1$ можно использовать выражение

$$P_{(с\omega)} = \frac{\varphi_{(з)} - \lambda}{\varphi_{(з)} - \lambda + c_{(nom)}^{(з)}}, \quad (3)$$

где $c_{(nom)}^{(з)} = c_{(cm)} \left[1 + \frac{\varphi k_{(з)} k_{(n)}}{c_{(cm)} k_{(з)} + k_{(с)}} \right]$ – эквивалентная интенсивность потерь передаваемых пакетов ($1/c$). $c_{(nom)}$ – интенсивность потерь передаваемых пакетов ($1/c$).

В случае неидеальной надежности тракта передачи и постоянного времени обслуживания (система $M/D/1$) среднее время обслуживания рассчитывается следующим образом [13]:

$$\tau(\lambda) = \frac{1 + \varphi_{(з)} k_{(n)} \tau_{(n)} - \left[\frac{\lambda}{2\varphi_{(з)}} \right]}{\varphi_{(з)} - \lambda}. \quad (4)$$

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) преобразуются по линейному закону. Ниже остановимся на особенностях выбора пространства, систем координат и координатных осей в ходе применения постулата второго обобщения Г. Крона [11] при описании модели ТКС в тензорном виде. В рамках тензорного анализа сетей [11] при моделировании структуры ТКС одномерным симплицальным комплексом вводится понятие одномерной сети $S = (U, V)$, состоящей из двух множеств: конечного множества $U = \{u_i | i = \overline{1, m}\}$ нульмерных симплексов – узлов сети, и конечного множества $V = \{v_j | j = \overline{1, n}\}$ одномерных симплексов – ветвей сети. Узлы сети моделируют коммутаторы, маршрутизаторы ТКС, а ветви – тракты передачи (ТП). Упрощенным представлением одномерной сети является ориентированный граф, поэтому при анализе одномерных сетей вводимые ниже важные сетевые термины и понятия в ряде случаев имеют близкие по смыслу аналоги в теории графов.

При тензорном моделировании 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.

Пусть сеть S содержит n ветвей, m узлов и α несвязных компонент. Тогда ранг $\rho(S)$ и цикломатическое число $\mu(S)$ сети определяют в ней соответственно число базисных контуров и узловых пар, обуславливая справедливость следующих выражений:

$$\rho(S) = m - \alpha; \quad \mu(S) = n - m + \alpha, \quad n = \rho(S) + \mu(S). \quad (5)$$

Для примера выберем координатные пути в 1-сети (рис.1). К контурам сети 115 относятся множество $\{\pi_i | i = \overline{1, \mu}\}$, к узловым парам $\{\eta_j | j = \overline{1, \rho}\}$, где $n = 8$, $m = 5$, $\mu = 4$ и $\rho = 4$. Узел u_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 рисунке (пример одномерной сети) 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 [9-11].

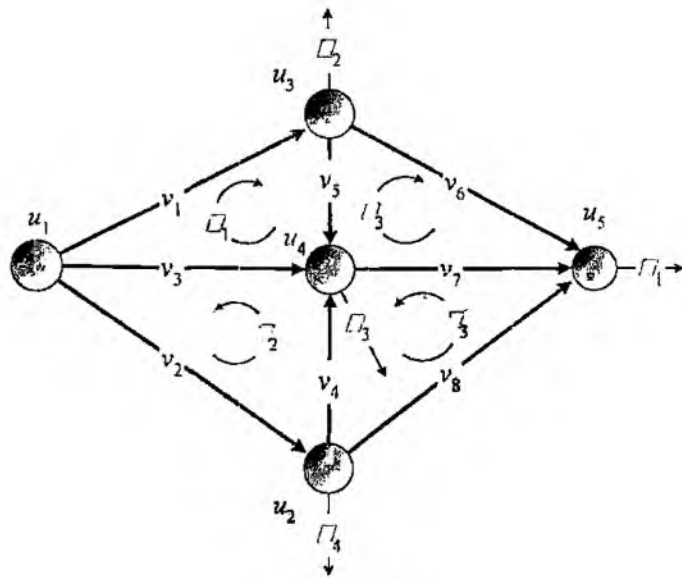


Рис. 1

Для последующей формализации решения маршрутных задач во введенном n -мерном пространстве произведем тензорное описание ТКС с помощью смешанного четырехвалентного тензора (один раз контравариантного и трижды ковариантного):

$$Q = \Lambda \otimes T \otimes P \otimes \Sigma, \quad (6)$$

где \otimes – знак прямого тензорного умножения, а компоненты тензора Q представляют собой одновалентный контравариантный тензор величин пакетной интенсивности трафика Λ , одновалентный ковариантный тензор временных задержек передачи T , одновалентный ковариантный тензор вероятностей своевременной доставки пакетов P и одновалентный ковариантный тензор джиттеров.

Тогда в индексной форме выражение (6) принимает вид

$$q^i_{jk} = \lambda^i \tau_j p_k \sigma_l (i, j, k, l = \overline{1, n}), \quad (7)$$

где λ^i – пакетная интенсивность трафика, передаваемого по i -му базисному пути (1/с); τ_j – задержка передачи пакета в j -м координатном пути (с); p_k – вероятность своевременной доставки пакета в k -м базисном пути сети, представленная в логарифмической форме; σ_l – джиттер передаваемых пакетов в l -м координатном пути (с).

При рассмотрении тензора (6) во внимание будут приняты следующие две системы координат (СК): система координат ветвей сети и система координат контуров и узловых пар, в рамках которых, как будет показано ниже, будут задаваться искомые или известные проекции различных компонент тензора Q , опираясь на которые можно решить поставленную задачу. Вариантность компонент тензора (6) обосновывается в работах [10, 11], где показано, что величины, которые при переходе от одной СК к другой преобразуются в соответствии с законом сохранения потока, – это контравариантные величины, а величины, преобразующиеся в соответствии с аддитивным законом, – это ковариантные величины. В этой связи, вероятность своевременной доставки, которая относится к мультипликативному классу метрики [4], за счет операции логарифмирования, переводится к классу аддитивных метрик.

Согласно физике процессов информационного обмена и в соответствии с постулатом второго обобщения Г. Крона [11], системы уравнений (1) и (4) можно заменить следующим векторным уравнением:

$$\Lambda_v = L_v T_v, \quad (8)$$

где

$$\Lambda_v = \begin{bmatrix} \lambda_v^1 \\ \vdots \\ \lambda_v^i \\ \vdots \\ \lambda_v^n \end{bmatrix} \text{ и } T_v = \begin{bmatrix} \tau_1^v \\ \vdots \\ \tau_i^v \\ \vdots \\ \tau_n^v \end{bmatrix}$$

– проекции тензоров Λ и T в системе координат ветвей сети, представленные в виде векторов, соответственно. интенсивностей трафиков и задержек передачи пакетов в ветвях сети размерности n ; $L_v = \|l_v^i\|$ – диагональная матрица размерности $n \times n$, элементы главной диагонали которой рассчитываются согласно выражениям (1) или (4), отнесенным к соответствующим ветвям сети $\{v_i | i = \overline{1, n}\}$, т.е.

$$l_v^{ii} = \frac{\lambda_v^i c_{v(\theta)}^i (\varphi_{v(\theta)}^i - \lambda_v^i)}{c_{v(\theta)}^i + \varphi_{v(\theta)}^i k_{v(n)}^i} \quad (i = \overline{1, n}), \text{ если ТП моделируется СМО } M/M/1 \quad (9)$$

или

$$l_v^{ii} = \frac{\lambda_v^i (\varphi_{v(\theta)}^i - \lambda_v^i)}{1 + \varphi_{v(\theta)}^i k_{v(n)}^i \tau_{v(n)}^i - \left[\frac{\lambda_v^i}{2\varphi_{v(\theta)}^i} \right]} \quad (i = \overline{1, n}), \text{ если ТП моделируется СМО } M/D/1. \quad (10)$$

Уравнения (2) и (3) также можно записать в матричном виде соответственно

$$\Lambda_v = \Phi_v \Sigma_v, \quad (11);$$

$$\Lambda_v = X_v P_v, \quad (12);$$

где

$$\Sigma_v = \begin{bmatrix} \sigma_1^v \\ \vdots \\ \sigma_j^v \\ \vdots \\ \sigma_n^v \end{bmatrix} \text{ и } P_v = \begin{bmatrix} p_1^v \\ \vdots \\ p_i^v \\ \vdots \\ p_n^v \end{bmatrix}$$

– проекции тензоров Σ и P в СК ветвей сети, причем $p_i^v = \log_2 p_{i(c\theta)}^v$, а координаты диагональных матриц Φ_v и X_v размерности $n \times n$ с учетом выражений (2) и (3), отнесенных к ветвям сети $\{v_i | i = \overline{1, n}\}$, рассчитываются следующим образом:

$$\phi_v^{ii} = \lambda_v^i \left[\left(\frac{c_{v(\theta)}^i + \varphi_{v(\theta)}^i k_{v(n)}^i}{c_{v(\theta)}^i (\varphi_{v(\theta)}^i - \lambda_v^i)} \right)^2 + \frac{2k_{v(\theta)}^i k_{v(n)}^i (\tau_{v(n)}^v)^2 \varphi_{v(\theta)}^i}{\varphi_{v(\theta)}^i - \lambda_v^i} \right]^{-1/2},$$

и

$$x_v^{ii} = \lambda_v^i \left[\log_2 \left(\frac{\varphi_{v(\theta)}^i - \lambda_v^i}{\varphi_{v(\theta)}^i - \lambda_v^i + c_{v(\theta)}^i} \right) \right]^{-1} \quad (13)$$

Ввиду одинаковой размерности введенных координатных систем существуют однозначные правила преобразования координат любых геометрических объектов из одной СК в другую. Для тензоров, по определению [11], правила координатного преобразования носят линейный характер и формализуемы с помощью невырожденной квадратной матрицы размера $n \times n$. Таким образом, искомая матрица контравариантного преобразования S определяется из соотношения

$$\Lambda_\nu = S \Lambda_{\pi\eta}, \quad (14)$$

где $\Lambda_{\pi\eta}$ – представленная в виде векторов размерности n – проекция тензора Λ в системе координат контуров и узловых пар. В свою очередь, вектор $\Lambda_{\pi\eta}$ имеет составляющие:

$$\Lambda_{\pi\eta} = \begin{bmatrix} \Lambda_\pi \\ \dots \\ \Lambda_\eta \end{bmatrix}; \Lambda_\pi = \begin{bmatrix} \lambda_\pi^1 \\ \vdots \\ \lambda_\pi^j \\ \vdots \\ \lambda_\pi^\mu \end{bmatrix}; \Lambda_\eta = \begin{bmatrix} \lambda_\eta^1 \\ \vdots \\ \lambda_\eta^p \\ \vdots \\ \lambda_\eta^\rho \end{bmatrix},$$

где Λ_π , Λ_η – векторы интенсивности трафика, возникающего в контурах сети и поступающего на ее узлы, размерностей μ и ρ соответственно; λ_π^j – интенсивность трафика в контуре π_j сети; λ_η^p – интенсивность внешнего трафика, поступающего в сеть и убывающего из сети через узловую пару η_p

Проекция тензора временных задержек T в системе координат контуров и узловых пар представлена вектором $T_{\pi\eta}$, имеющего размерность n и следующую структуру:

$$T_{\pi\eta} = \begin{bmatrix} T_\pi \\ \dots \\ T_\eta \end{bmatrix}; T_\pi = \begin{bmatrix} \tau_1^\pi \\ \vdots \\ \tau_j^\pi \\ \vdots \\ \tau_\mu^\pi \end{bmatrix}; T_\eta = \begin{bmatrix} \tau_1^\eta \\ \vdots \\ \tau_p^\eta \\ \vdots \\ \tau_\rho^\eta \end{bmatrix},$$

где τ_j^π , τ_p^η – задержки передачи пакетов в контуре π_j и между парой узлов η_p сети.

Векторы T_π и T_η имеют размерность μ и ρ , соответственно. Ковариантный характер тензора задержек T обуславливает следующий закон координатного преобразования $T_\nu = A T_{\pi\eta}$, где A – матрица ковариантного преобразования размера $n \times n$, связанная с матрицей S условием ортогональности $SA^t = I$, а I – единичная матрица размерности $n \times n$.

По аналогии с ковариантным тензором T проекции тензоров Σ и P в системе координат контуров и узловых пар представлены векторами $\Sigma_{\pi\eta}$ и $P_{\pi\eta}$, имеющими размерность n и следующую структуру:

$$\Sigma_{\pi\eta} = \begin{bmatrix} \Sigma_\pi \\ \dots \\ \Sigma_\eta \end{bmatrix}; \Sigma_\pi = \begin{bmatrix} \sigma_1^\pi \\ \vdots \\ \sigma_j^\pi \\ \vdots \\ \sigma_\mu^\pi \end{bmatrix}; \Sigma_\eta = \begin{bmatrix} \sigma_1^\eta \\ \vdots \\ \sigma_i^\eta \\ \vdots \\ \sigma_\rho^\eta \end{bmatrix}; P_{\pi\eta} = \begin{bmatrix} P_\pi \\ \dots \\ P_\eta \end{bmatrix}; P_\pi = \begin{bmatrix} p_1^\pi \\ \vdots \\ p_j^\pi \\ \vdots \\ p_\mu^\pi \end{bmatrix}; P_\eta = \begin{bmatrix} p_1^\eta \\ \vdots \\ p_i^\eta \\ \vdots \\ p_\rho^\eta \end{bmatrix},$$

Векторы Σ_π , P_π и Σ_η , P_η имеют размерность μ и ρ , соответственно. Ковариантный характер тензоров Σ и P обуславливает следующий закон их преобразования:

$$\Sigma_\nu = A \Sigma_{\pi\eta} \text{ и } P_\nu = A P_{\pi\eta}.$$

Выражения (8), (11) и (12) в соответствии с постулатом второго обобщения Г. Крона в СК контуров и узловых пар сохраняют свой вид неизменным:

$$\Lambda_{\pi\eta} = L_{\pi\eta} \Sigma T_{\pi\eta}, \quad (15)$$

$$\Lambda_{\pi\eta} = \Phi_{\pi\eta} \Sigma_{\pi\eta}, \quad (16)$$

$$\Lambda_{\pi\eta} = X_{\pi\eta} P_{\pi\eta}, \quad (17)$$

Тогда, согласно обратному тензорному признаку, тензоры L , Φ и X представляют собой дважды контравариантные тензоры, проекции которых при смене координатной системы их рассмотрения преобразуются следующим образом:

$$L_{\pi\eta} = A^t L_\nu A, \quad (18)$$

$$\Phi_{\pi\eta} = A^t \Phi_\nu A, \quad (19)$$

$$X_{\pi\eta} = A^t X_\nu A, \quad (20)$$

где $L_{\pi\eta}$, $\Phi_{\pi\eta}$ и $X_{\pi\eta}$ – проекции тензоров соответственно L , Φ и X в системе координат базисных контуров и узловых пар.

Формулировка условий реализацией принципов маршрутизации, заложенных в концепции LB-R, QoS-BR и CB-R

Пусть в качестве скоростных и вероятностно-временных показателей QoS выступают требуемые полоса пропускания (скорость передачи) трафика λ^{mpb} , средняя задержка передачи пакетов τ_{mpb} , джиттер σ_{mpb} и вероятность своевременной передачи пакетов $P_{(cd)}^{mpb}$. Тогда для успешного вывода искомым ограничений целесообразно использовать специальную форму векторов $\Lambda_{\pi\eta}$ и $T_{\pi\eta}$, т.е. уравнение (10) удобно представить в виде

$$\begin{bmatrix} \Lambda_\pi \\ \Lambda_\eta \end{bmatrix} = \left\| \begin{array}{c|c} L_{\pi\eta}^{(1)} & L_{\pi\eta}^{(2)} \\ \hline L_{\pi\eta}^{(3)} & L_{\pi\eta}^{(4)} \end{array} \right\| \begin{bmatrix} T_\pi \\ T_\eta \end{bmatrix}$$

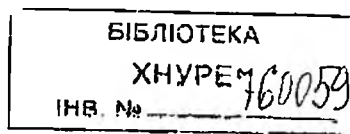
при

$$\left\| \begin{array}{c|c} L_{\pi\eta}^{(1)} & L_{\pi\eta}^{(2)} \\ \hline L_{\pi\eta}^{(3)} & L_{\pi\eta}^{(4)} \end{array} \right\| = L_{\pi\eta}. \quad (21)$$

Согласно выражению (21), имеет место соотношение

$$\Lambda_\eta = L_{\pi\eta}^{(3)} T_\pi + L_{\pi\eta}^{(4)} T_\eta. \quad (22)$$

С целью устранения контуров (петель) в рассчитываемых маршрутах обслуживания трафика контурные слагаемые вектора $T_{\pi\eta}$ приравниваются к нулю, т.е. $T_\pi = 0$. Тогда выражение (22) преобразуется к виду



$$\begin{bmatrix} \Lambda_{\eta}^{(1)} \\ \Lambda_{\eta}^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\pi\eta}^{(4,1)} & | & L_{\pi\eta}^{(4,2)} \\ L_{\pi\eta}^{(4,3)} & | & L_{\pi\eta}^{(4,4)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_{\eta}^{(1)} \\ T_{\eta}^{(2)} \end{bmatrix}, \quad (23)$$

где

$$\begin{bmatrix} \Lambda_{\eta}^{(1)} \\ \Lambda_{\eta}^{(2)} \end{bmatrix} = \Lambda_{\eta}; \quad \begin{bmatrix} T_{\eta}^{(1)} \\ T_{\eta}^{(2)} \end{bmatrix} = T_{\eta}; \quad \begin{bmatrix} L_{\pi\eta}^{(4,1)} & | & L_{\pi\eta}^{(4,2)} \\ L_{\pi\eta}^{(4,3)} & | & L_{\pi\eta}^{(4,4)} \end{bmatrix} = L_{\pi\eta}^{(4)}.$$

В выражении (23) вектор Λ_{η} изначально известен, при этом первый компонент $\Lambda_{\eta}^{(1)}$ – относится к полюсам сети, т.е. узлам, через которые трафик поступает в сеть или убывает из нее, и определяет требуемую полосу пропускания λ^{npb} . Таким образом, размерность β вектора $\Lambda_{\eta}^{(1)}$ в рамках решаемой задачи не может быть больше двух. Второй компонент $\Lambda_{\eta}^{(2)}$ размерности $\langle \rho - \beta \rangle$ имеет отношение к оставшимся (внутренним) узлам сети, внешний трафик через которые ввиду двухполюсности сети, по определению, равен нулю. Компоненты вектора T_{η} по условиям задачи частично известны: вектор $T_{\eta}^{(1)}$, определяющий требования к предельной задержке передачи пакета τ_{npb} , а частично нет – вектор $T_{\eta}^{(2)}$. Компоненты матрицы $L_{\pi\eta}^{(4)}$, определяющие в том числе и величины ПС ветвей, выделенные для обслуживания данному трафику, являются искомыми величинами.

Исходя из выражения (23), можно получить систему двух матричных уравнений:

$$\Lambda_{\eta}^{(1)} = L_{\pi\eta}^{(4,1)} T_{\eta}^{(1)} + L_{\pi\eta}^{(4,2)} T_{\eta}^{(2)}, \quad (24)$$

$$\Lambda_{\eta}^{(2)} = L_{\pi\eta}^{(4,3)} T_{\eta}^{(1)} + L_{\pi\eta}^{(4,4)} T_{\eta}^{(2)}. \quad (25)$$

Равенство нулю вектора $\Lambda_{\eta}^{(2)}$ позволяет из уравнения (25) получить выражение для расчета $T_{\eta}^{(2)}$, т.е. $T_{\eta}^{(2)} = -[L_{\pi\eta}^{(4,4)}]^{-1} L_{\pi\eta}^{(4,3)} T_{\eta}^{(1)}$, подставляя которое в (24), получаем

$$\Lambda_{\eta}^{(1)} \leq \left(L_{\pi\eta}^{(4,1)} - L_{\pi\eta}^{(4,2)} [L_{\pi\eta}^{(4,4)}]^{-1} L_{\pi\eta}^{(4,3)} \right) T_{\eta}^{(1)}. \quad (26)$$

Если в процессе решения задачи на этапе построения модели и формирования вектора Λ_{η} в качестве опорного узла выбрать один из полюсов сети, то размерность вектора $\Lambda_{\eta}^{(1)}$ будет равна единице, т.е. $\beta = 1$. Это позволяет в выражении (16) определить $\Lambda_{\eta}^{(1)} = \lambda^{npb}$ и $T_{\eta}^{(1)} = \tau_{npb}$. По аналогии с выводом неравенства (26) можно вывести также следующие условия:

$$\Lambda_{\eta}^{(1)} \leq \left(X_{\pi\eta}^{(4,1)} - X_{\pi\eta}^{(4,2)} [X_{\pi\eta}^{(4,4)}]^{-1} X_{\pi\eta}^{(4,3)} \right) P_{\eta}^{(1)} \quad (27)$$

при

$$\left\| \begin{array}{c|c} X_{\pi\eta}^{(1)} & X_{\pi\eta}^{(2)} \\ \hline X_{\pi\eta}^{(3)} & X_{\pi\eta}^{(4)} \end{array} \right\| = X_{\pi\eta}, \quad \left\| \begin{array}{c|c} X_{\pi\eta}^{(4,1)} & X_{\pi\eta}^{(4,2)} \\ \hline X_{\pi\eta}^{(4,3)} & X_{\pi\eta}^{(4,4)} \end{array} \right\| = X_{\pi\eta}^{(4)}; \quad \begin{bmatrix} P_{\eta}^{(1)} \\ P_{\eta}^{(2)} \end{bmatrix} = P_{\eta}, \quad P_{\eta}^{(1)} = P_{(cd)}^{trb},$$

а также

$$\Lambda_{\eta}^{(1)} \leq \left(\Phi_{\pi\eta}^{(4,1)} - \Phi_{\pi\eta}^{(4,2)} \left[\Phi_{\pi\eta}^{(4,4)} \right]^{-1} \Phi_{\pi\eta}^{(4,3)} \right) \Sigma_{\eta}^{(1)} \quad (28)$$

при

$$\left\| \begin{array}{c|c} \Phi_{\pi\eta}^{(1)} & \Phi_{\pi\eta}^{(2)} \\ \hline \Phi_{\pi\eta}^{(3)} & \Phi_{\pi\eta}^{(4)} \end{array} \right\| = \Phi_{\pi\eta}, \quad \left\| \begin{array}{c|c} \Phi_{\pi\eta}^{(4,1)} & \Phi_{\pi\eta}^{(4,2)} \\ \hline \Phi_{\pi\eta}^{(4,3)} & \Phi_{\pi\eta}^{(4,4)} \end{array} \right\| = \Phi_{\pi\eta}^{(4)}; \quad \begin{bmatrix} \Sigma_{\eta}^{(1)} \\ \Sigma_{\eta}^{(2)} \end{bmatrix} = \Sigma_{\eta}, \quad \Sigma_{\eta}^{(1)} = \sigma_{trb}.$$

Выполнение условий (26)–(28) гарантирует, что в процессе решения маршрутных задач будет реализована многопутевая стратегия маршрутизации (14), а выделение необходимой полосы пропускания трактов передачи ТКС вдоль проложенных путей позволит обеспечить контроль требуемых скоростных и вероятностно-временных показателей QoS: скорость передачи λ^{trb} , средняя задержка τ_{trb} , джиттер σ_{trb} , вероятность своевременной доставки $P_{(cd)}^{trb}$. Отличительной чертой предложенной модели является то, что на этапе геометризации структуры ТКС необходимо определиться с ориентацией ветвей одномерной сети (рис.1). В работе [10] это не требовалось, так как при моделировании ТП сети использовалась модель СМО типа $D/D/1$ с более простым финальным выражением для оценки средней задержки пакетов. В том случае допускалось, что интенсивность трафика в отдельных ветвях сети могла быть отрицательной величиной, т.е. направление передачи не совпадало с ориентацией ветви. В рамках предложенной модели подобная ситуация должна быть исключена, так как согласно выражениям (1) и (4) необходимо среди прочего обеспечивать выполнение условия $0 < \lambda < \varphi_{(э)}$. Физический смысл заблаговременного установления и сохранения ориентации ветвей в ходе вывода неравенств (26)–(28) состоит в предварительном расчете множества путей, вдоль которых в соответствии с данными ограничениями и будут передаваться пакеты обслуживаемого трафика.

Выводы

Таким образом, в работе предложена вероятностно-временная модель QoS-маршрутизации на основе предвычисления путей в условиях неидеальной надежности элементов телекоммуникационной сети. Реализация предложенной модели может быть обеспечена в ходе решения задач маршрутизации путем учета ограничений (26)–(28). При этом в зависимости от класса обслуживания и выдвигаемых к перечню вероятностно-временных показателей QoS требований может производиться или комплексный учет предложенных ограничений или некоторых из них. Модель ориентирована на использование в современных прежде всего, мультисервисных сетях, пакетной коммутации, основанных на предвычислении путей. Благодаря заложенным в модели свойствам, она удовлетворяет требованиям концепций Load-Balance Routing, QoS-Based Routing и Constraint-Based Routing. Дальнейшее развитие предложенного подхода к тензорному моделированию процессов QoS-маршрутизации видится в обеспечении возможности одновременного решения и задачи вычисления маршрутов, и задачи распределения ресурсов сети между пользовательскими трафиками данных. Это возможно в случае, когда в процессе геометризации структуры сети каждый тракт передачи моделировать парой противоположно ориентированных ветвей с одинаковой пропускной способностью. Развитие предложенного подхода также связано с расширением предметной области тензорного описания ТКС на случай многопродуктовых многополосных сетей.

Список литературы: 1. *Gopalan K., Chiueh T., Lin Y.* Load balancing routing with bandwidth-delay guarantees // *IEEE Communications*. 2004. V. 3. №2. P. 44-50. 2. *Paul P., Raghavan S V.* Survey of QoS Routing // *Proc. of the 15th International conference on computer communication*. Bandra. 2002. V. 1. P. 50-75. 3. *Younis O. Fahmy S.* Constraint-based routing in the internet: basic principles and recent research // *IEEE Communication Society Surveys & Tutorials*. 2003. V. 5. №3. P. 42-56. 4. *Orda A., Sprintson A.* QoS Routing: The Precomputation Perspective // *Proc. IEEE INFOCOM*. New York, 2000. V. 3. P. 283-291. 5. *Cui Y., Xu K., Wu J.* Precomputation for multi-constrained QoS routing in high-speed networks // *Proc IEEE INFOCOM*. San Francisco, 2003. V. 1. P. 1305-1315. 6. *Сатовский Б. Л.* MPLS - технология маршрутизации для нового поколения сетей общего пользования // *Сети и системы связи*. 2001. №3. С. 32-36. 7. *Vutukury S., Garcia-Luna-Aceves J.J.* A Simple Approximation to Minimum Delay Routing // *Proc. ACM SIGCOMM*. Cambridge, 1999. P.39-50. 8. *Wang Z., Crowcroft J.* Quality-of-service routing for supporting multimedia applications // *IEEE JSAC*. 1996. V.14. № 7. P. 1228-1234. 9. *Лемешко А.В.* Тензорная модель многопутевой маршрутизации агрегированных потоков с резервированием сетевых ресурсов, представленная в пространстве с кривизной // *Праці УНДПРТ*. 2004. Вип. №4 (40). С. 12-18. 10. *Лемешко А.В.* Тензорная модель решения маршрутных задач с адаптивной фрагментацией (дефрагментацией) пакетов в транзитных узлах телекоммуникационной сети // *Радиотехника: Всесукр. міжвед. науч.-техн. сб.* 2004. Вып. 138. С. 50-64. 11. *Крон Г.* Тензорный анализ сетей: Пер. с англ. М. Сов. радио, 1978. 719 с. 12. *Арипов М.Н.* Проектирование и техническая эксплуатация сетей передачи дискретных сообщений. М.: Радио и связь, 1988. 285-с. 13. *Дымарский Я.С., Нурмиева М. В.* О некоторых задачах оптимизации АТМ-сетей // *Вестник МАЙСУ*. 2002. №8. С. 20-31.

Харьковский университет Воздушных Сил

Поступила в редколлегию 05.02.2005

АРХИТЕКТУРА МАЛОЙ КОРПОРАТИВНОЙ СПУТНИКОВОЙ СЕТИ СВЯЗИ

Введение

Корпоративные спутниковые сети, как правило, представляют собой выделенные тем или иным способом подсети большой сети, построенной на базе универсальной аппаратуры, использующей такие элементы архитектуры в широком смысле этого слова [1], которые наилучшим образом (по какому-то критерию) отвечают поставленным задачам перед всей „большой” сетью. Исключение, может быть, составляют банковские сети и сети силовых структур. Однако существуют и другие подходы к созданию корпоративных систем, учитывающие специфические особенности и проблемы их проектирования, развертывания и эксплуатации. Среди корпоративных спутниковых систем мы выделяем отдельный класс – малые корпоративные спутниковые сети (МКССС) [2]-[7].

Особенностью МКССС является небольшое количество приемо-передающих центров, размещенных на сравнительно ограниченной территории. МКССС предусматривает обслуживание абонентов с немногочисленным набором услуг (телефон, факс, передача данных) и имеет общий трафик до 100 Мбайт/сутки. В сети имеется до 30 направлений, соединенных через спутник с Центром обработки информации [8]. Земные станции (ЗС) должны обеспечивать прием сигнала с вероятностью битовой ошибки не более чем $10^{-6} \div 10^{-7}$ в течение не менее 99,53% наихудшего месяца. Полный срок службы – не менее 10 лет. Примером такой сети является «Корпоративная спутниковая сеть оперативного мониторинга ветроэлектростанций» (КССОМ ВЭС). Характерные особенности, а также ожидаемые основные технико-экономические параметры данной сети рассмотрены в [9, 10].

В данной работе ставится задача на основе аналитического обзора сформулировать концептуальные положения построения архитектуры малой корпоративной спутниковой системы связи и сформулировать задачу ее технико-экономического обоснования.

Для малых корпоративных спутниковых сетей передачи информации принципиальным вопросом является стоимость оборудования и эксплуатационные расходы. Целевой функцией оптимизации мы выбрали минимизацию этих затрат. Областью изменения параметров является поле из различных параметров, влияющих на показатели функционирования сети.

Результатом анализа эксплуатационных расходов подобной сети стал отказ от традиционных дорогостоящих периферийных ЗС и центральных HUB-станций в пользу разработки специализированной программы управления сетью, а также создание отечественной специализированной ЗС спутниковой связи. В сетях без центральной станции (hubless) централизованные функции управления реализуются с помощью аппаратно-программных средств центра управления сетью [11, 12].

Предпосылки технико-экономического обоснования

Широкий разброс цен на оборудование и эксплуатацию систем спутниковой связи требует технико-экономического обоснования выбора характеристик проектируемой сети, при которых необходимый уровень услуг связи достигается при наименьших затратах, что существенно сокращает срок окупаемости систем [13].

Функция, описывающая показатели качества работы малой корпоративной спутниковой сети связи, является сложной функцией, зависящей от большого количества переменных: степени загрузки сети в различных режимах работы, количества станций и направлений связи в сети, применяемого метода множественного доступа и протокола формирования цифрового сигнала, и, как следствие, – от режимов передачи информации, требуемых отношений сигнал/шум в различных направлениях связи, объема общего трафика, передаваемого в сети в целом и в каждом

отдельном направлении. в частности полосы пропускания каналов связи, частоты сигнала требуемых значений по надежности и вероятности приема ошибочного сигнала и др.

Основная сложность при решении оценки функционирования систем состоит в том, что зависимости между значениями, характеристиками и стоимостями вышеперечисленных переменных носят нелинейный характер. Кроме того, одна переменная влияет на качество функционирования сразу нескольких направлений связи. Так, от размера антенны зависит как эквивалентная изотропно излучаемая мощность (ЭИИМ), так и добротность ЗС на прием. В свою очередь, стоимость ЗС спутниковой системы связи соответствует определенному значению добротности (или параметров G, D и складывается из стоимостей входящих в ЗС отдельных элементов: рефлектора, опоры с приводами диплексера, фидера, облучателя, блока слежения, малопумящего усилителя (МПУ). Для каждого значения добротности существует оптимальная комбинация элементов, образующая минимальную стоимость всей ЗС. Зависимости (по данным зарубежных фирм 1993-1995 гг.) стоимости основных элементов ЗС, таких как антенны (C_a), МПУ ($C_{мпу}$), и усилитель мощности ($C_{ум}$), от характеристик ЗС исследованы в работах [14-16] и приведены на рис. 1:

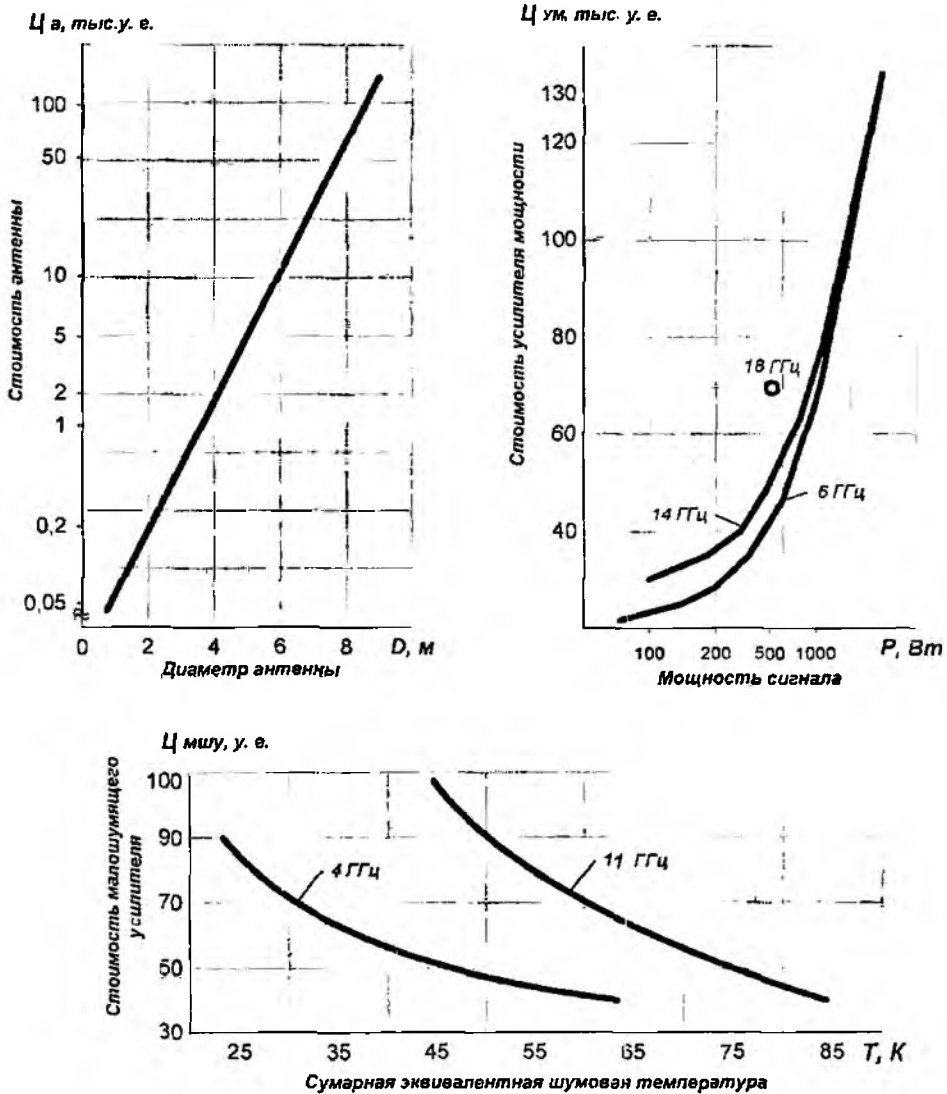


Рис. 1

К примеру, функциональная аппроксимирующая зависимость цены антенны C_a от ее диаметра и точности обработки поверхности имеет вид

$$C_a = 6,7 \times 10^5 D^{-1/3} \exp \left(2,22 \times 10^{-2} D + \frac{1,3 \times 10^{-3} D^{3/2}}{\varepsilon} - 1 \right), \quad (1)$$

где C_a – стоимость антенны, тыс. долл. США; D – диаметр антенны в футах ($1 \text{ фут} = 0,308 \text{ м}$); ε – неточность обработки поверхности антенны, мм.

С другой стороны, технические характеристики ЗС влияют и на эксплуатационные расходы ССС. Известно, что стоимость аренды частотного ресурса ретранслятора имеет две составляющие: частотную и энергетическую. При определении арендной платы за использование ресурса в качестве базовой составляющей принимается полоса частот, которую нужно выделить для функционирования сети в „час пик“, а соответствующие этой полосе энергетические затраты (при заданных значениях добротности ЗС) учитываются с помощью повышающих коэффициентов к базовому тарифу [12].

Кроме того, в эксплуатационных затратах необходимо учесть затраты на эксплуатацию радиочастотного оборудования ЗС, определяемые, в первую очередь, ценой подлежащих замене при ремонте в процессе эксплуатации электронных приборов для усилителя мощности, а также расходами на электроэнергию, потребляемую ЗС в течение срока службы.

Стоимость аренды частотного ресурса ретранслятора, как уже было сказано выше, в основном определяется полосой частот передаваемого сигнала в сети связи. В свою очередь, на занимаемую ширину полосы частот (а значит, на полосу рабочих частот, арендуемую на спутнике, и, в конечном счете, на эксплуатационные затраты сети) влияют следующие параметры:

1. Применяемый алгоритм сжатия речи (G.723, G.726, G.728, G.729).
2. Выбранный метод модуляции (BPSK, QPSK, OQPSK, DQPSK 8PSK, 16QAM, CPFSK).
3. Применяемый вид помехоустойчивого кодирования (Витерби, Рида-Соломона, последовательное, турбокодирование – каждое со своими показателями избыточности для достижения требуемого уровня ошибочного приема одиночного символа, который, в свою очередь, также зависит от вида передаваемого в сети трафика).
4. Протокол передачи цифрового сигнала (X.25, Frame Relay, ATM, TCP/IP), а также, в свою очередь, выбираемый в зависимости от вида передаваемого в сети трафика.
5. Метод множественного доступа (TDMA, FDMA, CDMA, SCPC, DAMA, PAMA и др.).
6. Вид и структура передаваемого в сети трафика (передача данных с требуемой скоростью, голосовая связь – симплексный, дуплексный или полудуплексный режим, факс).

Выбор приведенных сетевых параметров обеспечит однозначность предлагаемой архитектуры МКССС, а оценка затрат на развертывание и эксплуатацию позволит сформулировать математическую модель исследуемого класса спутниковых систем связи.

Кодирование речи. Алгоритм сжатия речи, применяемый в рассматриваемой сети, выбран в соответствии с рекомендацией ИТУ-Т G.729. Использование данного стандарта кодирования речи позволит достичь максимально возможных показателей качества речи при полосе пропускания 8 кбит/с . Наиболее распространенным количественным показателем качества услуг телефонной связи на сегодняшний день является MOS (усредненная экспертная оценка Mean Opinion Score), которая означает усредненную оценку репрезентативной группы экспертов, состоящей из представителей разных возрастов, полов и этнических групп, по пятибалльной шкале некоторой тестовой звукозаписи. Для выбранного алгоритма G.729 MOS будет составлять 4.0, что всего лишь на 0.2 менее оценки MOS для стандартного цифрового сигнала в каналах телефонной сети при применяемом алгоритме кодирования ИКМ (G.711) и полосе пропускания 64 кбит/с . Для примера: при использовании алгоритма G.723 MOS составляет 3.7-3.8 при полосе пропускания $5.3\text{-}6.3 \text{ кбит/с}$, а для G.726 $\text{MOS}=2.0\text{-}4.2$ при полосе пропускания $16\text{-}40 \text{ кбит/с}$. [18].

Модуляция. Специфические особенности рассматриваемой малой корпоративной сети передачи информации, а именно – ограниченный набор услуг, предоставляемый абонентам и, как следствие, малая полоса пропускания, а также низкая стоимость аппаратуры ЗС и эксплуатационных расходов на сеть в целом обусловили выбор одной из разновидностей схемы фазовой манипуляции QPSK – DQPSK (дифференциальная схема QPSK). Выбор DQPSK обусловлен следующими соображениями. Квадратурная схема PSK (QPSK) – одна из самых распространенных схем фазовой манипуляции. Она обеспечивает более высокую скорость передачи по сравнению с BPSK при использовании той же полосы частот за счет кодирова-

ния двух битов в одном сдвиге фазы. С другой стороны, в этой схеме можно уменьшить полосу частот и получить такую же скорость передачи, как и для схемы BPSK. Однако одним из недостатков этой схемы является необходимость формирования опорного сигнала в приемнике. Передатчик и приемник нужно часто синхронизировать, применяя, например, специальные синхронизирующие комбинации перед приходом данных пользователя или используя в качестве опорной частоту пилотного сигнала. Этих проблем можно избежать с помощью дифференциальной схемы QPSK (DQPSK). Здесь сдвиг происходит относительно фазы двух предыдущих битов, а не относительно опорного сигнала. В этом случае в приемнике для восстановления данных сравниваются два сигнала данных, а опорный сигнал не нужен. Схема DQPSK применяется в американских беспроводных технологиях IS-136 и PACS, в японской системе PHS [19-22].

Помехоустойчивое кодирование. В качестве помехоустойчивого кода целесообразно применение турбокодов по следующим соображениям. Характеристики помехоустойчивости турбокодов лучше, чем характеристики помехоустойчивости других корректирующих кодов. Турбо-коды практически вплотную приблизились к так называемой границе Шеннона: по энергетической эффективности они уступают теоретическому граничному значению лишь 0.5 дБ [21, 23-27]. Использование турбокода позволяет по сравнению, например, с каскадным кодированием (СК 1/2, РС) при одинаковой вероятности ошибки в той же полосе увеличить скорость передачи информации в 1.7 раза при сохранении энергетических показателей [20].

Протоколы обмена. В качестве применяемого протокола формирования цифрового потока, с учетом характера передаваемого в сети трафика (данные и речь), а также определенной ранее схемы множественного доступа и поставленной цели минимизации затрат (отсутствие дорогостоящей системы управления), в рассматриваемой сети выбран протокол передачи FRAME RELAY с дополнением LNI, IP (Internet Protocol) [28-35], обеспечивающий небольшую временную задержку при передаче кадров (до 3 мс на каждом узле по сравнению, например, с 50 мс для технологии X.25), что крайне существенно при передаче речи. Применение технологии FR позволяет воспользоваться более широким спектром услуг. Степень надежности этой технологии выше, чем IP, поскольку она обладает механизмами повышения качества передачи информации. Кроме того, что весьма важно, данная технология существенно дешевле технологии ATM.

Многостанционный доступ С учетом малого количества станций в малой корпоративной сети и небольшого объема передаваемого трафика, в рассматриваемой сети выбран протокол множественного доступа TDMA. При такой схеме кадр состоит из двух интервалов, присваиваемых каждой из станций, ведущих передачу. Если в момент передачи станция определяет, что оба интервала в данный момент времени заняты, то ей дается отбой на передачу и она становится в ожидание. Очевидно, что при такой схеме множественного доступа на каждой станции необходимо применение аппаратуры индикации освобождения канал и/или применение одного из методов временной синхронизации для назначения и закрепления временных интервалов для работы различных станций в сети [10, 17, 19-22, 36].

Модемы. Такие основные функции, как модуляция/демодуляция, кодирование/декодирование сигнала, а также управление работой ЗС при различных методах множественного доступа реализуются в модеме ЗС ССС и его структурных элементах. Модемы являются одним из важнейших элементов земных станций (ЗС) спутниковой связи. От качества их работы зависят помехоустойчивость приема информации, занимаемая полоса частот, уровень помех в соседнем канале и т. д., а все это, в конечном счете, влияет на пропускную способность и стоимость аренды частотного ресурса спутникового ретранслятора. Таким образом, оптимальный с точки зрения требований конкретной спутниковой сети связи (ССС) выбор спутникового модема позволяет свести к минимуму потери пропускной способности и затраты на эксплуатационные расходы в сети.

По конструктивному исполнению существующие на сегодняшний день модемы можно разделить на следующие:

1. Отдельные законченные устройства, предназначенные для использования в составе любой ЗС.

2. Заменяемые устройства, интегрированные в какую-либо систему (например, модемы систем TIW Systems, Alcatel 7400ND и Hughes Network Systems), которые нельзя использовать в составе ЗС других производителей. Так, например, модем центра управления сетью системы спутниковой связи VSAT „Nextar BOD” состоит из следующих компонентов: общее объединительное устройство, контроллер частоты и усиления, модем общего канала синхронизации, канальных плат и блока питания. Таким образом, он является полностью самостоятельным функциональным блоком, который может работать без каких-либо дополнительных устройств, таких как блок питания или блок управления [4].

3. Подсистемы канальных блоков, объединяющие в своем составе, помимо основных элементов модема, речепреобразующее устройство (чаще всего вместе с эхоградителем или эхокомпенсатором) и модули для соединения с оконечным оборудованием (дифференциальную систему для преобразования четырехпроводной линии связи в двухпроводную, блоки поддержки различных типов сигнализации и т. д.).

Спутниковые модемы предназначены для преобразования цифрового сигнала, поступающего от каналообразующей аппаратуры ЗС (мультиплексоров, аппаратуры передачи данных, речепреобразующих устройств и т. д.), в модулированный радиосигнал на промежуточной частоте (ПЧ) 70 ± 18 или 140 ± 36 МГц, и для обратного преобразования радиосигнала ПЧ в цифровой [22, 37-39]. В состав современного модема входят следующие блоки: модулятор, демодулятор, кодер, декодер, интерфейс, контроллер управления и панель управления (рис. 2 – пример спутникового модема). Подлежащая передаче информация через блок интерфейса сначала подается на кодер, где происходит ее скремблирование и помехоустойчивое кодирование, а затем - на модулятор, формирующий модулированный сигнал. В приемной части модема (демодуляторе и декодере) осуществляются когерентное детектирование принимаемого сигнала и выделение информации.

Выпускаемые в настоящее время модемы [20, 40-42] работают в различных диапазонах частот, имеют возможность перестройки и установки основных параметров, включая рабочую частоту, коэффициент усиления, выходную мощность, тип модуляции, скорость кодирования, тип скремблирования, размеры буферов для данных и т. д. Эти параметры могут изменяться с малым шагом в широком диапазоне значений. Также следует отметить, что любой современный модем имеет систему встроенных процессоров с развитым программным обеспечением, позволяющую изменять конфигурацию модема либо с помощью его собственных органов управления и дисплея, либо через его порт контроля и управления. В последнем случае к этому порту подключается ПК или контроллер ЗС, обеспечивающий удаленное конфигурирование модемов в составе этой ЗС с центральной управляющей станции ССС. Это позволяет реализовать систему с ЗС, не требующими локального управления. Модемы имеют широкие возможности самодиагностики, самотестирования, могут хранить информацию обо всех изменениях в своей конфигурации, а также о сбоях и неполадках в работе. Кроме того, для хранения и обработки информации о соединениях в системе, в модеме (контроллер управления) может быть предусмотрена биллинговая система. Эта информация содержит данные о длительности соединения, участвующих в соединении абонентах, способе соединения (голос или данные), данные об оплате за соединение и т. д. [4].

В спутниковых модемах зачастую предусмотрено также выполнение следующего набора контрольно-измерительных функций [43]:

- контроль температуры передатчика;
- контроль излучаемой мощности;
- сигнализация потери захвата опорной частоты местным гетеродином;
- общая сигнализация сбоя в работе;
- включения и выключения излучения передатчика и др.

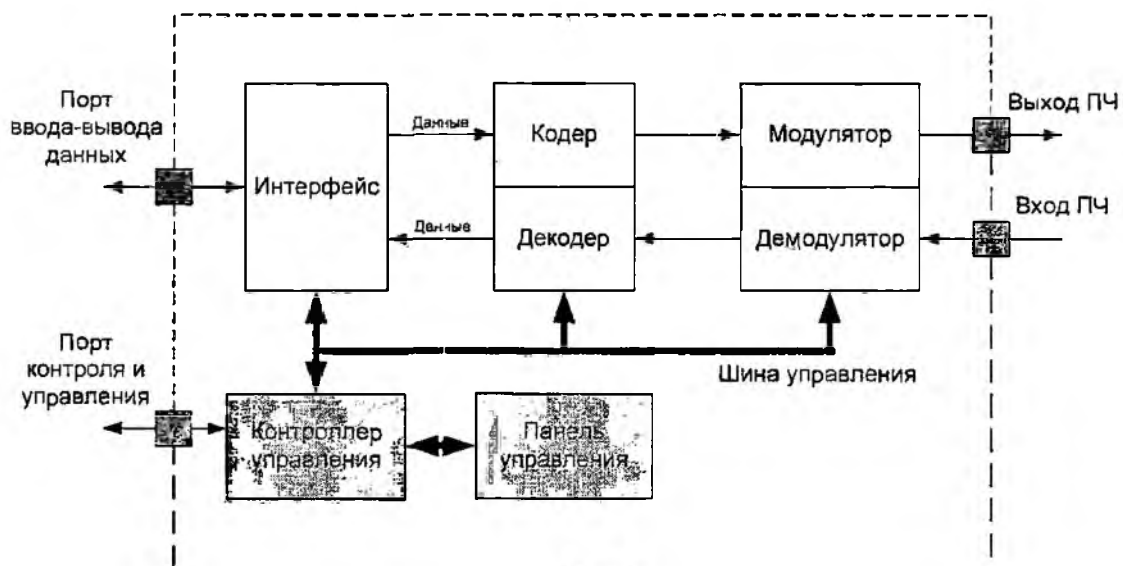


Рис. 2

Часто с целью уменьшения стоимости ЗС модем применяется не только для выполнения своих основных функций, но и как формирователь сигнала наведения антенны ЗС [44]. В качестве такого сигнала используется аналоговый или цифровой сигнал АРУ. Однако последний обычно формируется с некоторой задержкой, что неприемлемо для ряда систем наведения. В этом случае на ЗС целесообразно установить отдельный приемник наведения.

Различные типы оборудования для спутниковых сетей, в том числе и модемы основных производителей, а также цены на них рассмотрены в [40-44].

Математическая модель стоимости МКССС

Для разработки математической модели стоимости развертывания и эксплуатации МКССС и минимизации затрат необходимо выполнить технико-экономическое обоснование выбора значений основных параметров, определяющих как стоимость, так и качество функционирования всей сети, и провести их минимизацию по критерию минимальных затрат на развертывание и эксплуатацию сети при одновременном условии выполнения необходимых показателей работы сети. Методы решения поставленной задачи – как упрощенные, так и более совершенные – неоднократно рассматривались в работах различных авторов [14-16, 45]. В [12, 17, 19-23, 36] приведены исследования основных схем множественного доступа с точки зрения эффективности их работы в различных типах сетей без проведения соответствующего технико-экономического обоснования и учета состава и стоимости оборудования ЗС, применяемых при построении сетей. В работах [37, 39] проанализированы особенности функционирования подобных сетей в различных режимах работы безотносительно к применяемому протоколу передачи. В публикациях [35, 38] рассмотрены особенности функционирования сетей VSAT при использовании различных протоколов формирования цифрового сигнала (IP, Frame Relay) и не приводятся исследования сравнительной экономической и функциональной эффективности подобных решений. Необходимо проанализировать и исследовать характер и степень влияния каждого из вышеперечисленных параметров на стоимость и качество функционирования сети спутниковой связи и установить взаимосвязи между ними. Кроме того, необходимо воспроизвести и исследовать основные режимы функционирования оптимизированной по различным разнородным критериям сети с целью исследования основных характеристик, улучшения характеристик такой сети, оптимизации протоколов и алгоритмов функционирования при различных условиях работы.

Если обозначить стоимость развертывания и эксплуатации сети как $C_{\text{сети}}(\text{ТХ})$, то формально задача может быть представлена следующим образом:

$$C_{\text{сети}}(TX) \rightarrow \min_{TX \in \{D_C\}}, \quad (2)$$

где $D_C = \{TX : h_i^2(TX) \geq h_i^2; \bar{D}_{\min} \leq TX \leq \bar{D}_{\max}; \bar{V}_{i,j}; P_0 \leq P_{\text{треб}}\}, i = 1, \dots, N$; TX – матрица значений технических характеристик ЗС (изменяемых параметров); $h_i^2(TX)$ – текущее отношение сигнал/шум в i -й линии; h_i^2 – требуемое отношение сигнал/шум в i -й линии; \bar{D}_{\min} – вектор минимальных значений TX ЗС; \bar{D}_{\max} – вектор максимальных значений TX ЗС; N – количество направлений связи, зависящее от топологии сети, выбранного метода многостанционного доступа и метода передачи; $\bar{V}_{i,j}$ – распределение нагрузки в сети связи между всеми ЗС, которое, очевидно, будет зависеть от режимов передачи информации и общего трафика, передаваемого в сети $V_{\text{общ}}$; P_0 – вероятность ошибочного приема одиночного символа, которая должна быть не хуже требуемого значения $P_{0 \text{ треб}}$. Матрицу TX и векторы \bar{D}_{\min} , \bar{D}_{\max} можно представить как:

$$TX = \begin{matrix} A_1 & A_2 & \dots & A_n \\ Q_1 & Q_2 & \dots & Q_q \\ S_1 & S_2 & \dots & S_s \\ L_1 & L_2 & \dots & L_l \\ M_1 & M_2 & \dots & M_m \\ D_1 & D_2 & \dots & D_{N_{\text{ЗС}}} \\ P_1 & P_2 & \dots & P_{N_{\text{ЗС}}} \\ T_1 & T_2 & \dots & T_{N_{\text{ЗС}}} \end{matrix} \quad \bar{D}_{\min} = \begin{bmatrix} A \\ Q \\ S \\ L \\ M \\ D_{\min} \\ P_{\min} \\ T_{\max} \end{bmatrix} \quad \bar{D}_{\max} = \begin{bmatrix} A \\ Q \\ S \\ L \\ M \\ D_{\max} \\ P_{\max} \\ T_{\min} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$N_{\text{ЗС}}$ – диаметры антенн ЗС; $P_1, P_{N_{\text{ЗС}}}$ – мощности передающих устройств ЗС; $N_{\text{ЗС}}$ – количество ЗС в проектируемой сети; A – один из a видов алгоритмов сжатия речи (G.723, G.726, G.728, G.729 и др.); Q – один из q методов модуляции (BPSK, QPSK, OQPSK, DQPSK 8PSK, 16QAM, CPFSK и др.); S – один из s типов помехоустойчивого кодирования (Витерби, Рида-Соломона, последовательное, турбокодирование и др.); L – один из l протоколов формирования цифрового сигнала (X.25, Frame Relay, ATM, TCP/IP); M – один из m методов многостанционного доступа (TDMA, FDMA, CDMA, SCPC, DAMA, PAMA и др.).

Уравнение (2) означает, что необходимо найти такие значения технических характеристик ЗС и всей сети, при которых они будут находиться в пределах допустимых значений, задаваемых векторами \bar{D}_{\min} и \bar{D}_{\max} , выполняются требования по качеству информационного обмена в каждой линии сети связи $h_i^2(TX) \geq h_i^2$ и $P_0 \leq P_{0 \text{ треб}}$, при этом достигается минимизация стоимости развертывания и эксплуатации сети.

Сформулированная задача относится к классу задач с нелинейной целевой функцией, функциональными и параметрическими ограничениями. Главной особенностью таких задач является отсутствие возможности получить решение (локальное либо глобальное) за конечное число шагов. Поэтому решение задачи возможно только перебором изменяемых параметров, что и обуславливает ее сложность. Методы решения подобных задач более подробно изложены в работах [15, 16, 45, 46].

Преследуемая задача – оценка функционирования малой корпоративной спутниковой сети передачи информации при различных режимах ее работы и в большом диапазоне изменений исходных параметров – является весьма сложной и трудоемкой.

С учетом сложности и многообразности поставленной задачи, возникает необходимость в проведении имитационного моделирования рассматриваемой сети, которое позволит выявить закономерности ее функционирования, установить различного рода зависимости между исследуемыми параметрами и определить характер и степень влияния разнородных случайных параметров на процессы работы исследуемой сети [47].

Заключенне

1. В результате анализа эксплуатационных расходов малой корпоративной сети спутниковой связи предложено отказаться от традиционных дорогостоящих периферийных ЗС и центральных HUB-станций в пользу разработки специализированной программы управления сетью и создания отечественных специализированных ЗС спутниковой связи.

2. Предлагается в малой корпоративной сети спутниковой связи применить: вид модуляции – DQPSK, вид помехоустойчивого кодирования – турбокодирование, многостанционный доступ – TDMA, протокол формирования цифрового потока – FRAME RELAY с дополнением LNI, IP, алгоритм сжатия речи – ITU-T G.729.

3. Проанализированы зависимости стоимости развертывания и эксплуатации малой корпоративной спутниковой сети связи от характера элементов архитектуры сети и сформулирована задача оптимизации сети с целевой функцией в виде функционала, зависящего от выбранных элементов архитектуры сети.

Список литературы: 1. *Невдяев Л. М.* Телекоммуникационные технологии: Англо-русский толковый словарь-справочник / Под ред. Ю. М. Горностаева. Сер. «Связь и бизнес», М.: ИЦНТИ. Международный центр научной и технической информации. ООО «Мобильные коммуникации», 2002. 592 с. 2. *Иванова Т.* Корпоративные сети связи. М.: Эко-Трендз, 2001. С. 6-37. 3. *Корпоративные системы спутниковой и КВ связи* / Под ред. А. А. Смирнова. М.: Эко-Трендз, 1998. С. 41-57. 4. *Сундучков К. С., Стеглов В. К.* Управление в спутниковых сетях связи, построенных по схеме «каждый с каждым»: Учеб. пособие. К.: ГП УНИИС, 2001. 33 с. 5. *Сундучков К. С., Стеглов В. К.* Технологии и станции спутниковых сетей, построенных по схеме «звезда» Учеб. пособие. К.: ГП УНИИС, 2001. 67 с. 6. *Сундучков К. С., Стеглов В. К.* Структура частотно-временного плана децентрализованной сети спутниковой связи «SNT VX-VSAT». Учеб. пособие. К.: ГП УНИИС, 2001. 31 с. 7. *Малая спутниковая корпоративная сеть передачи информации* / К. С. Сундучков, А. Л. Когут, Д. Г. Сунегин, С. И. Сушко // 13-я Междунар. Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии". Материалы конференции 8-12 сент. 2003 г. Севастополь, Крым, Украина. С. 303-304. 8. *Макаров А. А., Сундучков К. С.* Система оперативного мониторинга ВЭС // Доклады III Междунар. конференции «Нетрадиционная энергетика в XXI веке». Национальная Академия наук Украины, Ин-т технической теплофизики Крым, Судак, 9-15 сентября, С.119-121. 9. *Особенности спутникового модема для малых корпоративных сетей передачи информации* / С. И. Сушко, Д. Г. Сунегин, К. С. Сундучков, Н. Ю. Лиманская // 14-я Междунар. Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии": Материалы конференции 13-17 сент. 2004. Севастополь, Крым, Украина 2004. С.254-255. 10. *Выбор протокола множественного доступа абонентских станций в малой корпоративной спутниковой сети связи* / Д. Г. Сунегин, С. И. Сушко, К. С. Сундучков // 14-я Междунар. Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии": Материалы конференции 13-17 сент. 2004 Севастополь, Крым, Украина 2004. С.267-268. 11. *Зинченко А. Н.* Системы управления спутниковыми сетями VSAT // Технологии и средства связи. 2004. № 3. С.68-71. 12. *Антиколов В. Р.* Спутниковый доступ к информационным ресурсам // Технологии и средства связи. 13. Спутниковая связь и вещание: Справочник. 3-е изд., перераб. и доп./ В. А. Бартнев и др.; Под ред. Л. Я. Кантора. М.: Радио и связь, 1997. 14. *Федоров Д. А.* Определение оптимальных энергетических характеристик земных станций спутниковой связи // Электросвязь. 1996. № 5. С.16-19. 15. *Петров В. А.* Технико-экономическое обоснование выбора параметров ЗССС // Вестник связи. 1997. № 11. С.64-67. 16. *Петров В. А.* Технико-экономическое обоснование выбора параметров ЗССС // Вестник связи. 1997. № 12. С.73-76 стр. 17. *Антиколов В. Р.* Полнофункциональные сети VSAT. Обзор технологий и рынка оборудования // Технологии и средства связи. 2004. № 2. С.114-116. 18. *Полович З.* Качество гарантировано? // Сети и коммуникации ТЕЛЕКОМ. 2002. № 10. 19. *Феер К.* Беспроводная цифровая связь: Методы модуляции и расширения спектра / Пер. с англ.; Под ред. В. И. Журавлева. М. Радио и связь, 2000. 520 с.: ил. 20. *Банкет В., Мельник А.* Телекоммуникационные сети VSAT // Сети и телекоммуникации. 2001. № 3 (17). С 18-22. 21. *Скляр Бернгард.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд. / Пер. с англ. М.: Изд. дом „Вильямс”, 2003. 1104 с. : 22. *Шиллер Йоган.* Мобильные коммуникации / Пер. с англ. М.: Изд. дом „Вильямс”, 2002. 384 с. 23. *Столингс В.* Беспроводные линии связи и сети. / Пер. с англ. М.: Изд. дом „Вильямс”, 2003. 640 с.: 24. *Владимирская Н. В., Коломиец И. А.* Основные особенности турбо-кодов. 25. *Турбокодирование* / С. П. Панько, В. В. Югай. Успехи современной радиоэлектроники. 2004. № 2. 26. *Сморodinov А. А.* Перспективы использования турбокодирования в системах передачи информации ЦНИИ «Гранит» НПК РТС (Санкт-Петербург). 27. *Internet:* www.turbocodes.newmail.ru 05.2004. 28. Компьютерные сети: Принципы, технологии, протоколы / В. Г. Олифер, Н. А. Олифер. СПб: Питер, 2000. 672 с. 29. *Столингс В.* Компьютерные системы передачи данных. 6-е

изд. / Пер. с англ. М.: Изд. дом „Вильямс”, 2002. 928 с. 30. Хендерсон Л., Дженкинс Т. Frame Relay. Межсетевое взаимодействие / Пер. с англ. К.: Век+: М.: Горячая линия – Телеком, ЭНТРОП. 2000. 320 с. 31. Цифровая обработка и передача речи / О. И. Шелухин, Н. Ф. Лукьянцев. М.: Радио и связь, 2000. С. 367-440. 32. Горностаев Ю. М., Соколов В. В., Невдяев Л. М. Перспективные спутниковые системы связи. 33. Мак-Квери, Стив, Мак-Грю, Келли, Фой, Стефан. Передача голосовых данных по сетям Cisco Frame Relay, ATM, и IP. / Пер. с англ. М.: Изд. дом „Вильямс”, 2002. 512 с. 34. Уэнстром М. Организация защиты сетей Cisco. М.: Издательский дом „Вильямс”, 2003. 768 с. 35. Гордиевский В. Л. Эффективность спутниковых сетей Frame Relay. // Вестник связи. 2002. № 8. 36. Миночкин И., Романюк В. А. Методы множественного доступа в мобильных радиосетях // Зв’язок. 2004. № 2. 37. Спутниковые системы связи и вещания. Справ.-аналит. издание. 2003 (1) / Гл. ред. Л. П. Андрианова // Радиотехника. 2003. 38. Соловьев П. Л. Спутниковая IP-телефония: особенности технологии // Вестник связи. 2002. № 8. 39. Перспективные спутниковые системы связи / Ю. М. Горностаев, В. Соколов, Л. М. Невдяев. М.: Горячая линия - Телеком, 2000. 40. Internet: www.syntus.ru 09.2004. 41. Internet: www.plenexis.ru 09.2004. 42. Internet: www.dalinterradio.ru/satellite 09.2004. 43. Иваиов А. Б. Система контроля и диагностики на борту спутника-ретранслятора // Вестник связи. 1997. № 11. С.41-45. 44. Спутниковые модемы / В. Ю. Бобков, В. И. Нагорнов, М. В. Ефимов // Сети и системы связи. 1997. № 8. С.72-78. 45. Жилов В. А., Молотков Ю. А. Расчет основных технических характеристик земных станций спутниковой сети при минимизации затрат на ее развертывание // Успехи современной радиоэлектроники. 46. Соболев И. М. Статников Р. Б. Выбор оптимальных параметров в задачах с многими критериями. М.: Наука, 1981. 47. Романов А. И. Телекоммуникационные сети и управление: Учеб. пособие. К.: Изд.-полиграф. центр „Киев. ун-т”, 2003. 247 с.

Государственный университет
информационно-коммуникационных технологий,
г. Киев

Поступила в редколлегию 03.03.2005

Ю.И.ЛОСЕВ, *д-р техн. наук*, Ю.И.РАФАЛЬСКИЙ, *канд. техн. наук*,
С.И.ШМАТКОВ, *канд. техн. наук*, К.М.РУККАС, *канд. техн. наук*

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНЫХ ПУТЕЙ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ДИНАМИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ КАЧЕСТВОМ ОБСЛУЖИВАНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ

Постановка задачи

В настоящее время отмечается быстрый рост числа сетевых приложений, для эффективной работы которых необходима передача информации с заданными параметрами качества. Каждый такой информационный поток характеризуется следующими параметрами: надежность, задержка, флуктуации, и пропускная способность. Все вместе они формируют то, что называют качеством обслуживания (QoS – Quality of Service), необходимым потоку. К параметрам пропускной способности относятся средняя, максимальная (пиковая) и минимальная скорость передачи данных. Задержки передачи информации определяются средней и максимальной величиной задержек, а флуктуации – средним и максимальным значением вариаций задержек. Параметрами, характеризующими надежность, являются процент потерянных пакетов и процент искаженных пакетов. Каждый вид трафика характеризуется конкретным набором параметров QoS. Для передачи информации с заданными параметрами качества телекоммуникационная сеть расходует определенные ресурсы. Тогда общей задачей передачи информации с необходимыми характеристиками является, с одной стороны, обеспечение передачи всех потоков с требуемым качеством обслуживания, а с другой – эффективное использование ресурсов сети. Из вышесказанного вытекает необходимость разработки такой методики распределения сетевых ресурсов, которая позволила бы достичь максимума вероятности качественного обслуживания $P_{\text{кач}}$ при заданном количестве расходуемых ресурсов [1,2].

В первом приближении эту задачу можно централизованно решать при помощи формального аппарата цепей Маркова. Задача должна решаться в центре управления сетью. Для этого необходимо собрать всю информацию о состоянии сети. Это приводит к передаче большого объема служебной информации в центр управления сетью. Поскольку такая информация быстро устаревает, то решение о распределении сетевых ресурсов, принятое в центре управления сетью, не всегда эффективно. Кроме того, как правило, в телекоммуникационных сетях необходимо обслуживать большое количество пользователей, а значит число возможных стратегий обслуживания $S_{\text{обсл}}$ стремится к бесконечности, что делает практически невозможным решение этой задачи за приемлемое время традиционными методами. Другим недостатком такого способа является то, что требования по качеству обслуживания являются усредненными для определенного потока. Следовательно, сетевые ресурсы, которые резервируются исходя из этих требований, используются неэффективно. В отдельные моменты времени реальные требования к качеству обслуживания потока могут быть ниже, чем усредненные для всего потока. Следовательно, ресурсы сети, которые зарезервированы за данным потоком, в такие моменты времени будут использоваться неэффективно. Если же реальные требования выше средних, тогда для обеспечения требуемого качества обслуживания потребуются дополнительные сетевые ресурсы.

На сегодняшний день существуют два стандарта, представляющих собой взаимодополняющие структуры управления трафиком: интегрированные службы (Integrated Services, IC) и дифференцированные службы (Differentiated Services, DS). Поставщик интегрированных услуг изучает суммарные требования трафика и, во-первых, ограничивает поддерживаемый трафик объемами, соответствующими текущим возможностям сети, во-вторых, резервирует ресурсы сети для предоставления определенного уровня качества обслуживания в соответствии с конкретными требованиями. Следовательно, решается типичная задача распределения ресурсов сети, причем для каждого потока отдельно.

С этой целью были разработаны две услуги – гарантированного обслуживания и регулируемой нагрузки. Гарантированное обслуживание предполагает предоставление детерминированных гарантий задержки, в то время как службы регулируемой нагрузки используют механизм, похожий на механизм негарантированной доставки трафика в слегка перегруженной сети. Следует отметить, что модель интегрального обслуживания требует гарантированного обслуживания для каждого отдельного потока трафика. Если в телеком-муникационной сети тысячи потоков, то неизбежно возникают проблемы с масштабированием сети, поскольку объем информации, который следует поддерживать маршрутизаторам, увеличивается пропорционально росту числа потоков трафика.

Структура дифференцированных служб, напротив, не пытается рассматривать суммарные запросы трафика в каком-либо глобальном или интегрированном смысле, а также не пытается заранее резервировать сетевые ресурсы. Вместо этого в структуре дифференцированных служб трафик классифицируется по группам. Каждая группа соответствующим образом помечается, а услуга, предоставляемая сетевыми элементами, зависит от членства в той или иной группе, при этом относящиеся к разным группам пакеты обслуживаются по-разному.

Недостатком такого потока является неэффективное использование сетевых ресурсов, поскольку потоки разбиты на группы, а значит, не учитываются индивидуальные особенности различных потоков в одной группе.

Обе эти службы не всегда эффективно решают задачу качественного обслуживания потоков при ограниченном наборе сетевых ресурсов. В случае интегральной службы резервирование сетевых ресурсов происходит без учета требований других потоков, а в случае дифференцированных служб необходимо заранее разбить трафик на классы, что также снижает эффективность использования сетевых ресурсов.

Из всего сказанного можно сделать вывод, что существует проблема качественной доставки информации при ограниченном наборе сетевых ресурсов, которая должна решаться на основе децентрализованного подхода.

На сегодняшний день одним из перспективных путей решения этой проблемы является использование интеллектуальных многоагентных систем (МАС). Основой МАС является агент, который взаимодействует со средой (в нашем случае с телекоммуникационной сетью), решая определенный ряд задач.

Интеллектуальная МАС характеризуется следующими свойствами: ситуативность, автономность, гибкость и социальность.

Ситуативность интеллектуального агента означает, что он воспринимает окружение, в котором действует, и может изменять это окружение. Конкретным примером агента может служить агент, управляющий нагрузкой в сетевом устройстве.

Автономная система может взаимодействовать со своим окружением без вмешательства других агентов. Для этого она должна контролировать свои действия и внутренние состояния. Некоторые автономные агенты могут также обучаться на своем опыте, чтобы улучшить свое поведение в дальнейшем.

Гибкий агент должен демонстрировать способность реагировать на стимулы от своего окружения и вовремя отвечать на них соответствующим образом. Гибкий агент не просто реагирует на ситуацию в своем окружении, но и адаптируется, целенаправленно действует и выбирает альтернативы в различных ситуациях.

Агент является социальным, если он может соответствующим образом взаимодействовать с другими агентами. Взаимодействия социального агента ориентированы на достижение целей МАС. Эта социальная направленность агентной системы должна решать много проблем, в том числе такие, как выделение агентами подзадач при решении задачи, взаимодействие агентов.

МАС идеально подходят для решения задач, включающих большое количество методов решения, точек зрения и сущностей. В этих областях МАС имеют преимущества распределенного и конкурентного решения проблем, в том числе за счет реализации сложных схем

взаимодействия. Поэтому использование МАС в процессе управления динамическим управлением ТКС является актуальным и перспективным.

Можно выделить четыре важные характеристики многоагентного решения проблем (рис.1). Во-первых, каждый агент имеет неполную информацию и недостаточные возможности для решения всей задачи. Во-вторых, не существует глобального системного контроллера для решения всей проблемы. В-третьих, знания, возможности агентов и входные данные задачи тоже децентрализованы, и, в-четвертых, процесс рассуждения (принятия решения) часто является асинхронным.

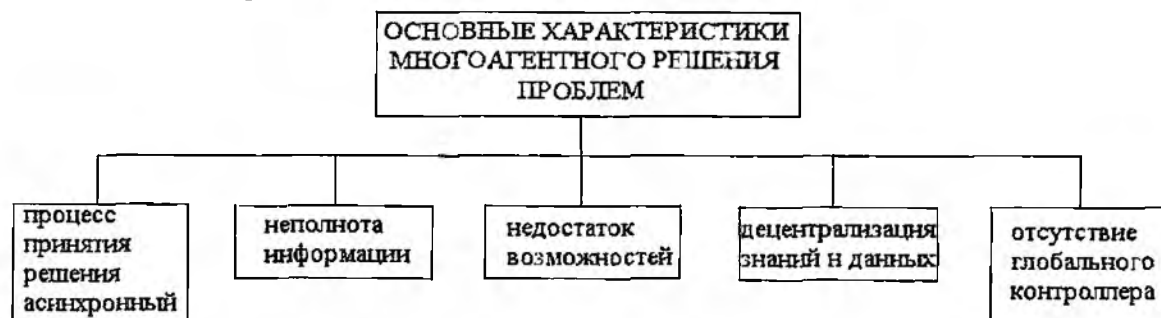


Рис.1

Следовательно, агентная технология имеет много потенциальных преимуществ для интеллектуального решения задач динамического управления ТКС. Однако для разработки эффективной интеллектуальной МАС на сегодняшний день необходимо решить ряд проблем (рис.2):

- Распределение подзадач среди агентов. Не существует эффективной методики распределения задач между агентами, чтобы эффективность МАС динамического управления ТКС была максимальной.

- Взаимодействие агентов. Проблема организации взаимодействия заключается в том, что нет эффективной процедуры выбора способа взаимодействия агентов, чтобы, с одной стороны, минимизировать использование ресурсов сети, а с другой – эффективность МАС была максимальной.

- Координирование совместной работы агентов. Отсутствуют эффективные методики выбора и разработки методов координирования совместных действий агентов, чтобы эффективность МАС была максимальной.

- Распределение ресурсов между агентами. Не существует эффективного способа распределения ресурсов сети между агентами, чтобы эффективность МАС была максимальной.

- Организация агентов в МАС. В настоящее время отсутствуют методики выбора архитектуры МАС, которые позволили сделать эффективность МАС при решении задач ДУ ТКС максимальной.

- Распознавание опасного поведения МАС. На сегодняшний день не разработаны алгоритмы решения задачи обнаружения состояний МАС (хаотическое или вибрирующее поведение), в которых эффективность решения задач ДУ ТКС ниже определенного уровня.

Существует ряд работ, в которых предлагаются варианты использования МАС для обеспечения требуемого качества обслуживания. В [3] предлагается использовать простейших агентов двух типов: управления логическим соединением и управления всеми каналами передачи данных, исходящих из данного узла. Агент, управляющий логическим соединением, периодически определяет состояние логического соединения (есть ли перегрузка?). Если соединение не перегружено, то поступающие потоки будут приняты на обслуживание данным соединением. Если соединение перегружено, тогда заявка на обслуживание новых потоков этим агентом передается агенту, управляющему узлом. Такой агент либо отправляет заявку по другому логическому соединению, либо выделяет агенту, приславшему заявку, дополнительную полосу пропускания для его логического соединения.



Рис.2

В [4] предложена модель экономического взаимодействия агентов. В такой МАС агенты делятся на три типа: пользователи (агенты, представляющие требования пользователей по качеству обслуживания), производители (агенты, которые владеют сетевыми ресурсами), аукционщики (агенты-посредники). Функционирование такой МАС выглядит следующим образом. Пользователи запрашивают у аукционщика, определенное качество обслуживания информационного потока. С другой стороны, производители предоставляют аукционщику информацию о возможном качестве обслуживания информационных потоков. Аукционщик организует процесс согласования требований пользователей и возможностей производителей.

Однако все эти модели построены на интуитивном уровне без теоретического обоснования. Общий вывод по этим работам можно сделать следующий: использовать МАС для обеспечения качества обслуживания возможно, а в отдельных случаях использование МАС эффективнее традиционных методов. Однако остается ряд нерешенных проблем, главная из которых: нет общей теории построения МАС обеспечения качества обслуживания в телекоммуникационных сетях.

Выводы

В работе проведен анализ возможных вариантов решения задачи качественного обслуживания информационных потоков в телекоммуникационных сетях. Показано, что перспективным направлением решения этой задачи может быть использование МАС. Однако основной преградой широкого использования МАС является отсутствие общей теории построения МАС обеспечения качества обслуживания в телекоммуникационных сетях.

Список литературы: 1. Поповский В.В. Модель управления реструктуризацией телекоммуникационной сети// Радиотехника. 2004. Вып.138. С. 25-31. 2. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы: Учеб. для вузов. 2-е изд./ В.Г. Олифер, Н.А.Олифер. СПб.: Питер, 2003. 864 с. 3. Vila P., Marzo J.L., Fabregat R., Harle D. A multi-agent Approach to Dynamic Virtual Path Management in ATM Network.. IMPACT'99 Workshop. Seattle December 1999. 4. H. Yamaki, M.P. Wellman, T. Ishida "A Market-Based Approach for Allocating QoS to Multimedia Applications". ICMAS-96. P.385-392, 1996.

Харьковский университет Воздушных Сил,
Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.02.2005

Ю.Ю. КОЛЯДЕНКО, канд. техн. наук Т.В. ВЕЛИЧКО

МОДЕЛЬ ДИНАМИКИ НЕРАВНОВЕСНЫХ СОСТОЯНИЙ ПРИ РАСПРЕДЕЛЕНИИ РЕСУРСОВ В СЕТИ АБОНЕНТСКОГО РАДИОДОСТУПА

Постановка задачи

При разработке стандартов, на базе которых осуществляется проектирование сетей абонентского радиодоступа (САРД), учитывались варианты возможного нарушения внутрисистемной электромагнитной совместимости (ЭМС). Поэтому разработчиками стандартов предусмотрены варианты влияний радиоэлектронных средств (РЭС) в пределах одной сети [1].

Так, в стандарте 802.15 (Bluetooth) предусмотрена работа в одной пикосети не более 8 Bluetooth-устройств, осуществляющих передачу сигналов с использованием временного дуплекса и механизма "частотных прыжков" в соответствии с законом выбранной псевдо-случайной последовательности.

Стандартом 802.11 исключена ситуация внутрисистемного влияния, поскольку осуществляется управляемый доступ терминалов к среде передачи [1], когда передача данных между абонентскими терминалами и точкой доступа (либо между группировкой абонентских терминалов) происходит последовательно, либо доступ с прослушиванием несущей и избеганием конфликтов. Стандарт цифровой расширенной беспроводной связи DECT построен на базе частотного и временного доступа.

В стандарте 802.16 передача информации между базовой станцией (БС) и абонентским терминалом (АТ) организована с использованием комбинации частотного, временного дуплекса и частотного, временного разделения каналов.

Таким образом, электромагнитная совместимость элементов системы внутри одной беспроводной сети обеспечивается тем или иным стандартом. Однако внутрисистемные помехи все же возникают. Этот режим работы САРД считают нештатным, и прогнозировать данный вариант достаточно сложно.

Целью данной работы как раз и является использование математической модели состояния электромагнитных взаимодействий в динамике [2] при распределении ресурсов между элементами сети.

Модель динамики неравновесных состояний

В группировке РЭС САРД основные параметры самих средств $\vec{x}(t)$ обычно известны, детерминированы. Макросостояние же всей группировки – случайно. Это объясняется влиянием множества неопределенных, случайных условий, формируемых характеристиками распространения радиоволн. В результате случайных взаимодействий $y_{ij}(t)$, $i = \overline{1, n}$, $j = \overline{1, n}$, где n – число РЭС, в самих параметрах РЭС происходят изменения. В группировке РЭС имеются соответствующие динамические взаимодействия, которые проявляются в результате измерений и наблюдений и характеризуются вектором $\vec{y}(t)$. Динамика изменений параметров описывается дифференциальным уравнением:

$$\frac{d\vec{x}(t)}{dt} = F(t)\vec{x}(t) + B(t)\vec{u}(t) + G(t)\vec{n}(t), \quad (1)$$

где $\vec{x}(t)$ – вектор состояний; $F(t)$ – матрица состояния; $\vec{u}(t)$ – вектор управления; $B(t)$ – матрица управления; $\vec{n}(t)$ – случайные возмущения; $G(t)$ – матрица случайных входных возмущений.

Или в более общем случае

$$\frac{d \vec{x}(t)}{dt} = k \Phi[\vec{x}(t), Y^*(t)], \quad)$$

где $k = \text{diag}(k_i, i \in \overline{1, n})$, если x_i независимы или матрица $K[n \times n]$ при наличии их зависимости.

Успешность решения задачи электромагнитной совместимости рассматриваемой САРД зависит от наличных ресурсов $g_k = g_k(\vec{x}(t), t)$, $k \in \overline{1, r}$, а также от известных априорных вероятностей $a_{ij} = a_{ij}(\vec{x}(t), t)$; $i, j \in \overline{1, n}$ и параметров c_{ijk} , определяющих характеристики данной связи между РЭС, которые от $x(t)$ не зависят.

Кроме того, сами наблюдения $\vec{y}(t)$ становятся зависимы от состояния. Поэтому уравнение (2) можно представить в виде

$$\frac{d \vec{x}(t)}{dt} = \Phi[\vec{x}(t), Y^*(\vec{x}(t), t)].$$

Наличные ресурсы g_k определяются радиоспаном $S = V \cdot F \cdot T \cdot \Pi_{\text{пол}} \cdot \Pi_{\text{пр}}$, где V – объем в физическом пространстве, где действует излучение данного радиоэлектронного средства (РЭС), может быть площадь или длина, в зависимости от того, какая размерность этого пространства рассматривается; F – необходимая ширина полосы частот, излучаемая (или принимаемая) РЭС; T – необходимое время для работы РЭС, $\Pi_{\text{пол}}$ – поляризационный параметр; $\Pi_{\text{пр}}$ – пространственный параметр.

Их можно представить в виде

$$g_k(\vec{x}(t), t) = \sum_{i, j=1}^n c_{ijk} y_{ij}, \quad (3)$$

$$y_{ij} \geq 0, k \in \overline{1, r}, i, j \in \overline{1, n}$$

В САРД в процессе ее функционирования реализуется соответствующее перераспределение ресурсов $Y^*(t)$, определяемое моделями стационарных состояний, которые описываются задачами максимизации выражения [3,4]:

$$H(Y) = \sum_{i, j=1}^n y_{ij} \ln \frac{a_{ij}}{y_{ij}} + y_{ij} \rightarrow \max \quad (4)$$

при соответствующих ограничениях на ресурсы.

Динамика состояния распределительного процесса определяется решением $Y^*(t)$ задачи (2), которое, как следует из (3) и (4), зависит от ее параметров a_{ij} , c_{ijk} и g_k .

Таким образом, модель динамики неравновесных состояний (МНС) САРД приобретает следующий вид:

$$\frac{d \vec{x}(t)}{dt} = \Phi[\vec{x}(t), Y^*(\vec{x}(t), t)];$$

$$Y^*(\vec{x}(t), t) = \arg \max \left[H(Y) \left| \sum_{i, j=1}^n c_{ijk} y_{ij} = g_k(\vec{x}(t), t) \right. \right],$$

$$\text{где } H(Y) = \sum_{i, j=1}^n y_{ij} \ln \frac{a_{ij}}{y_{ij}} + y_{ij}.$$

Рассмотрим структурную схему макросистемы, образованную группировкой РЭС (рис.1). Электромагнитные взаимодействия $y_{ij}(t)$ происходят между элементами $x_i(t)$ и $x_j(t)$, соответственно: источниками и рецепторами.

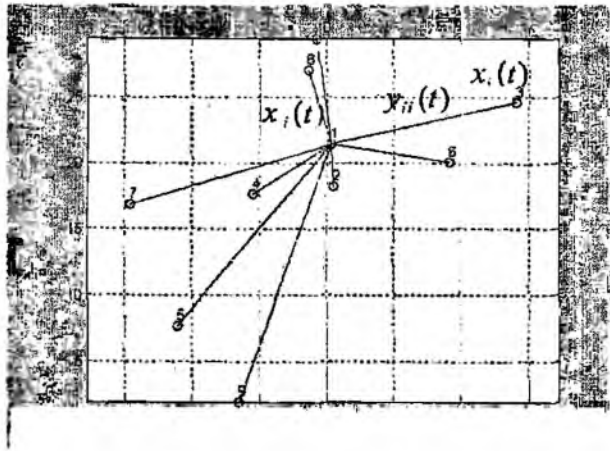


Рис. 1

Взаимодействующие связи между элементами определяются матрицами $C_k = [c_{ijk}; i, j \in \overline{1, n}]$, которые состоят из 0 и 1 и определяют наличие или отсутствие такой связи. Элементы вектора $Y^*(t)$, в общем случае, представляют собой комплексные величины, и они определяют амплитуду и фазу имеющих место взаимодействий.

Очевидно, в такой неравновесной системе отмечается два основных процесса (потока): восстановления и распределения. Такой процесс мы наблюдаем в САРД, когда АТ потребляют и освобождают ресурс, т.е. происходит распределение и восстановление ресурса сети.

Обозначим через $\Phi[\vec{x}(t), Y(t)]$ поток восстановления и через $Q[\vec{x}(t), Y(t)]$ поток распределения. Эти потоки зависят от состояния $\vec{x}(t)$ и состояния $Y(t)$.

В рамках предположений о том, что время восстановления намного больше времени распределения [2], можно записать следующую, в общем случае нелинейную систему уравнений:

$$\frac{d\vec{x}(t)}{dt} = \Phi[\vec{x}(t), Y^*(\vec{x}(t), t)], \quad (5)$$

$$\varepsilon \frac{dY(t)}{dt} = Q[\vec{x}(t), Y^*(\vec{x}(t), t)], \quad (6)$$

где ε – матрица малых параметров, определяющая интенсивность радиоэлектронных взаимодействий в рассматриваемой системе.

Из этих уравнений видно, что координаты $\vec{x}(t)$ изменяются существенно медленнее, чем координаты $Y(t)$. Формирование модели вида (6) для распределительного процесса с ограничениями и разнотипными ресурсами пока остается нерешенной задачей [5,6,7]. Такую модель удалось построить лишь для тех случаев, когда динамика распределительного процесса – марковская, для ограничений балансового типа. В рассматриваемом случае можно предположить, что динамика распределительного процесса – марковская [5], поскольку не имеет значения, когда и как САРД перешла в текущее состояние, а существенно лишь то, какой ресурс система использует на данный момент времени – частотный, поляризационный, временной или пространственный.

Проанализируем динамику состояния группировки РЭС САРД. Для этого необходимо описать структуру ресурсов и их распределение между РЭС. Будем рассматривать группировку РЭС, состоящую из множества передатчиков и приемников. Все они являются потребителями ресурса. Если потребители ресурса состоят из n АТ со взаимосвязями (потреблением ресурса) Y_i , то количество ресурса B является функцией численности АТ $B = B(Y_1, \dots, Y_n)$. При отсутствии потребителей ($Y_1 = \dots = Y_n = 0$) имеем максимальный ресурс $B(0)$. При очень большом их количестве ($Y_1 \rightarrow \infty, \dots, Y_n \rightarrow \infty$) ресурс стремится к нулю

$B(\infty) = 0$. Взаимодействие достаточно большого числа АТ одной сети на ограниченной площади (выставки, конференции, корпоративные, локальные сети и т.п.) ведет к ухудшению качества связи, сбоям, происходящим из-за "засорения эфира". Скорость изменения потребления ресурса i -м АТ определяется появлением новых взаимосвязей $k_i Y_i$, (коэффициенты k_i можно принять постоянными $k_i = const$) и исчезновением существующих $g_i Y_i$. Конкурентная борьба за ресурс влияет на процесс снижения качества и исчезновения связи, т.е. коэффициенты g_i зависят от количества ресурса u_i , потребляемого в среднем одним АТ, $g_i = g_{i0} - \mu_i u_i$; $g_{i0}, \mu_i > 0$.

Тогда

$$\frac{dY}{dt} = \varepsilon_i Y_i + \mu_i w_i, \quad i \in \overline{1, n}, \quad (7)$$

где $w_i = u_i Y_i$ – количество ресурса, потребляемого i -м АТ; $\varepsilon_i = k_i - g_{i0}$.

Распределение ресурса B происходит существенно быстрее, чем его восстановление. Поэтому будем рассматривать стационарные состояния распределительного процесса при фиксированных на момент времени t взаимодействиях АТ.

Механизм этого процесса можно представить следующим образом. Пусть ресурс потребляется порциями – поддиапазонами (участками) частот Δ . Тогда $B = m\Delta$, где m – количество каналов передачи. Можно предположить, что каналы передачи случайным образом и независимо друг от друга распределяются по всей группировке n между АТ так, что у каждого АТ оказывается количество ресурса $w_i = \Delta m_i$.

Для этого распределительного процесса можно указать некоторую априорную характеристику. Для каждого АТ обычно известно нормативное количество ресурса a_i . Определим величину

$$v_i = \frac{a_i Y_i}{\sum_{i=1}^n a_i Y_i}; \quad 0 \leq v_i \leq 1; \quad \sum_{i=1}^n v_i = 1. \quad (8)$$

Тогда процесс случайного распределения ресурса по АТ эквивалентен случайному и независимому распределению m каналов по n АТ с априорной вероятностью распределения $V = \{v_1, \dots, v_n\}$. Стационарное состояние такого процесса определяется моделью вида [5]:

$$H(w) = \sum_{i=1}^n (w_i \ln \frac{v_i}{w_i} + w_i) \rightarrow \max \quad (9)$$

$$\sum_{i=1}^n w_i = B(Y)$$

С учетом (8) получим:

$$w_i^* = a_i Y_i \frac{B(Y)}{\sum_{i=1}^n a_i Y_i}.$$

Подставим это выражение в (7):

$$\frac{dY}{dt} = Y_i (\varepsilon_i + \tilde{a}_i \varphi(Y)) \quad (10)$$

где $\varphi(Y) = \frac{B(Y)}{\sum_{i=1}^n a_i Y_i}$.

Учтем качественные свойства функции $B(Y)$, такие как ($B(0) \neq 0, B(\infty) \rightarrow 0$) и будем считать $B_{\max} = B(0)$. Отсюда вытекает, что $\varphi(Y)$ будет монотонно убывать для $Y_i \geq 0$.

В этом случае коэффициенты ее линейной аппроксимации отрицательны, т.е.

$$\varphi(Y) \cong \varphi(\tilde{Y}) = \sum_{s=1}^n v_s (Y_s - \tilde{Y}_s) \quad (11)$$

где $v_s \geq 0$, $s \in \overline{1, n}$, $\tilde{Y} = \{\tilde{Y}_1, \dots, \tilde{Y}_n\}$ – фиксированные числа. Подставив (11) в (10), получим систему Вольтерра, характеризующую динамику сосуществования группировки РЭС в условиях конкурентной борьбы за общий ресурс [7]:

$$\frac{dY}{dt} = Y_i (\varepsilon_i - \sum_{s=1}^n v_s Y_s) \quad (12)$$

Если использовать для описания функции $\varphi(Y)$ квадратичную аппроксимацию, то получим нелинейную систему Вольтерра, описывающую состояния взаимодействия элементов сети:

$$\frac{dY}{dt} = Y_i (\varepsilon_i - \sum_{s=1}^n v_s Y_s - \sum_{s=1}^n \sum_{j=1}^n v_{sj} Y_s Y_j) \quad (13)$$

Для моделирования динамики состояния взаимодействий в группировке РЭС на ЭВМ удобно перейти от системы (13) к ее рекуррентной записи:

$$Y_i(k+1) = Y_i(k) + Y_i(k) (\varepsilon_i - \sum_{s=1}^n v_s Y_s(k) - \sum_{s=1}^n \sum_{j=1}^n v_{sj} Y_s(k) Y_j(k)), \quad (14)$$

где k – дискретное время, $i, j, s \in \overline{1, n}$.

Результаты моделирования

В качестве примера рассмотрим динамику состояния распределения ресурса среди

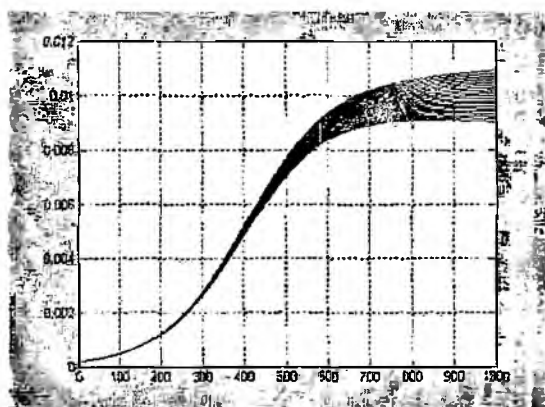


Рис.2

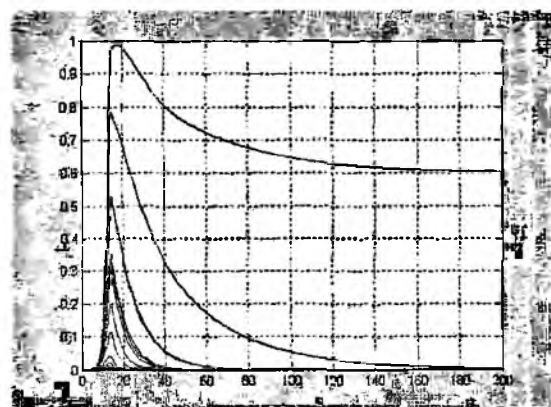


Рис.3

элементов САРД при различных значениях ε , учитывающих интенсивность взаимодействия АТ. На рис.2 представлены зависимости распределения ресурса в сети с количеством элементов сети $n = 20$ при низких и одинаковых интенсивностях взаимодействий $\varepsilon \ll 1$. Как видно из графиков (рис. 2) при малых и одинаковых значениях ε распределение общего ресурса между элементами сети вначале практически линейно и одинаково возрастает. Достигнув предельных значений, распределение ресурсов прекращается. Такая тенденция, очевидно, характерна для нормального функционирования сети с обеспечением ЭМС всех ее элементов.

При средних значениях $\varepsilon = 1$ (рис.3) отмечается четыре характерные области графиков. Начальная область, где отмечается резкое увеличение потребляемого ресурса для всех элементов сети. При достижении максимального значения ресурса наступает его перенасыщение (вторая область). Третья – плавное снижение ресурса сети. Четвертая – установившийся режим, когда потребляемый ресурс принадлежит только одному из элементов сети. Данное явление объясняется тем, что общий ресурс при средних значениях интенсивностей не может быть распределен между всеми элементами сети. Такая ситуация

характерна для режима работы, когда передача данных между АТ и точкой доступа происходит последовательно в определенные промежутки времени.

Проанализирован случай работы сети при больших значениях интенсивностей $\varepsilon \gg 1$ (рис. 4), при которых система приобретает запредельное насыщенное состояние. Полученные результаты свидетельствуют о том, что при достаточно больших значениях параметра интенсивности взаимодействия элементов сети динамика распределения ресурса становится непредсказуемой. В данном случае может происходить как резкое увеличение потребляемого ресурса, так и резкое снижение, характерное для тех ситуаций, которые возникают в САРД при нештатном режиме работы сети.

Близкие по состоянию неравновесные условия могут возникать и в других системах

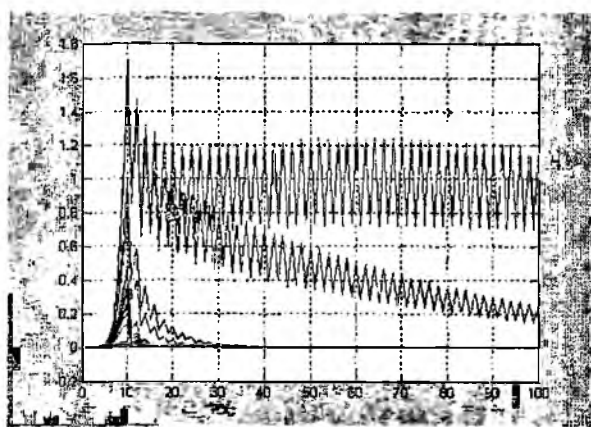


Рис. 4

связи, с которыми взаимодействуют САРД. Так, попытка, внедрения методов динамической маршрутизации, привела к появлению проблемы «биения маршрутов». В САРД, функционирующих по протоколу IEEE 802.11a, возникают «взрывы фрагментов», когда из-за нерационального выбора параметров сеть загружается повторными передачами фрагментов.

Изучение неравновесных состояний представляет значительный и самостоятельный интерес. В данной работе продемонстрирована методика их использования для анализа внутрисистемной ЭМС.

Заключение

Рассмотрена модель динамики неравновесных состояний при анализе электромагнитных взаимодействии в группировке радиоэлектронных средств систем абонентского радиодоступа. На конкретном примере показано, как с помощью нелинейной системы (14), моделирующей динамику взаимодействий группировки РЭС, можно анализировать ее состояние при распределении ресурсов между элементами сети. Данная модель позволяет выполнять анализ при различных, конкретных параметрах элементов сети, их взаимодействий при распределении ресурсов. Данные исследования позволяют дать рекомендации при планировании, проектировании, частотно-территориальном планировании и эксплуатации сетей САРД.

Список литературы: 1. Колхеп Р. Беспроводные сети стандарта 802.11 – в массы // Сети и системы связи. 2000. № 11 (61). С.22 – 25. 2. Олейник В.Ф. Динамика состояния электромагнитных взаимодействий в группировке РЭС // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. № 128. С.100-105 3. Мееров М.В. Исследование и оптимизация многосвязных систем управления. М.: Наука, 1986. 4. Ортега Дж. Введение в параллельные и векторные методы решения линейных систем / Пер. с англ. М.: Мир, 1991. 367 с. 5. Гилмор Р. Прикладная теория катастроф. В 2 кн.-М.: Мир, 1984. 6. Уайт Д.Р.Ж. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: Пер. с англ. В 3 т. М.: Сов. радио, 1977-1979. 7. Апович А.Ф. Статистическая теория электромагнитной совместимости. Минск: Наука и техника, 1984.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 03.03.2005

ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ОДНОУРОВНЕВОЙ КОММУТИРУЕМОЙ СЕТИ С ПОМОЩЬЮ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ПЕТРИ

Измерение характеристик проектируемых телекоммуникационных сетей является одной из важнейших проблем при создании систем реального времени, таких, например, как системы управления технологическими процессами. Сложность взаимодействия компонентов программно-аппаратных комплексов затрудняет использование для этих целей аналитических моделей.

Применение раскрашенных сетей Петри [1] позволяет обеспечить адекватное модельное представление как взаимодействия в системах клиент-сервер, традиционных для современных компьютерных сетей, так и особенностей функционирования телекоммуникационного оборудования, такого как сетевые адаптеры, концентраторы, коммутаторы. Использование моделирующей системы CPN Tools [2] обеспечивает автоматизацию процессов разработки модели и измерения её характеристик. Методология построения моделей Петри коммутируемых сетей [3] представлена в [4]. Для измерения характеристик модели предложено [5] использовать специальные измерительные фрагменты сетей Петри. Параметрическая организация модели [6] позволяет значительно ускорить процессы проектирования телекоммуникационных сетей и сократить размер типовой модели. Однако в [6] отсутствует методика измерения характеристик параметрической модели. Кроме того, модель не учитывает ограничения размера буфера коммутатора, количества процессоров в серверных подсистемах, а также дисциплины выборки информации из накопителей.

Целью настоящей работы является построение адекватной параметрической модели Петри одноуровневой коммутируемой сети, обеспечивающей автоматическое измерение времени отклика, а также разработка методики исследования характеристик коммутируемой сети с помощью моделей Петри [1] и системы CPN Tools [2].

Описание объекта. Исследуется одноуровневая коммутируемая локальная сеть, образованная коммутатором [3] (стеком коммутаторов), к каждому порту которого подключено либо терминальное устройство (рабочая станция, сервер), либо сегмент, образованный с помощью концентратора. Логически такая сеть может быть представлена как массив множеств MAC-адресов устройств, подключенных к портам коммутатора. Примеры конкретных сетей рассмотрены в [6].

Описание модели. Параметрическая модель одноуровневой коммутируемой сети представлена на рис. 1. В отличие от модели, описанной в [6], в ней обеспечено автоматическое вычисление времени отклика, введены ограничения размера буфера коммутатора и количества процессоров каждого из серверов, реализована дисциплина FIFO для очередей запросов и ответов серверов, а также очередей фреймов во внутреннем буфере коммутатора. Начальная маркировка модели соответствует топологии LAN1: $1'(1,1) ++ 1'(2,1) ++ 1'(3,2) ++ 1'(4,2) ++ 1'(5,3) ++ 1'(6,3) ++ 1'(7,3)$, изображенной в [6]. Перед рассмотрением новых элементов модели ознакомимся с описанием дополнительных типов данных, переменных и констант, представленных на рис. 2. Для расчета среднего времени отклика введена константа NumWS – количество рабочих станций в исследуемой сети. Для организации очереди входных/выходных сообщений используется модельное представление очереди (тип `qframe`), включающее адрес сервера (тип `mac`) и список фреймов (тип `lframe`); в списке используется тип фрейма `frame1`, невременной, состоящий из адреса отправителя `src`, получателя `dst` и номера фрейма `nf`. Введен целочисленный тип `procs`, определяющий количество процессоров для каждого сервера. Константа `MaxBuf` содержит размер внутреннего буфера коммутатора исследуемой модели. Для организации очереди сообщений в буфере

коммутатора используется тип `qswf`, который аналогичен типу `qframe`; отличие состоит в типе передаваемого фрейма `swf1`, где добавлен тэг номера сегмента.

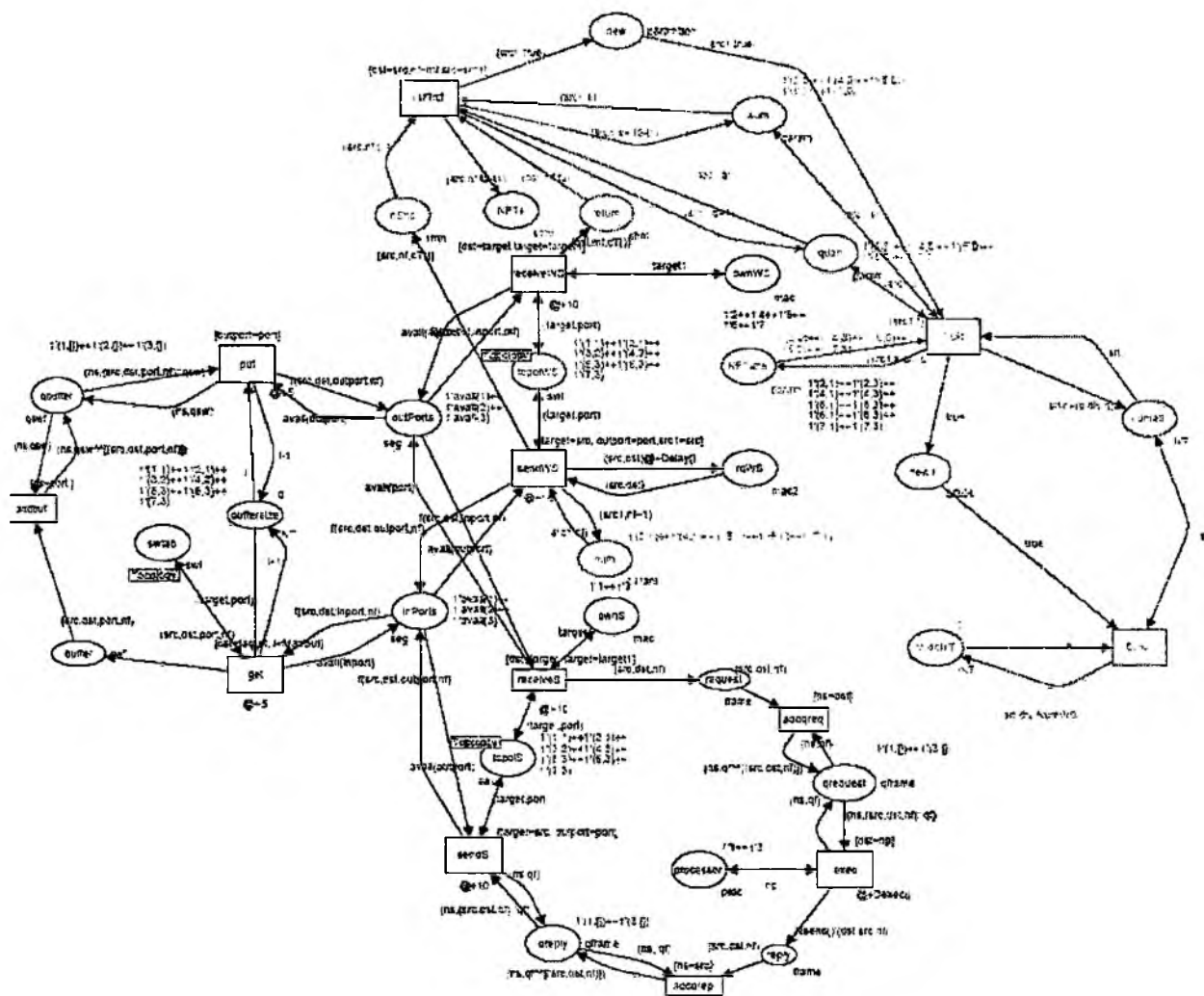


Рис. 1

Опишем новые элементы модели:

1. Измерительная рабочая станция. В параметрической модели [6] фрагмент, моделирующий рабочие станции локальной сети, заменён фрагментом, представляющим измерительные рабочие станции [5]. В отличие от [5], измерение времени отклика выполняется всеми рабочими станциями локальной сети (позиция `NRTIME`), кроме того, вычисляется среднее время отклика (позиция `MiddleT`).

2. Ограничение размера буфера коммутатора. Позиция `bufferSize` (размер буфера; начальное значение равно нулю) определяет текущее количество фреймов в буфере. Значение i увеличивается на единицу ($i+1$) при получении фрейма из входного порта (позиции `inPorts`) в результате срабатывания перехода `get` при условии, что $i < \text{MaxBuf}$. Значение i уменьшается на единицу ($i-1$) при срабатывании перехода `put`, который перемещает фрейм в выходной порт (позицию `outPorts`). Переменная `MaxBuf`, содержащая максимальный размер буфера, инициализируется при генерации модели.

3. Организация очередей фреймов в буфере коммутатора (по портам). После срабатывания перехода `get` фрейм попадает в позицию `buffer`, где находится указанное время задержки и далее, при срабатывании перехода `addbuf`, становится в очередь порта получа-

теля (позицию `qbuffer`) в соответствии с дисциплиной FIFO (первым пришел, первым ушел). Номер очереди `ns` равен тэгу номера порта получателя `port`, который присвоит фрейму в соответствии с таблицей коммутации `swtab`. Для добавления в очередь нового сообщения используется переменная `qsw` типа `lswf`, список состоит из одного фрейма. При наличии свободного порта фрейм из буфера коммутатора `qbuffer` передается в выходной порт `outPorts`. Переход `put` срабатывает, если выполняется условие не занятости выходного порта `outPorts` и наличия сообщений в буфере с тэгом номера порта `port`. Позиция `qbuffer` посылает список, состоящий из одного фрейма.

```

color mac=INT;
color nfrm=INT;
color portnum=INT;
color proc=INT timed;
var np:proc;
color frame1=product mac*nfrm*nfrm ;
color lframe=list frame1;
color qframe=product mac*lframe;
var qf:lframe;
color swf1=product mac*mac*portnum*nfrm ;
color lswf=list swf1;
color qswf=product mac*lswf;
var qsw:lswf;
var src,dst,target,target1: mac;
var ns, i :mac;
var port, inport, outport: portnum;
val MaxBuf=20;
val NumWS=5;

```

Рис. 2

4. Организация очереди запросов от рабочих станций к серверам. Фрейм, принятый сервером из входного порта (позиция `outPorts`) при срабатывании перехода `receives`, попадает в позицию `request`, где находится указанное время задержки. Далее, срабатывает переход `addreq`, при условии, что номер очереди `ns` равен адресу получателя `dst`; фрейм становится в очередь к серверу (в позицию `crequest`), очередь организована в соответствии с дисциплиной FIFO. При добавлении нового сообщения в очередь используется переменная `qf` типа `lframe` (список фреймов); позиция `crequest` передает список, к которому добавляется список из одного вновь поступившего фрейма.

5. Ограничение количества процессоров серверов. Для каждого сервера в позиции `processor` указано количество процессоров. Позиция `crequest` передает список, в котором выделен первый фрейм; переход `ехес` срабатывает лишь при наличии свободного процессора требуемого сервера (переменная `np`), `np` должно быть равно адресу получателя `dst`.

6. Организация очереди фреймов ответов сервера. После обработки запроса от рабочей станции, сервер формирует ответ из случайного числа фреймов `Nsend()` в позиции `reply`. Переход `addrep` выполняется по истечении времени задержки `Dехес()`, в результате чего фреймы становятся в очередь ответов – позицию `creply`. Номер очереди `ns` равен адресу сервера `src`, который сформировал ответ. Для добавления в очередь нового фрейма используется переменная `qf` типа `lframe`, вновь поступивший фрейм добавляется в конец списка. Переход `sends` моделирует передачу фреймов в сеть, выбирая первый фрейм из очереди ответов сервера, и помещает его во входной порт коммутатора (позицию `inPorts`), при наличии фишки `avail(outport)` – признака доступности необходимого сегмента сети.

Следует отметить, что атрибуты элементов модели, такие как, например, времена срабатывания переходов выбраны в соответствии с описанием программно-аппаратных средств локальной сети LAN1 [6]. Методика масштабирования временных и емкостных характеристик модели представлена в [5]. Единица модельного времени (MTU) для изображенной на рис. 1 модели равна 100 нс.

Функционирование модели. Рассмотрим функционирование модели, представленной на рис. 1. Рабочая станция формирует запрос к серверу, содержащий `src` – адрес отправителя, `dst` – адрес получателя, `inport` – номер сегмента (порта), в котором находится рабочая станция, `nf` – номер фрейма, который необходим для дальнейших вычислений времени отклика. Далее фрейм попадает в порт коммутатора, после определения номера порта сервера к которому направлено сообщение, фрейм становится в очередь с номером порта сервера в буфере коммутатора. При незанятости порта получателя, фрейм пересылается в порт и далее в сервер. Обработка сообщений в сервере организована в соответствии с дисциплиной FIFO, фрейм обрабатывается свободным процессором сервера и формирует ответ из `Nsend()` фреймов, которые передаются сервером тоже в порядке FIFO. Фрейм ответа попадает в порт коммутатора; после определения номера порта рабочей станции получателя, становится в соответствующую очередь в буфере коммутатора. Сообщение передается в порт назначения и далее рабочей станции. При получении рабочей станцией ответа на запрос, вычисляется время отклика для данного запроса, пересчитывается среднее время отклика для этой станции и сети в целом. Среднее время отклика для станции хранится в позиции `NRTime`, где каждому MAC-адресу соответствует среднее время отклика для указанной рабочей станции.

В описываемой модели измерительная станция [5] модифицирована: добавлен сегмент, позволяющий рассчитать среднее время отклика модели. Переход `Culc`, рассчитывая среднее время отклика по каждой станции, позволяет в позиции `sumall` постоянно обновлять `srt` – сумму средних времен отклика всех станций и помещает флажок со значением `true` в позицию `new1`, которая необходима для запуска перехода `Culc1`. Переход `Culc1` вычисляет среднее время отклика модели, равное сумме средних времен станций `srt` деленное на количество станций `NumWS`, и помещает в позицию `MiddleT`. Начальные значения маркеров позиций `sumall` и `MiddleT` равны нулю.

Измерение характеристик модели. Для измерения характеристик модели применена система CPN Tools [2]. Отладка модели выполнена в пошаговом режиме, а также в автоматическом режиме с визуализацией динамики сети Петри. Для накопления статистической информации использован скоростной автоматический режим работы моделирующей системы без визуального отображения динамики процессов. Основным параметром для управления процессом моделирования является количество шагов (Ш) моделирующей системы. На каждом шаге вычисляется модельное время (МВ) и реализуются все события, для которых выполнены условия запуска. Функционирование модели представляет собой случайный процесс, обусловленный, с одной стороны, случайными функциями вычисления времени и объемов информации, а с другой – недетерминированностью процессов разрешения конфликтов, возникающих в сетях Петри. Поэтому указываемые далее величины являются средними значениями, вычисленными по результатам не менее двадцати индивидуальных измерений.

Первым из вопросов, связанных с оценкой работоспособности локальной сети, является наличие стационарного режима функционирования модели. Действительно, низкопроизводительное сетевое либо серверное оборудование может не справляться с потоком запросов, генерируемым рабочими станциями. Для наблюдения стационарного режима использовалась последовательность измерений времени отклика сети. Табл. 1 и 2 содержат такие последовательности для неограниченного размера буфера и неограниченного количества процессоров.

а также неограниченного размера буфера и одного процессора, соответственно. Заметим, что в обоих отмеченных случаях достигается стационарный режим; отличие состоит лишь в значении времени отклика: 390 при неограниченном количестве процессоров и 405 при одном процессоре. В то время как при размере буфера коммутатора в пять фреймов и одном либо двух процессорах (табл. 3) стационарный режим не достигается. Аналогичные результаты можно получить при использовании сетевого оборудования с вдвое меньшей производительностью (увеличение вдвое временных задержек соответствующих переходов).

Таблица 1

Неограниченный размер буфера и неограниченное количество процессоров

Тысяч шагов (Ш)	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	1000
Модельное время (МВ)	16218	32037	47452	63581	79004	94366	109458	124735	141056	155725	1517213
Среднее время отклика (СВО)	374	389	400	397	392	403	399	393	391	390	390

Таблица 2

Неограниченный размер буфера и один процессор

Ш	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	1000
МВ	15486	16198	45078	63943	75881	94257	105585	122002	136242	152964	1512269
СВО	443	438	432	425	419	411	414	410	407	405	405

Далее будем исследовать зависимость времени отклика сети от характеристик программно-аппаратных средств в стационарном режиме. Основными рассматриваемыми характеристиками являются: размер буфера и быстродействие коммутатора; количество процессоров и быстродействие серверов; производительность сетевых адаптеров и скорость передачи информации в сети.

Таблица 3

Примеры нестационарных режимов работы сети

Ш	Размер буфера 5, один процессор				Размер буфера 5, два процессора			
	1	10	100	1000	1	10	100	1000
МВ	1386	15843	154333	1539722	1518	15635	153862	1542347
СВО	662	901	1205	14017	723	978	1949	7948

Рассмотрим, как влияют размер буфера и количество процессоров на среднее время отклика. Времена отклика сети из табл. 1, 2, равные 390 и 405 МТУ, соответственно, представляют собой нижние границы; при приближении среднего времени отклика к ним, увеличение размера буфера и количества процессоров значительно не улучшает измеряемый показатель (рис. 3 - Диаграмма зависимости СВО от размера буфера и количества процессоров). Диапазон изменения размера буфера выбираем следующим образом: минимальное значение 10, при котором изменение количества процессоров реально влияет на СВО, на меньших значениях такого результата не наблюдается; максимальное значение 25, дальнейшее увеличение размера буфера для данной топологии не влечет значительного увеличения СВО при любом количестве процессоров; шаг изменения показателя равен 5. Значения диапазона изменения количества процессоров: один и два процессора для каждого сервера, дальнейшее увеличение количества процессоров не влияет на СВО.

На рис. 4 представлены графики зависимости характеристик сети от размера буфера коммутатора; измерения проводились при количестве процессоров, равном единице. Кроме времени отклика сети СВО (рис. 4 а), оценивались такие характеристики как средние размеры очередей: запросов (рис. 4 б), ответов (рис. 4 в), коммутатора (рис. 4 г). Исследование

размеров очередей необходимо для оценки требуемых объемов оперативной памяти. Кроме того, производительность коммутатора, представленная временными задержками переходов put и get, в совокупности с размером внутреннего буфера, является достаточно точной спецификацией необходимого сетевого оборудования. Аналогичную спецификацию серверного оборудования составляет производительность, заданная временной задержкой перехода ехес, и количество процессоров, указанное в позиции processor.

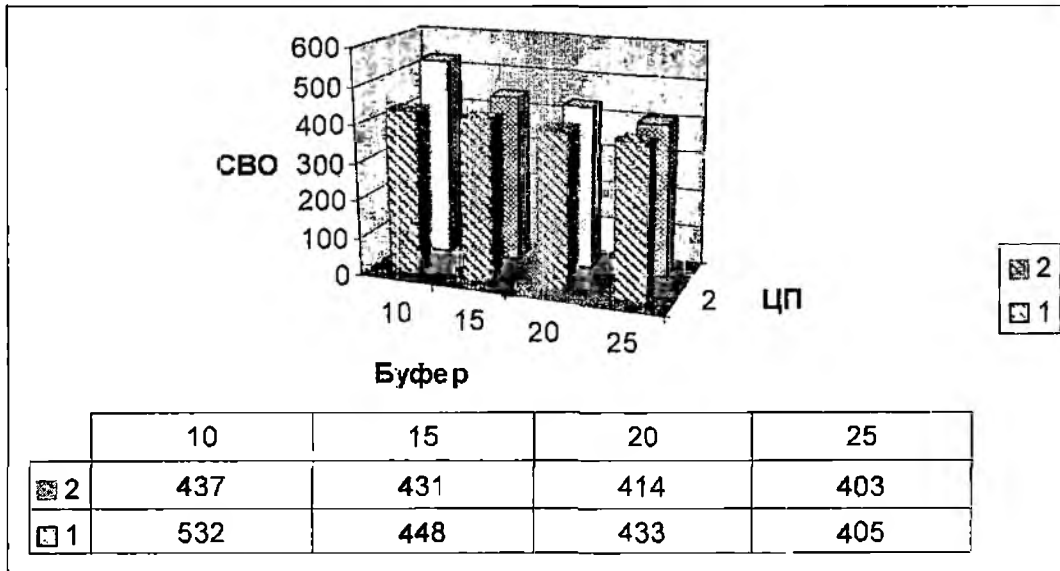


Рис. 3

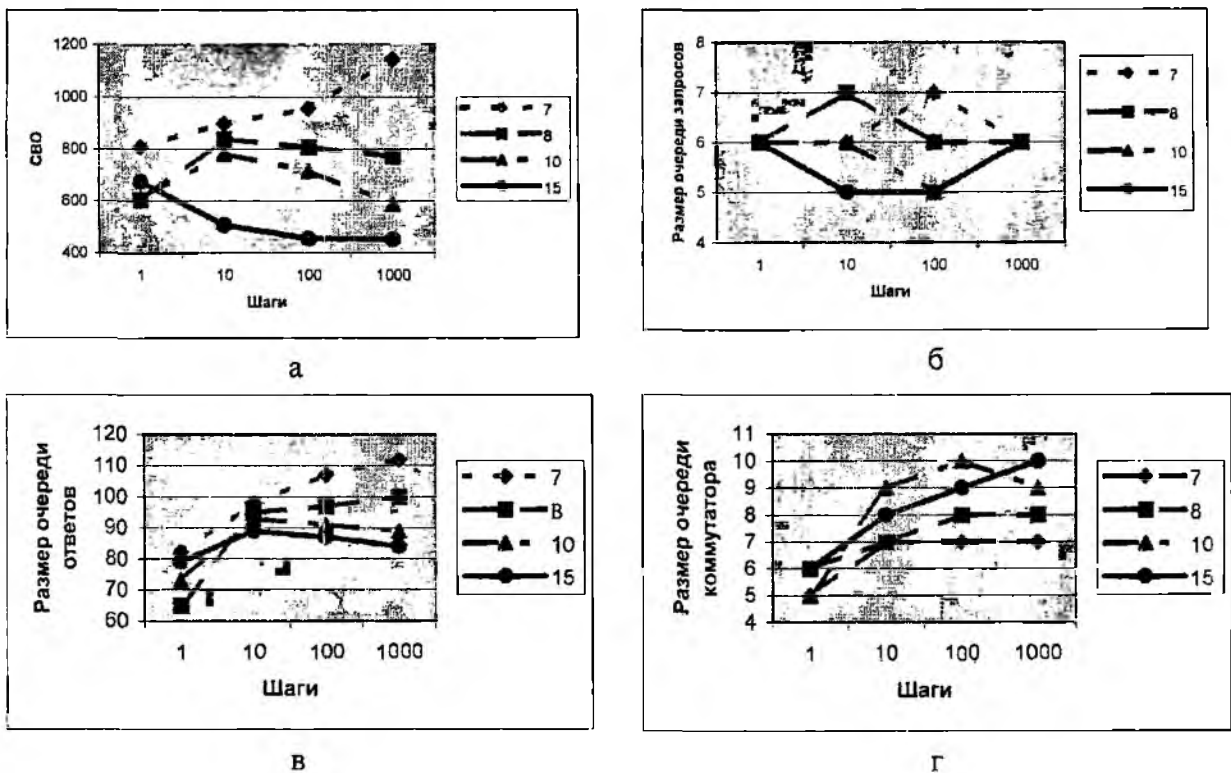


Рис. 4

Полученные таблицы, диаграммы и графики являются основой для оптимального выбора оборудования локальной сети, такого как коммутаторы, серверы, рабочие станции. Типо-

вой является задача минимизации стоимости оборудования при гарантированном времени отклика, не превышающем заданное. Следует также отметить, что характеристики информационной системы, такие как периодичность запросов рабочих станций, размеры запросов и ответов, также рассматривались в качестве заданных априори. Вопросы оценки этих характеристик по исходным спецификациям информационной системы обсуждались в [5].

Таким образом, в настоящей работе представлена параметрическая модель Петри одноуровневой коммутируемой локальной сети, позволяющая ограничивать размеры буферов и количество процессоров и реализующая дисциплину FIFO при работе с очередями. Обеспечено автоматическое измерение времени отклика локальной сети в процессе имитации динамики модели; для этих целей использованы специальные измерительные фрагменты сетей Петри. Исследованы вопросы существования стационарного режима работы локальной сети, а также зависимости времени отклика от характеристик применяемых программно-аппаратных средств. Результаты представлены в виде диаграмм, графиков, таблиц.

Список литературы: 1. *Jensen K.* Colored Petri Nets – Basic Concepts, Analysis Methods and Practical Use. V. 1-3, Springer-Verlag, 1997. 2. *Beaudouin-Lafon M., Mackay W.E., Jensen M. et al.* CPN Tools: A Tool for Editing and Simulating Coloured Petri Nets. LNCS 2031: Tools and Algorithms for the Construction and Analysis of Systems, 2001, 574-580 (<http://www.daimi.au.dk/CPNTools>). 3. *Rahul V.* LAN Switching // ОНЮ. 2002. 20 р. 4. *Зайцев Д.А., Шмелёва Т.Р.* Моделирование коммутируемой локальной сети раскрашенными сетями Петри // Зв'язок. 2004. №2. С.56-60. 5. *Zaitsev D.A.* An Evaluation of Network Response Time using a Coloured Petri Net Model of Switched LAN // Fifth Workshop and Tutorial on Practical Use of Coloured Petri Nets and the CPN Tools, Aarhus, Denmark, October 8-11. 2004. P.157-167. 6. *Зайцев Д.А., Шмелёва Т.Р.* Параметрическая модель Петри одноуровневой коммутируемой сети // Науч. труды ОНАС им. А.С.Попова. №1. 2005. 8 с.

Одесская национальная академия связи

Поступила в редколлегию 12.02.2005

ПРИМЕНЕНИЕ КУБИЧЕСКИХ В-СПЛАЙНОВ ДЛЯ СИНТЕЗА СЕЛЕКТИВНЫХ СИГНАЛОВ

Разработан метод интерполяции спектральной плотности селективных сигналов с финитным спектром кубическими В-сплайнами.

Повышение спектральной эффективности цифровых телекоммуникационных систем связано с вопросами синтеза сигналов с финитным спектром, удовлетворяющих первому критерию Найквиста [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.

Функции, удовлетворяющие условию (1), т.е. имеющие эквидистантные нули, называются селективными сигналами или импульсами Найквиста. Одним из достоинств таких сигналов является отсутствие межсимвольной интерференции (МСИ). Селективным сигналам вида (1) соответствует финитный спектр, аналитическое представление которого можно записать как в [2]:

$$|G(j\omega)| = \begin{cases} UT, & |\omega| < \omega_A, \\ G_{\Delta 1}(\omega), & \omega_A \leq |\omega| \leq \omega_C, \\ G_{\Delta 2}(\omega), & \omega_C < |\omega| \leq \omega_B, \\ 0, & |\omega| > \omega_B, \end{cases} \quad (2)$$

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).

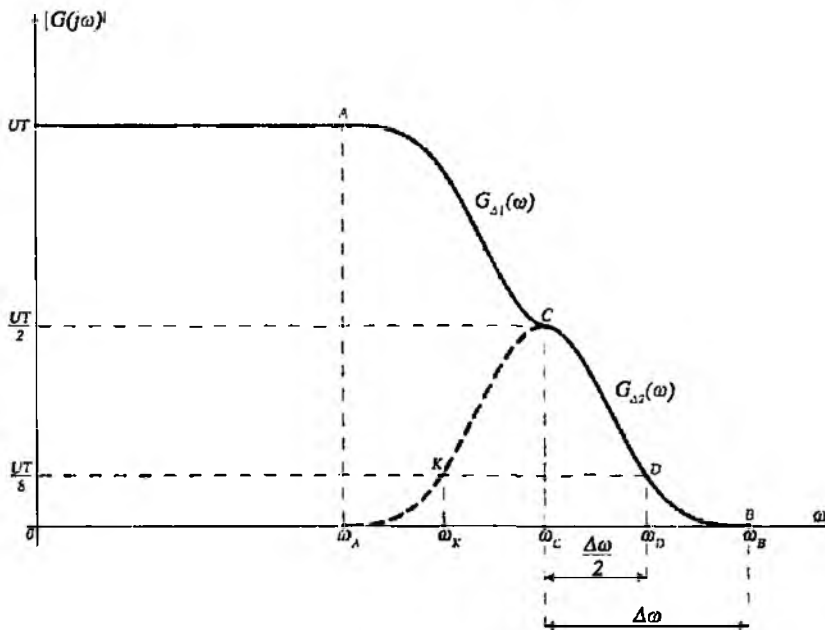


Рис. 1

Известно [2, 3], что свойства селективных сигналов, в частности их поведение между эквидистантными нулями, тесно связаны с формой их спектральной плотности (2) в переходной области. Однако особенности этой связи исследованы недостаточно полно.

Цель данной работы – рассмотреть метод интерполяции спектральной плотности селективных сигналов кубическими В-сплайнами.

Пусть $g(t)$ – селективный сигнал, спектральная плотность (амплитудный спектр) которого представлена на 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 $[\omega_A, \omega_B]$ было получено в [3], если использовать метод интерполяции кусочно-кубическими многочленами. В качестве таких многочленов были использованы кубические сплайны класса C^2 (кубические сплайны дефекта 1, являющиеся дважды непрерывно дифференцируемыми функциями) [3],[4]. Тем не менее, в целом ряде приложений более эффективным оказывается представление кубических сплайнов через В-сплайны. Например, использование такого представления при решении задач интерполяции требует минимального объема памяти ЭВМ. Интерполяционный кубический сплайн будем искать на промежутке $[\omega_C, \omega_B]$, а далее, используя равенство (3), можно восстановить вид всей функции $|G(j\omega)|$ в переходной области.

Кубические В-сплайны

Рассмотрим особенности аппроксимации спектральной характеристики (рис. 1) селективного сигнала в переходной области $[\omega_A, \omega_B]$ кубическим В-сплайном. В переходной области для спектральной характеристики $|G(j\omega)|$ будем обозначать $B(\omega)$ вместо $G_{\Delta}(\omega)$, чтобы подчеркнуть, что для аппроксимации используется В-сплайн.

Вследствие известной симметрии функций спектральной плотности $|G(j\omega)|$ относительно точки C , функции $B(\omega)$ на промежутках $[\omega_A, \omega_B]$ и $[\omega_C, \omega_B]$ связаны равенством (3). Поэтому будем искать В-сплайн для отрезка $[\omega_C, \omega_B]$; после чего, используя симметрию, восстановим всю функцию $|G(j\omega)|$.

Рассмотрим на конечном отрезке оси частот $[\omega_C, \omega_B]$ сетку:

$$\Delta: \omega_C = \omega_0 < \omega_1 < \dots < \omega_{N-1} < \omega_N = \omega_B,$$

где N – натуральное число; $h_i = \omega_{i-1} - \omega_i$.

Дополним сетку Δ узлами:

$$\omega_{-3} < \omega_{-2} < \omega_{-1} < \omega_C, \quad \omega_B < \omega_{N+1} < \omega_{N+2} < \omega_{N+3}.$$

Эти узлы вполне произвольны, только в периодическом случае должно выполняться ограничение $h_{N+i} = h_i$.

Построим кубический В-сплайн, отличный от нуля на интервале $(\omega_{i-2}, \omega_{i+2})$. В приложениях В-сплайны нечетных степеней удобно нумеровать по среднему узлу их интервалов-носителей. Искомый В-сплайн будем обозначать через $B_i(\omega)$. Положим $y_p = B_i(\omega_p)$, $M_p = B_i''(\omega_p)$.

Как и для всякого кубического сплайна, для $B_i(\omega)$ имеют место уравнения [4]:

$$\mu_p M_{p-1} + 2M_p + \lambda_p M_{p+1} = \frac{6}{h_{p-1} + h_p} \left(\frac{y_{p-1} - y_p}{h_p} - \frac{y_p - y_{p-1}}{h_{p-1}} \right) \quad (4)$$

$$p = i-1, i, i+1; \quad \mu_i = \frac{h_{i-1}}{h_{i-1} + h_i}, \quad \lambda_i = 1 - \mu_i.$$

Так как $B_i(\omega) \equiv 0$ при $\omega \notin (\omega_{i-2}, \omega_{i+2})$, то $B_i^{(r)}(\omega_{i-2}) = B_i^{(r)}(\omega_{i+2}) = 0$, $r = 0, 1, 2$.

Принимая во внимание то, что для В-сплайна имеет место соотношение [4]

$$B_i(\omega) = y_i(1-t) + y_{i+1}t - \frac{h_i^2}{6}t(1-t)[(2-t)M_i + (1+t)M_{i+1}], \quad (6)$$

где $\omega \in [\omega_i, \omega_{i+1}]$, $t = \frac{\omega - \omega_i}{h_i}$, $h_i = \omega_{i+1} - \omega_i$,

получаем

$$B_i'(\omega) = \frac{y_{i+1} - y_i}{h_i} - \frac{h_i}{6}[(2-6t+3t^2)M_i + (1-3t^2)M_{i+1}], \quad (7)$$

$$B_i''(\omega) = M_i(1-t) + M_{i+1}t. \quad (8)$$

Тогда условия (5), вследствие равенств (6)-(8), могут быть представлены так:

$$\begin{cases} y_{i-2} = y_{i+2} = 0, & M_{i-2} = M_{i+2} = 0, \\ y_{i-1} = \frac{1}{6}h_{i-2}^2 M_{i-1}, & y_{i+1} = \frac{1}{6}h_{i-1}^2 M_{i+1}. \end{cases} \quad (9)$$

Найденные параметры исключим из уравнений (4), что приводит к системе уравнений:

$$\begin{cases} (h_{i-2} + h_{i-1})(h_{i-2} + 2h_{i-1})M_{i-1} + h_{i-1}^2 M_i = 6y_i, \\ (h_{i-2} + h_{i-1})M_{i-1} + (h_{i-1} + h_i)M_i + (h_i + h_{i+1})M_{i+1} = 0, \\ h_i^2 M_i + (h_i + h_{i+1})(2h_i + h_{i+1})M_{i+1} = 6y_i. \end{cases} \quad (10)$$

Получилась система трех уравнений для определения четырех параметров: y_i , M_{i-1} , M_i , M_{i+1} . Одним из параметров можно распорядиться по своему усмотрению. Полагая, например,

$$y_i = \frac{h_{i-1}(h_{i-2} + h_{i-1})(2h_i + h_{i+1}) + h_i(h_i + h_{i+1})(h_{i-2} + 2h_{i-1})}{(h_{i-1} + h_i)(h_{i-2} + h_{i-1} + h_i)(h_{i-1} + h_i + h_{i+1})}, \quad (11)$$

из системы уравнений (10) находим:

$$\begin{cases} M_{i-1} = \frac{6}{(h_{i-2} + h_{i-1})(h_{i-2} + h_{i-1} + h_i)}, \\ M_i = -\frac{6[(h_{i-2} + h_{i-1} + h_i)^{-1} + (h_{i-1} + h_i + h_{i+1})^{-1}]}{h_{i-1} + h_i}, \\ M_{i+1} = \frac{6}{(h_i + h_{i+1})(h_{i-1} + h_i + h_{i+1})}. \end{cases} \quad (12)$$

Формулы (9), (11), (12) полностью определяют сплайн $B_i(\omega)$ на промежутке $[\omega_{i-2}, \omega_{i+2}]$

Аппроксимация кубическим В-сплайном спектральной характеристики селективного сигнала

Рассмотрим способ построения кубического В-сплайна для аппроксимации спектральной функции селективного сигнала. Промежуток $[\omega_c, \omega_b]$ длиной $\Delta\omega$ разобьем точкой ω_D на два равных отрезка длиной h , то есть $\Delta\omega = 2h$. При этом

$$\omega_D - \omega_C = \omega_B - \omega_A = h = \frac{\Delta\omega}{2},$$

$$\omega_C - \omega_K = \omega_K - \omega_A = h = \frac{\Delta\omega}{2}.$$

Построим кубический В-сплайн $B(\omega)$, отличный от нуля на интервале (ω_A, ω_B) .

Положим $B(\omega_C) = \frac{UT}{2}$.

Для кубического В-сплайна можем записать, используя (10):

$$\begin{cases} 6h^2 B''(\omega_K) + h^2 B''(\omega_C) = 6B(\omega_C), \\ B''(\omega_K) + B''(\omega_C) + B''(\omega_D) = 0, \\ h^2 B''(\omega_C) + 6h^2 B''(\omega_D) = 6B(\omega_C). \end{cases} \quad (13)$$

Получилась система трех уравнений с тремя неизвестными $B''(\omega_K)$, $B''(\omega_C)$, $B''(\omega_D)$.

Решая систему уравнений (13), имеем: $B''(\omega_K) = \frac{3UT}{4h^2}$, $B''(\omega_D) = \frac{3UT}{4h^2}$, $B''(\omega_C) = -\frac{3UT}{2h^2}$.

Так как $B(\omega) \equiv 0$ при $\omega \notin [\omega_A, \omega_B]$, то $B^{(r)}(\omega_A) = B^{(r)}(\omega_B) = 0$, $r = 0, 1, 2$. Аналогично (9), эти условия можно представить как

$$\begin{cases} B(\omega_A) = B(\omega_B) = 0, \quad B''(\omega_A) = B''(\omega_B) = 0, \\ B(\omega_K) = \frac{1}{6} h^2 B''(\omega_K), \quad B(\omega_D) = \frac{1}{6} h^2 B''(\omega_D). \end{cases} \quad (14)$$

Тогда, учитывая (14), можем записать значения В-сплайна в точках ω_K и ω_D :

$$B(\omega_K) = \frac{UT}{8}; \quad B(\omega_D) = \frac{UT}{8}.$$

Теперь найдем аналитическое выражение для В-сплайна на отрезке $[\omega_C, \omega_D]$.

Согласно (6), имеем

$$B(\omega) = B(\omega_C)(1-t) + B(\omega_D)t - \frac{h^2}{6} t(1-t) [(2-t)B''(\omega_C) + (1+t)B''(\omega_D)],$$

где $\omega \in [\omega_C, \omega_D]$, $t = \frac{\omega - \omega_C}{h}$, $h = \omega_D - \omega_C = \frac{\Delta\omega}{2}$.

Подставляя значения $B(\omega_C)$, $B''(\omega_C)$, $B(\omega_D)$, $B''(\omega_D)$, получим

$$B(\omega) = \frac{UT}{2}(1-t) + \frac{UT}{8}t - \frac{h^2}{6} t(1-t) \left[(2-t) \left(-\frac{3UT}{2h^2} \right) + (1+t) \frac{3UT}{4h^2} \right], \quad \omega \in [\omega_C, \omega_D],$$

или, после несложных преобразований,

$$B(\omega) = \frac{UT}{8} [4 - 6t^2 + 3t^3] = \frac{UT}{8} \left[4 - 6 \left(\frac{\omega - \omega_C}{h} \right)^2 + 3 \left(\frac{\omega - \omega_C}{h} \right)^3 \right], \quad \omega \in [\omega_C, \omega_D],$$

Учитывая, что $h = \frac{\Delta\omega}{2}$, имеем

$$B(\omega) = \frac{UT}{2} \left[1 - \frac{6(\omega - \omega_C)^2}{(\Delta\omega)^2} + \frac{6(\omega - \omega_C)^3}{(\Delta\omega)^3} \right], \quad \text{где } \omega \in [\omega_C, \omega_D]. \quad (15)$$

Для $\omega \in [\omega_D, \omega_B]$ согласно (6) кубический В-сплайн имеет вид

$$B(\omega) = B(\omega_D)(1-t) + B(\omega_B)t - \frac{h^2}{6}t(1-t)[(2-t)B''(\omega_D) + (1+t)B''(\omega_B)],$$

где $\omega \in [\omega_C, \omega_D]$, $t = \frac{\omega - \omega_C}{h}$, $h = \omega_D - \omega_C = \frac{\Delta\omega}{2}$.

Тогда, используя значения $B(\omega_D)$, $B''(\omega_D)$, $B(\omega_B)$, $B''(\omega_B)$, получим

$$B(\omega) = \frac{UT}{8}(1-t)^3, \quad \omega \in [\omega_D, \omega_B]. \quad (16)$$

Учитывая, что $t = \frac{\omega - \omega_D}{h}$ и $h = \omega_D - \omega_C$, имеем

$$t = \frac{\omega - \omega_D}{h} = \frac{\omega - \omega_C}{h} - 1.$$

Тогда формула (16) принимает вид

$$B(\omega) = \frac{UT}{8} \left(2 - \frac{\omega - \omega_C}{h} \right)^3, \quad \omega \in [\omega_D, \omega_B]$$

или, учитывая то, что $h = \frac{\Delta\omega}{2}$, имеем

$$B(\omega) = UT \left(1 - \frac{\omega - \omega_C}{\Delta\omega} \right)^3, \quad \omega \in [\omega_D, \omega_B]. \quad (17)$$

Согласно формулам (15) и (17), имеем

$$G_{\Delta 2}(\omega) = \begin{cases} \frac{UT}{2} \left[1 - \frac{6(\omega - \omega_C)^2}{(\Delta\omega)^2} + \frac{6(\omega - \omega_C)^3}{(\Delta\omega)^3} \right], & \omega \in [\omega_C, \omega_D], \\ UT \left(1 - \frac{\omega - \omega_C}{\Delta\omega} \right)^3, & \omega \in [\omega_D, \omega_B]. \end{cases} \quad (18)$$

Селективный сигнал $g(t)$, с учетом финитности спектра и нечетной симметрии спектральной характеристики относительно точки C , имеет вид [2]

$$g(t) = U \frac{\sin \omega_C t}{\omega_C t} \left[1 - \frac{2\omega_C t}{\pi U} X(t) \right], \quad \text{где } t \in (-\infty; +\infty), \quad (19)$$

$$X(t) = \int_{\omega_C}^{\omega_B} G_{\Delta 2}(\omega) \sin[(\omega - \omega_C)t] d\omega. \quad (20)$$

Подставляя выражение (18) в (20), находим

$$X(t) = \frac{UT}{2} \int_{\omega_C}^{\omega_D} \left[1 - \frac{6(\omega - \omega_C)^2}{(\Delta\omega)^2} + \frac{6(\omega - \omega_C)^3}{(\Delta\omega)^3} \right] \sin[(\omega - \omega_C)t] d\omega + \\ + UT \int_{\omega_D}^{\omega_B} \left(1 - \frac{\omega - \omega_C}{\Delta\omega} \right)^3 \sin[(\omega - \omega_C)t] d\omega,$$

или после несложных преобразований

$$X(t) = \frac{UT}{2t^4} \left\{ t^3 + \frac{12t}{(\Delta\omega)^2} + \frac{12}{(\Delta\omega)^3} \left(\sin \Delta\omega t - 4 \sin \frac{\Delta\omega t}{2} \right) \right\}. \quad (21)$$

Учитывая формулы (19) и (21), имеем

$$g(t) = U \frac{\sin \omega_c t}{\omega_c t} \left[1 - \frac{\omega_c t}{\pi U} \cdot \frac{UT}{2t^3} \left(t^3 + \frac{12t}{(\Delta\omega)^2} + \frac{12}{(\Delta\omega)^3} \left[\sin \Delta\omega t - 4 \sin \frac{\Delta\omega t}{2} \right] \right) \right] \quad (22)$$

Так как $\omega_c = \frac{\pi}{T}$, то

$$g(t) = U \frac{\sin \omega_c t}{\omega_c t} \left[1 - \frac{1}{t^3} \left(t^3 + \frac{12t}{(\Delta\omega)^2} + \frac{12}{(\Delta\omega)^3} \left[\sin \Delta\omega t - 4 \sin \frac{\Delta\omega t}{2} \right] \right) \right] \quad (23)$$

или

$$g(t) = U \frac{\sin \omega_c t}{\omega_c t} \left[-\frac{12}{t^2 (\Delta\omega)^2} - \left[\frac{12}{t^3 (\Delta\omega)^3} \left(\sin \Delta\omega t - 4 \sin \frac{\Delta\omega t}{2} \right) \right] \right] \quad (24)$$

Окончательно получим:

$$g(t) = \frac{12U \sin \omega_c t}{\omega_c t} \left[\frac{1}{t^3 (\Delta\omega)^3} \left(4 \sin \frac{\Delta\omega t}{2} - \sin \Delta\omega t \right) - \frac{1}{t^2 (\Delta\omega)^2} \right] \quad (25)$$

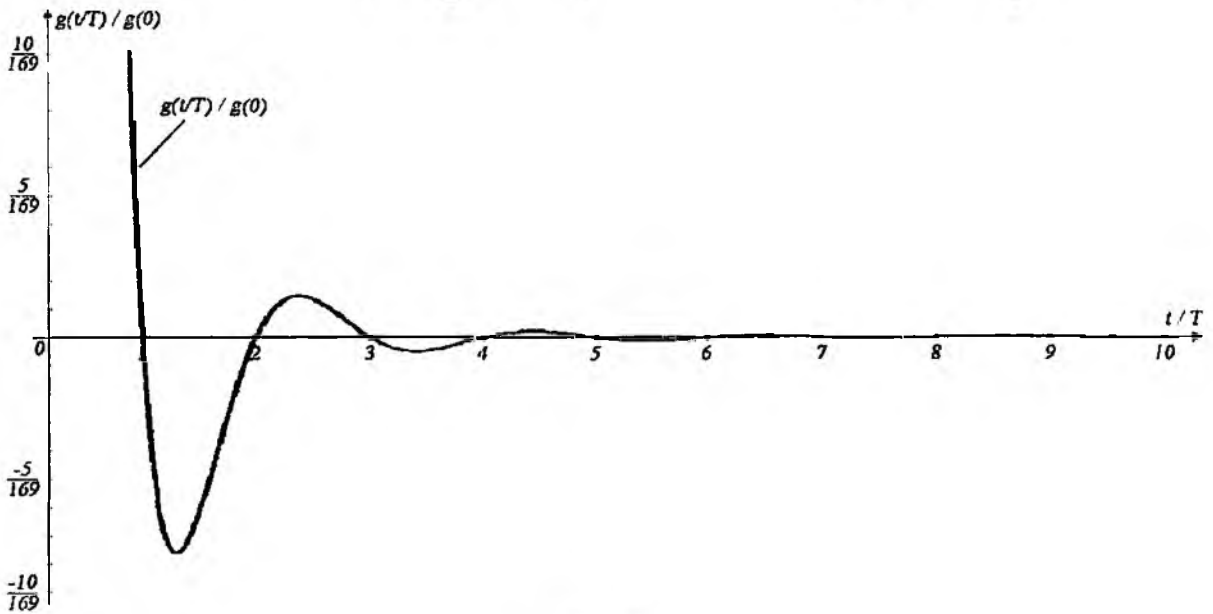


Рис. 2

Нетрудно убедиться, что полученный сигнал $g(t)$ удовлетворяет условиям (1). Полученный результат позволяет синтезировать новые сигнальные функции с заданными свойствами, используя метод интерполяции их спектральных характеристик кубическими В-сплайнами.

Список литературы: 1. Склир Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд.: Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с. 2. Сукачев Э.А. Определение формы сигнала, удовлетворяющего первому критерию Найквиста // Радиотехника. 2001 №12. С.65-69. 3. Сукачев Э.А., Стрелковская И.В. Особенности использования кубических сплайнов для интерполяции спектральной плотности селективных сигналов. ССПОИ-2003 // Труды VII Междунар. науч.-техн. конф. «Системы и средства передачи и обработки информации», 2-7 сент. 2003. 4. Завьялов Ю.С., Квацов Б.И., Мирошниченко В.Л. Методы сплайн-функций. М.: Наука, 1980. 352 с.

МНОГОКРИТЕРИАЛЬНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ УПРАВЛЕНИЯ СЕТЬЮ СВЯЗИ С ПАКЕТНОЙ КОММУТАЦИЕЙ

Введение

Организация интегрированного управления современными сетями связи требует применения соответствующих программно-аппаратных платформ, которые обеспечивают необходимый уровень качества предоставляемой услуги связи в любое время и с минимальными эксплуатационными затратами [1,2]. Единые стандартизированные решения по управлению либо очень сложны и из-за этого мало реализуемы (протокол TMN CMIP), либо еще не доработаны и несовершенны (технология COBRA+Java), либо предназначены для более упрощенных задач (Internet – протокол SNMP) [2]. Не существует также единых подходов к анализу управляющей информации и построению процесса управления сетями связи.

Основной задачей системы управления является установление такой структуры и параметров сети, программно-технических средств, распределения потоков и изменения дисциплины обслуживания заявок, чтобы обеспечить предоставление услуг связи с требуемым качеством. Сети связи, как правило, оцениваются некоторой совокупностью технико-экономических показателей (скорость передачи, пропускная способность, время задержки, вероятность доставки, качество передачи, стоимость передачи и т.д.), которые тесно связаны и противоречивы между собой. Поэтому для учета этих показателей качества при оперативном управлении сетью связи целесообразно использовать методы многокритериальной оптимизации [3-5].

В данной статье рассмотрены особенности применения методов многокритериальной оптимизации при оперативном управлении сетью связи с пакетной коммутацией. Приведены результаты исследований на примере решения частной задачи управления с учетом времени доставки и вероятности потери пакетов при дейтаграммной передаче сообщений. Данная задача актуальна для приложений, работающих в реальном масштабе времени и критичных ко времени доставки сообщений, то есть в системах передачи видео и речевых сообщений, системах банковских терминалов; системах сигнализации; системах управления устранением неисправностей на сетях связи.

Методы выбора оптимальных по векторному критерию решений

В самом общем случае сеть связи – это система, которую можно рассматривать как упорядоченное множество элементов, отношений и их свойств. Однозначное их задание определяет систему, то есть цель работы, ее структуру, эффективность. Основной задачей управления является выработка таких управляющих воздействий, чтобы получить наилучшую эффективность работы сети связи с учетом совокупности технико-экономических показателей качества. При такой организации процессов оптимального управления сетью связи должны быть использованы основные положения теории многокритериальной (векторной) оптимизации. Определим основные категории и понятия, имеющие место при решении задачи выбора оптимальных по векторному критерию вариантов структуры и параметров сети.

Решение такой оптимизационной задачи включает определение исходного множества вариантов системы, формирование подмножества допустимых вариантов, задание совокупности показателей качества и критерия оптимальности системы, а также выбор вариантов структуры и параметров сети, оптимальных по заданному критерию. Фактически это задача общей теории принятия решений, которая сводится к реализации некоторой функции выбора наилучшей (оптимальной) системы $\Phi^{(o)}$ как оператора отображения $\Phi^{(o)} = C(\Phi_o)$ на множестве допустимых вариантов Φ_o .

Для формализации постановки задачи управления должно быть составлено математическое описание условий работы, структуры, показателей качества и критерия оптимальности сети. Формализованная постановка задачи управления дает возможность использовать при

выборе оптимальных решений математические методы моделирования и многокритериальной оптимизации систем.

Выбор критерия оптимальности связан с формализацией представления о ее оптимальности. Здесь можно выделить два подхода: ординалистический и кардиналистический. Ординалистический подход апеллирует к порядку (лучше-хуже) и основан на введении некоторых бинарных отношений на множестве допустимых альтернатив. В этом случае предпочтение – это бинарное отношение R на множестве Φ_0 , отражающее представление о том, что альтернатива ϕ' лучше альтернативы ϕ'' : $\phi'R\phi''$. Кардиналистический подход к описанию предпочтений приписывает каждой альтернативе $\phi \in \Phi_0$ некоторое число U , интерпретируемое как полезность альтернативы ϕ . Каждая функция полезности определяет соответствующий порядок (или предпочтение) R на множестве Φ_0 ($\phi'R\phi''$) тогда и только тогда, когда $U(\phi') \geq U(\phi'')$. В этом случае говорят, что определена функция полезности $U(\bullet)$, которая является индикатором предпочтения R .

Однако из-за недостаточной определенности представлений об оптимальности системы при постановке задачи часто не удается в формализованном виде задать скалярный критерий оптимальности, приводящий к выбору единственного варианта решения $\phi^{(o)} = \underset{\phi \in \Phi_0}{opt} [U(\phi)]$.

Поэтому на начальных этапах систему характеризуют совокупностью показателей качества и связанной с ними векторной целевой функцией:

$$\bar{k}(\phi) = (k_1(\phi), \dots, k_l(\phi), \dots, k_m(\phi)), \quad (1)$$

которая определяет зависимость показателей качества от структуры s и параметров $\bar{\beta}$ системы $\phi = (s, \bar{\beta})$.

При этом возникают задачи оптимизации решений по совокупности показателей качества, которые также называются задачами многокритериальной либо векторной оптимизации [3]-[5]. В результате находится подмножество эффективных (парето-оптимальных) вариантов системы, которое в общем случае содержит не один, а несколько вариантов, не доминируемых по введенному отношению строгого предпочтения.

Парето-оптимальные решения могут быть найдены как непосредственно на множестве Φ_0 с применением введенных бинарных отношений предпочтения, так и в пространстве введенных показателей качества (1), которое также называется критериальным пространством оценок. При этом каждый вариант системы ϕ отображается из множества допустимых вариантов Φ_0 в критериальное пространство:

$$V = \bar{K}(\Phi_0) = \{\bar{v} \in R^m \mid \bar{v} = (k_1(\phi), k_2(\phi), \dots, k_m(\phi)), \phi \in \Phi_0\}. \quad (2)$$

Здесь каждому проектному решению ϕ соответствует своя оценка выбранных показателей качества $\bar{v} = \bar{k}(\phi)$, и, наоборот, каждой оценке соответствует проектное решение (в общем случае не обязательно одно).

Для пользователя сети желательно по каждому критерию получить по возможности наилучшее значение. Однако на практике этот случай встречается очень редко. Здесь следует отметить, что показатели качества (целевые функции) (1) могут быть трех типов: нейтральными, согласованными между собой и конкурировать между собой. В первых двух случаях оптимизация системы может осуществляться в отдельности по каждому из показателей качества. В третьем – достигнуть потенциального значения каждого из показателей в отдельности не представляется возможным. При этом может быть достигнут лишь согласованный оптимум введенных целевых функций – оптимум по критерию Парето, означающий, что дальнейшее улучшение каждого из показателей может быть достигнуто лишь за счет ухудшения остальных показателей качества системы.

Оптимуму по критерию Парето в критериальном пространстве соответствует множество парето-оптимальных оценок, которые соответствуют недоминируемым вариантам системы:

$$P(V) = \text{opt}_2 V = (V^o \in R^m \mid \forall \bar{v} = \bar{k}(\phi) \in V : \bar{k}(\phi) \geq \bar{k}(\phi^o)). \quad (3)$$

Нахождение оптимума по критерию Парето может производиться либо непосредственно согласно (3) перебором всех допустимых вариантов системы Φ_o , либо с использованием специальных методов, например весового, метода рабочих характеристик [4]-[5].

В частности, в случае применения весового метода парето-оптимальные проектные решения находятся оптимизацией взвешенной суммы частных целевых функций:

$$\text{opt}_{\phi \in \Phi_o} [k_p(\phi) = \lambda_1 k_1(\phi) + \lambda_2 k_2(\phi) + \dots + \lambda_m k_m(\phi)], \quad (4)$$

в которой выбираются различные допустимые комбинации весовых коэффициентов $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$ из условия $\lambda_i > 0$, $\sum_{i=1}^m \lambda_i = 1$. Парето-оптимальными решениями являются те варианты системы, которые удовлетворяют условию (4) при разных допустимых комбинациях весовых коэффициентов $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$.

Метод рабочих характеристик состоит в том, что все целевые функции кроме одной, например первой, переводятся в разряд ограничений типа равенства и определяется ее оптимум на множестве допустимых альтернатив Φ_o :

$$\text{opt}_{\phi \in \Phi_o} [k_1(\phi)], \quad k_2(\phi) = K_{2\phi}; \quad k_3(\phi) = K_{3\phi}, \dots, \quad k_m(\phi) = K_{m\phi}. \quad (5)$$

Здесь $K_{2\phi}, K_{3\phi}, \dots, K_{m\phi}$ – некоторые фиксированные, но произвольные значения показателей качества.

При решении оптимизационных задач (4), (5) в критериальном пространстве, получается некоторая многомерная рабочая поверхность, которая при определенных условиях совпадает с парето-оптимальной поверхностью. Следует отметить, что каждая точка парето-оптимальной поверхности обладает свойством m -кратного оптимума, то есть этой точке соответствует потенциально достижимое значение одного из показателей $k_{i, \text{opt}}$ при фиксированных (соответствующих этой точке) значениях остальных $(m-1)$ показателей качества. Парето-оптимальная поверхность связывает потенциально достижимые значения показателей качества и представляет собой согласованный оптимум по Парето в общем случае зависимых и конкурирующих между собой показателей качества. Поэтому при получении парето-оптимальной поверхности в критериальном пространстве, тем самым находят многомерные потенциальные характеристики (МПХ) системы и связанные с ними многомерные диаграммы обмена (МДО). Анализируя МДО, можно выяснить, как необходимо изменить значения одних показателей качества системы ради улучшения других показателей, а также, как при этом следует изменить структуру и параметры соответствующих сетей.

Если найденное множество парето-оптимальных вариантов системы оказалось узким, то в качестве оптимального можно использовать любой из них. В таком случае можно считать, что отношение строгого предпочтения \succ совпадает с отношением \geq и поэтому $\text{opt}_2 V = P(V)$. Однако часто на практике множество $P(V)$ оказывается достаточно широким.

Поэтому возникает задача сужения найденного множества парето-оптимальных решений. Окончательный выбор оптимальных управляющих решений должен производиться лишь в пределах найденного множества парето-оптимальных решений, которое получено за счет удаления безусловно худших решений.

Одним из распространенных способов сужения множества парето-оптимальных решений является построение скалярной функции ценности, оптимизация которой приводит к выбору одного из оптимальных вариантов системы. При этом могут быть использованы аддитивная, мультипликативная, полилинейная функции полезности, которые в общем случае имеют вид

$$F(v_1, v_2, \dots, v_m) = \sum_{j=1}^m c_j f_j(v_j), \quad (6)$$

где c_j – шкалирующие коэффициенты; $f_j(v_j)$ – некоторые одномерные функции ценности, являющиеся оценками полезности варианта системы ϕ по показателю $k_j(\phi)$.

При построении функции полезности (ценности) существенно используются сведения, которые получены в результате экспертного оценивания анализируемых вариантов системы. Существуют специальные методики, направленные на получение дополнительной информации о предпочтениях, которые, в частности, основаны на привлечении дополнительной информации из базы знаний и статистики состояний сети и методе анализа иерархий.

Для построения скалярной целевой функции может также использоваться подход, основанный на теории размытых множеств. Наиболее общая форма функции принадлежности, интерпретированная в терминах теории размытых множеств, имеет вид

$$\xi_{\bar{k}}(k_1, k_2, \dots, k_m) = \frac{1}{m} \left\{ \sum_{j=1}^m [\xi_{k_j}(k_j)]^\beta \right\}^{\frac{1}{\beta}}. \quad (7)$$

В зависимости от значения параметра β реализуется широкий класс функций от линейной аддитивной формы при $\beta = 1$ до сугубо нелинейных зависимостей при $\beta \rightarrow \infty$.

При строго упорядоченных по важности показателях качества выбор единственного управляющего решения может осуществляться с использованием лексико-графических отношений. При этом полагается возможным получить большее значение одного из показателей, например k_1 , даже за счет "потерь" по остальным показателям. Это соответствует ситуации, когда весь набор показателей k_1, k_2, \dots, k_m строго упорядочен по важности и при сравнении проектных решений используется лексико-графическое отношение оценок $\vec{v}' \text{ lex } \vec{v}''$. При выполнении соотношения $\vec{v}' \text{ lex } \vec{v}''$ говорят, что вектор \vec{v}' лексико-графически больше, чем вектор \vec{v}'' . При $m = 1$ лексико-графическое отношение совпадает с отношением $>$ на подмножестве вещественных чисел.

Некоторые результаты исследования многокритериального управления сетью связи

Выполнены исследования методов многокритериального управления сетью связи для случая централизованно-распределенной структуры. В каждом коммутационном узле реализован механизм управления входящим потоком при помощи «окна», а также осуществляется сбор статистической информации о работе узлов. Данные с каждого коммутационного узла передаются в централизованное управляющее устройство, где формируется база знаний, содержащая информацию о работе сети в целом и принимаются соответствующие управляющие решения. Затем вырабатываются необходимые управляющие воздействия, направленные на задание дисциплины обслуживания очередей сообщений в узлах коммутации (с учетом закона распределения времени обслуживания и приоритетов сообщений), а также на задание способов определения маршрута прохождения сообщений через сеть от отправителя к получателю (по кратчайшему маршруту, по наименьшей очереди, по минимальной задержке).

Исследования проведены на математической модели сети передачи сообщений с коммутацией пакетов, которая была реализована на ЭВМ с применением пакета имитационного моделирования ДАСИМ. В структуру модели входят имитаторы абонентов, процедуры упаковки сообщений в пакеты, передачи их по каналу связи, маршрутизации и обслуживания в узлах коммутации, ошибок в канале связи. Имитаторы абонентов предназначены для моделирования внешней нагрузки, генерируемой внесистемными источниками сообщений с пуассоновским законом распределения и заданными интенсивностями поступления заявок. Процедуры упаковки сообщений в пакеты предназначены для моделирования пакетной передачи информации с режимом оконного управления нагрузкой и имитации работы устройств доступа к сети

с коммутацией пакетов. Процедуры передачи пакетов моделируют процесс передачи информационных пакетов по дуплексному каналу связи. Предусматривается моделирование задержек при передаче пакетов в линии связи, связанных с конечной скоростью распространения сигнала в канале связи, фиксированной пропускной способностью канала и длиной пакета данных, а также временем пребывания пакета данных в очереди на передачу по каналу связи. Процедуры имитации ошибок в канале предназначены для моделирования процессов потери передаваемой информации, связанных как с возникновением искажений в каналах связи, так и с отказами оборудования в узлах коммутации.

В рассмотренном примере модель сети структурно состоит из каналов связи и семи узлов коммутации, к которым при помощи конечных терминалов подключаются пользователи. Задана полносвязная топология сети. Процессы формирования сообщений и передачи данных в сети моделируются с применением основных положений теории массового обслуживания.

При моделировании было реализовано некоторое множество различных вариантов работы сети, которые отличались разными дисциплинами обслуживания пакетов данных в очередях (обслуживание в случайном порядке, с приоритетом, обслуживание в порядке поступления, циклическое с квантом времени), разными способами маршрутизации при передаче пакетов (равномерно согласно весам каналов связи, случайный выбор маршрута, по наименее загруженным каналам), а также разными размерами окна транспортного соединения.

В результате моделирования были получены тридцать шесть вариантов работы сети, характеристики которых представлены в табл. 1. Варианты работы сети оценивались по следующим показателям качества: среднее время доставки $k_1 = \bar{T}$ и средняя вероятность потери сообщения $k_2 = \bar{P}$. Эти показатели качества связаны между собой и имеют антагонистический характер взаимосвязи. В табл. 1 приведены нормированные (к максимальным значениям) значения показателей качества. Полученное множество вариантов работы сети представлено в критериальном пространстве (рис. 1). Далее выделено подмножество парето-оптимальных вариантов работы сети исключением безусловно худших вариантов. Парето-оптимальные варианты отмечены в табл. 1 жирным шрифтом, а на рис. 1 им соответствует левая нижняя граница исходного множества.

Таблица 1

№	k_1	k_2	W	Дисц. обл.	Маршр.	№	k_1	k_2	W	Дисц. обл.	Маршр.
1	0,171	0,652	10	А	1	19	0,246	0,670	10	А	2
2	0,282	0,475	8			20	0,337	0,449	8		
3	0,408	0,566	7			21	0,488	0,436	7		
4	0,546	0,490	6			22	0,546	0,437	6		
5	0,557	0,509	5			23	0,612	0,530	5		
6	0,685	0,477	4			24	0,648	0,507	4		
7	0,730	0,423	3			25	0,773	0,463	3		
8	0,784	0,505	2			26	0,735	0,580	2		
9	0,827	0,719	1			27	0,904	0,443	1		
10	0,096	0,734	10	Б	1	28	0,255	0,729	10	Б	2
11	0,278	0,466	8			29	0,345	0,472	8		
12	0,396	0,463	7			30	0,468	0,477	7		
13	0,428	0,416	6			31	0,525	0,494	6		
14	0,499	0,469	5			32	0,531	0,415	5		
15	0,536	0,587	4			33	0,430	0,474	4		
16	0,574	0,469	3			34	0,765	0,488	3		
17	0,595	0,407	2			35	0,695	0,282	2		
18	0,691	0,465	1			36	0,770	0,459	1		

Примечания: дисциплина обслуживания (А – в порядке поступления; Б – в случайном порядке); способ маршрутизации (1 – равномерный согласно весам; 2 – случайный выбор).

Среди парето-оптимальных вариантов работы сети выбран единственный Φ_0 из условия минимума результирующего показателя качества $\Phi_0 = \arg \min_{\Phi \in \Phi_{no}} k_{pn}(\Phi)$, где

$k_{pn} = C_1 k_1 + C_2 k_2$; C_1, C_2 – весовые коэффициенты, определяющие степень важности частных показателей качества. Для случая $C_1 = 0,4$, $C_2 = 0,6$ выбран единственный вариант работы сети – 11. Для этого варианта управляющее устройство должно выдать команды для установки дисциплины обслуживания заявок – в случайном порядке, способ маршрутизации – равномерный согласно весам и установить размер «окна» передачи, равный 8.

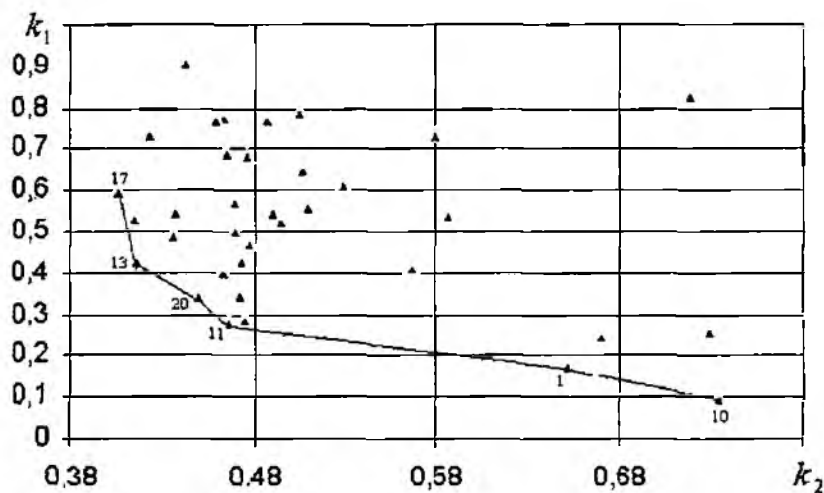


Рис. 1

Выводы

Рассмотрены некоторые особенности применения методов многокритериальной оптимизации при оперативном управлении сетью связи с учетом совокупности показателей качества. Проведены исследования процессов управления моделированием сети передачи сообщений с пакетной коммутацией. В примере рассмотрена задача управления временем доставки и вероятностью потери пакетов. Такие задачи актуальны для сетей, работающих в реальном масштабе времени, то есть в системах передачи видео и речевых сообщений, системах банковских терминалов; системах сигнализации и др. Предложенные методы оптимального управления можно использовать как при создании новых, так и при развитии существующих сетей связи с использованием централизованно-распределенного способа управления.

Список литературы: 1. Стеглов В.К., Кильчинський Є.В. Основи управління мережами та послугами телекомунікацій. К.: Техніка, 2002. 2. Гребешков А.Ю. Стандарты и технологии управления сетями связи. М.: Эко-Трендз, 2003. 3. Стеглов В.К., Беркман Л.Н. Проектування телекомунікаційних мереж. К.: Техніка, 2002. 4. Безрук В.М. Векторна оптимізація та статистичне моделювання в автоматизованому проектуванні систем зв'язку. Харків: ХНУРЕ, 2002. 5. Дубов Ю.А., Травкин С.И., Якимець В.Н. Многокритериальные модели формирования и выбора вариантов систем. М.: Наука, 1986.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 23.04.2005

С.А. САБУРОВА, Е.Н. ИЛЬЯШЕНКО

УЧЕБНО-СЕРВИСНЫЙ ЦЕНТР «Samsung Telecom»

Вопросам подготовки и переподготовки специалистов электросвязи на кафедре телекоммуникационных систем Харьковского национального университета радиоэлектроники уделяется достаточно серьезное внимание. В этом плане кафедра ТКС успешно работает на протяжении 30-ти лет с момента ее организации в 1975 году.

За этот непростой период кафедре ТКС удалось подготовить более 2000 специалистов, около двух десятков кандидатов и докторов наук, многие из которых возглавляют высшие учебные заведения Украины, крупные предприятия связи ОАО «Укртелеком», телекомпания, бизнес-структуры, работают начальниками цехов, ведущих лабораторий и участков. За последние 15 лет более 200 связистов прошли на кафедре переподготовку, в т.ч. только за 2002-2005 гг. получили второе образование более 100 человек.

Кафедра ТКС тесно сотрудничает с предприятиями связи Востока Украины: ОАО «Укртелеком», Харьковским областным телерадиопередающим центром, телекомпаниями: Симон, АТВК, ФОРА, «МОНИС», НИПИ «Союз», операторами связи: ВелтонТелеком, ЗАО «Киевстар», ИМС, УТЕЛ, РЕКОМ, Укррадиочастотнадзором, Харьковским государственным региональным научно-техническим центром по вопросам технической защиты и др.

Лучшие студенты кафедры получают именные стипендии ЗАО «Киевстар» и «МОНИС».

Благодаря двусторонним договорам по научно-техническому сотрудничеству кафедре удалось почти полностью обновить материально-техническую базу для проведения лабораторно-практических занятий на основе внедрения современного цифрового телекоммуникационного и компьютерного оборудования стоимостью около 1млн.грн. При участии сотрудников кафедры ТКС введены в эксплуатацию новый компьютерный класс с локальной сетью на уровне ХНУРЭ и миии-АТС фирмы «Samsung» для оперативной связи всех подразделений кафедры, а также лаборатории спутниковой и радиорелейной связи, линий передачи, цифровых и аналоговых систем передачи, системных технологий, микропроцессорной техники, цифровой коммутации, волоконно-оптических систем передачи, радиобазовые станции ЗАО «Киевстар» (стандарты GSM-900/1800) с транспортными сетями: радиодоступа, РРЛ (Мини линк) и волоконно-оптической ТС SDH (STM-1). Открыты филиалы кафедры ТКС в Харьковском филиале и ДПС ОАО «Укртелеком», ЗАО «Киевстар», «Монис», АОЗТ «Реком», НИПИ «Союз».

Учебно-методическое обеспечение включает солидный комплекс учебников, пособий, конспектов лекций, методических указаний по практическим и лабораторным работам с учетом практически ежегодной корректировки учебных планов, отвечающих требованиям современного развития телекоммуникаций и востребованности наших выпускников.

Постановка задачи

Рассмотреть методы решения кафедрой ТКС проблем повышения эффективности и качества подготовки и переподготовки специалистов связи в условиях развития высокоскоростных телекоммуникационных технологий.

Четко понимая свою роль, коллектив кафедры обеспечивает квалифицированный уровень и достойный вклад в повышение эффективности и качества подготовки и переподготовки связистов, учитывая их универсальность в работе на различных рабочих местах, в основном занятых техническим обслуживанием отечественных и зарубежных передовых технологий.

С этих позиций кафедра выбрала перспективный путь создания и функционирования универсального учебно-сервисного центра на базе технологий коммутации каналов, пакетов, Internet, IP-телефонии, NGN, абонентского радиодоступа, беспроводных LAN и т.д.

С апреля 2004 года на базе лаборатории системных технологий кафедры ТКС совместно с АОЗТ «РЕКОМ» открыт учебно-сервисный центр «Samsung Telecom», где проводится переподготовка специалистов по менеджменту и техническому обслуживанию оборудования

фирмы «Samsung» с непосредственным участием профессорско-преподавательского состава кафедры [1].

В дополнение к учебному центру «Samsung Телеком», с ноября 2004 г. на кафедре открыта сетевая Международная Академия «CISCO», где в настоящее время студенты и преподаватели приступили к изучению сетевого комплекса оборудования и поэтапной сдаче курсов CCNA (Cisco Certified Network Associate), CCNA-1, CCNA-2, CCNA-3 и CCNA-4 для получения международных сертификатов и решения проблем трудоустройства.

Аппаратно-программные комплексы «Samsung Телеком» и «CISCO», работающие в тандеме на локальной сети, позволяют проводить не только переподготовку всех желающих специалистов, аспирантов и студентов, но и повышение квалификации преподавателей кафедры и других заинтересованных лиц, а также выполнять цикл лабораторно-практических занятий и вести научно-исследовательскую работу на оборудовании последних поколений, не имеющем аналогов в ВУЗах и телефонных сетях общего пользования Украины

Учебно – сервисный центр «Samsung Telecom».

На рис. 1 показан общий вид учебного класса.

На рис.2 представлены:

- гибридные мини-АТС серии NX;
- цифровые офисные станции серии DCS;
- цифровые офисные станции серии iDCS;
- цифровые комплексы связи Office Serv;
- терминалы всех поколений. от аналоговых до цифровых.

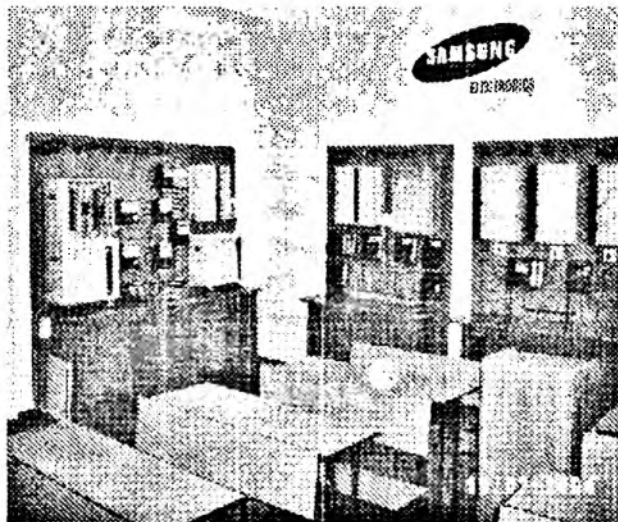


Рис. 1

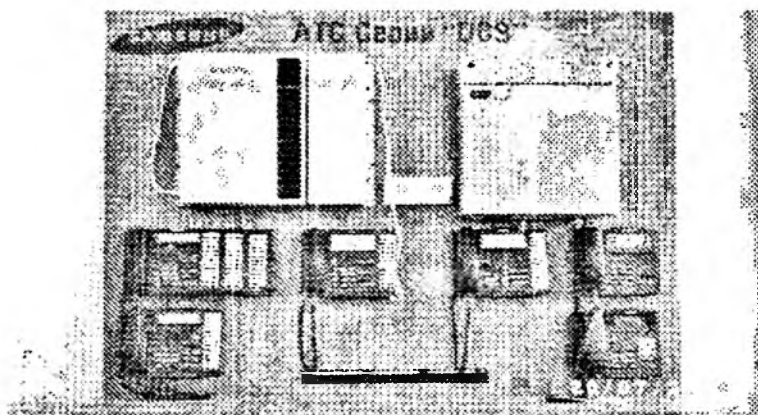


Рис. 2

В течение 2004 г. проведены курсы переподготовки по тематике:

- гибридные мини-АТС серии NX;
- цифровые офисные станции серии DCS;
- цифровые офисные станции серии iDCS;
- цифровые комплексы связи Office Serv;
- терминалы всех поколений: от аналоговых до цифровых.

В течение 2004 г. проведены курсы переподготовки по тематике:

- «Эффективное ведение деловых переговоров», на которых проходили обучение менеджеры по продажам станций Samsung из многих городов Украины и России, а именно Киева, Москвы, Харькова, Днепропетровска, Донецка, Кременчуга и т.д.

- «Установка, пуско-наладка и программирование цифровых телефонных станций серии DCS и iDCS». На данном курсе проходили обучение инженеры фирм и компаний из разных регионов Украины (Киева, Харькова, Донецка, Днепропетровска, Львова, а также Автономной Республики Крым), которые занимаются установкой, пуско-наладкой, программированием и дальнейшим обслуживанием цифровых телефонных станций Samsung серии DCS и iDCS.

На презентации нового оборудования серии OfficeServ (OfficeServ 12, OfficeServ 100, OfficeServ 500, OfficeServ 7200) компанией «РЕКОМ» и Учебно-сервисным центром «Samsung Телеком» были предложены новые программы обучения по курсам, представленным в табл. 1 и 2.

Таблица 1

Программа изучения и освоения DCS / iDCS , Office Serv и IP технологии

Название курсов	Номер курса	Содержание	Минимальные требования	Кол-во дней	Минимум обучаемых специалистов в группе	Необходимое оборудование.
Цифровые телефонные станции серии DCS / iDCS	RSC 001	Охватывает функциональные возможности следующих АТС: DCSEuro, DCS Contract II, iDCS100, iDCS500. Включает изучение комплектации станций, конфигурирования и программирования АТС с цифрового телефона и персонального компьютера, AA, UCD, LCR, ISDN, LAN	Минимум 1 год опыта инсталляции и обслуживания мини-офисных АТС. Базовые знания телекоммуникационной индустрии и стандартов, терминологии, конструкции, программирования связи.	2	1 – 2 инженера	-
Цифровые комплексы связи Office Serv	RSC 002	На курсе изучается дополнительное оборудование, возможности и функциональность серии OfficeServ по сравнению со стандартным оборудованием DCS & iDCS. Курс также включает изучение межстанционного обмена по линиям ISDN посредством Q – Sig.	Наличие сертификата RSC 001 плюс базовое понимание Q – Sig и компьютерной терминологии.	22	1 – 2 инженера	Лэптоп с сетевой картой плюс сетевая кабель
Технология IP в станциях серии iDCS и Office Serv	RSC 003	Инсталляция и настройка VoIP в станциях серий iDCS и Office Serv, включая IP телефоны и MG1 карты.	Наличие сертификата RSC 001, RSC 002. А также знание меж-сетевых обмена.	3	1 – 2 инженера	Лэптоп с сетевой картой плюс сетевая кабель

Программа изучения и освоения Приложения СТИ и Windows Server

Название курсов	Номер курса	Содержание	Минимальные требования	Кол-во Дней	Минимум обучаемых специалистов	Оборудование, необходимое для курсов
Приложение СТИ	RSC 004	Инсталляция, построение СТИ и Open TSP	Наличие сертификата RSC 001, RSC 002. ERS 002. Знание и умение инсталлировать Widows 2000 server, а также базовые знания СТИ и Voip сервисов.	2	1-2 инженера	Laptop с сетевой картой плюс сетевой кабель
Windows Server	ERS 002	Конфигурирование серверных приложений и сетевых настроек	Базовые знания Windows 2000 Server и компьютерной терминологии	3	1 – 2 инженера	Laptop с сетевой картой плюс сетевой кабель

Выводы

1. Постоянно-действующие Учебно-сервисный центр «Samsung Телеком», сетевая академия «Cisco», коллектив кафедры ТКС ХНУРЭ и спонсоры позволят в ближайшее время не только повысить профессиональный уровень в обучении студентов и специалистов, но и внесут свой весомый научно-методический и технический вклад в объединение заинтересованных лиц и сетевых структур для реализации сложных задач конвергенции телекоммуникационных и компьютерных сетей на основе развития новой технологии будущего NGN на национальной сети связи Украины.

2. В настоящее время в стадии решения находятся вопросы организации корпоративной сети кафедры для внедрения дистанционно-образовательных программ с учетом вкладываемых инвестиций ТКС со стороны ректората ХНУРЭ и спонсоров.

3. Кафедра ТКС ХНУРЭ безусловно повысит свой международный имидж, активно используя достижения фирм с мировыми именами «Samsung», «Cisco», Siemens, Ericsson, Alcatel и др. поставщиков оборудования, услуг, программных продуктов, в т.ч. для успешного обучения и тестирования приобретенных знаний в рамках вхождения в Болонский процесс и возможностей получения отечественных и зарубежных учебных и научных грантов.

Список литературы: 1. *Техническая документация* фирмы «Samsung». 2. *Хиленко В.В., Михайлов В.Ф.* Некоторые аспекты развития нового поколения сетей NGN в Украине // Зв'язок. 2003. № 2.

Харьковский национальный университет радиотехники

Поступила в редколлегию 03.03.2005

О. Ю. ЕВСЕЕВА, канд. техн. наук, А. Г. БЕЛЕНКОВ, С. В. АЛЕКСЕЕВ, канд. техн. наук

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ НАГРУЗКИ В ИЕРАРХИЧЕСКИХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЯХ ДЕКОМПОЗИЦИОННЫМ МЕТОДОМ

Как показывает анализ тенденций развития телекоммуникационных сетей (ТКС), в качестве основных требований к методу распределения нагрузки выступают следующие.

1. При выборе или разработке нового метода распределения нагрузки в современной ТКС должна учитываться концепция мультисервисных сетей (сетей следующего поколения), предполагающая выделение в рамках ТКС транспортной сети (ТС) и сети доступа (СД) [1]. Различные функции этих сетей приводят к различной в них постановке задачи распределения нагрузки, а следовательно, методам ее решения. Отметим, что в рамках транспортной сети задачей распределения является задача маршрутизации, а в рамках сети доступа – задача коммутации абонентского потока одновременно на несколько узлов агрегирования, однако для достижения большей эффективности функционирования сети решение этих задач должно осуществляться согласованно.

2. Метод распределения нагрузки должен учитывать иерархический принцип построения ТКС с выделением ряда региональных сетей и магистральной сети.

3. Учитывая, что необходимым условием качественного выполнения сетью своих функций по достоверной и своевременной передаче пользовательских данных является отсутствие в ней таких явлений, как локальные и глобальные перегрузки, в метод должны быть введены механизмы превентивной борьбы с этими явлениями. Одним из необходимых условий предотвращения перегрузок, как указано в концепции Traffic Engineering (TE), является обеспечение максимально сбалансированной загрузки сети.

Математическое описание телекоммуникационной сети в соответствии с требованиями системного подхода производится системой математических моделей, каждая из которых отображает одну или несколько сторон построения сети. Структурные свойства сети и пространственные характеристики отражены в структурной модели ТКС, которую можно представить в виде графа $\Gamma(R, Z)$. Множество вершин данного графа $R = \{A\} \cup \{V\}$ составляют сети доступа ($A_i, i = \overline{1, S}$) и узлы (маршрутизаторы) ТС ($V_j, j = \overline{1, N}$), N – число узлов в ТС; $Z = \{E\} \cup \{D\}$ – множество дуг, моделирующих линии доступа ($E_{i,j}; i = \overline{1, S}; j = \overline{1, N}$) и тракты передачи между узлами ТС ($D_{i,j}; i, j = \overline{1, N}; i \neq j$). В соответствии с иерархическим представлением сети в виде совокупности взаимодействующих подсетей, представим каждую из них в виде подграфа $\Gamma_q(R^q, Z^q)$ общего графа $\Gamma(R, Z)$. Здесь $R^q = \{A^q\} \cup \{V^q\}$, A^q и V^q – подмножества сетей доступа и узлов транспортной сети, образующих q -ю подсеть ТКС. Количество сетей доступа, входящих в состав q -й подсети, S_q , а количество узлов в ней – N_q . Подмножество Z^q определим как $Z^q = \{E^q\} \cup \{D^q\}$, где E^q и D^q – множество трактов передачи ТС и линий доступа, принадлежащих q -й подсети. Общее число подсетей Q . Следует отметить, что если подмножества A^q (V^q), $q = \overline{1, Q}$ не пересекаются, то различные подмножества E^q (D^q), $q = \overline{1, Q}$ могут иметь общие элементы.

Функциональная модель ТКС, отражающая соответственно процессы функционирования сети, может базироваться на использовании различных математических аппаратов, выбор которого и будет определять адекватность функциональной модели. Учитывая динамический характер ТКС как сложной технической системы, функциональная модель должна в первую очередь быть динамической, то есть описывать процесс информационного обмена в сети как протекающий в пространстве и во времени. При построении динамических

моделей различного рода систем (в том числе систем телекоммуникаций) наиболее плодотворным является подход, основанный на использовании аппарата дифференциальных или разностных уравнений состояния [2, 3]. В рамках пространства состояния процесс информационного обмена в иерархической транспортной сети ТКС описывается системой неавтономных управляемых линейных разностных уравнений вида [4]

$$\begin{aligned}
 x_{i(q),j(g)}(k+1) = & x_{i(q),j(g)}(k) - \sum_{\substack{V_l \in V^q \\ l \neq i(q)}}^N b_{i(q),l}^{[u]}(k) u_{i(q),l}^{j(g)[M]}(k) + \sum_{\substack{V_l \in V^q \\ m \neq i(q),j(g)}}^{N_q} b_{m,i(q)}^{[M]}(k) u_{m,i(q)}^{j(g)[M]}(k) + \\
 & + \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq q}}^Q \left[\sum_{\substack{V_n \in V^p \\ n \neq j(g)}}^N b_{n,i(q)}^{[M]}(k) u_{n,i(q)}^{j(g)[M]}(k) - \sum_{V_r \in V^p}^N b_{i(q),r}^{[M]}(k) u_{i(q),r}^{j(g)[M]}(k) \right] + \\
 & + \sum_{A_s \in A^q}^S b_s^{j(g)[\kappa]}(k) u_{s,i(q)}^{j(g)[\kappa]}(k) - \sum_{\substack{A_s \in A^q \\ p \neq q}}^S b_s^{j(g)[\kappa]}(k) u_{s,i(q)}^{j(g)[\kappa]}(k), \quad (1)
 \end{aligned}$$

где $b_{m,i(q)}^{[M]}(k) = c_{m,i(q)}(k)\Delta t$, $b_s^{j(g)[\kappa]} = \zeta_s^{j(g)}(k)\Delta t$ ($\Delta t = t_{k+1} - t_k$); $x_{i(q),j(g)}(k)$ – объем данных, находящихся на узле V_i^q и предназначенных для передачи узлу V_j^g в момент времени t_k ; $u_{i(q),l}^{j(g)[M]}(k)$ – доля пропускной способности тракта передачи ТС $D_{i(q),l}(g)$, выделенная информационному потоку с адресом V_j^p в момент времени t_k и трактуемая в дальнейшем как маршрутная управляемая переменная; $u_{s,i(q)}^{j(p)[\kappa]}$ – доля пропускной способности линии доступа, которая определяет часть абонентского потока, поступающего от сети доступа A_s на узел V_i^q ТС для дальнейшей передачи узлу V_j^p ; $c_{i(q),j(p)}(k)$ – скорость передачи данных от узла V_i^q к узлу V_j^p транспортной сети в момент времени t_k в тракте $D_{i(q),j(p)}$; $\zeta_s^{j(g)}(k)$ – интенсивность поступления данных от сети доступа A_s на узлы ТС в момент времени t_k с адресатом узла V_j^g .

Система скалярных разностных уравнений динамики информационного обмена между отдельными узлами q -й подсети, $q = \overline{1, Q}$, ТС (1) может быть представлена в векторно-матричном виде, характеризующем динамику информационного обмена ТКС в рамках данной подсети:

$$X_q(k+1) = X_q(k) + B'_q(k)U'_q(k) + B''_q(k)U''_q(k), \quad (2)$$

Здесь $X_q(k)$ – вектор состояния q -й подсети ($q = \overline{1, Q}$), который объединяет переменные $x_{i,j}(k)$ такие, что $V_i \in V^q$, $V_j \in V$ и имеет размерность $N_q(N-1)$; $U'_q(k)$ – вектор управления маршрутами в q -й подсети, объединяющий переменные $u_{i,l}^{j[M]}(k)$ такие, что $V_i, V_l \in V^q$, $V_j \in V$, $i \neq l, j$, и $u_{i,l}^{j[\kappa]}(k)$ такие, что $A_i \in A^q$, $V_l \in V^q$, $V_j \in V$, $i \neq l, j$; $U''_q(k)$ – вектор управления взаимодействием q -й подсети с другими подсетями, объединяющий

переменные $u_{i,l}^{j[M]}(k)$ такие, что $V_i \in V^q$, $V_l \in V^g$ или $V_l \in V^q$, $V_i \in V^g$, $q \neq g$, $V_j \in V$ и $u_{i,l}^{j[K]}(k)$ такие, что $A_i \in A^g$, $V_l \in V^q$, $q \neq g$, $V_j \in V$; матрицы $B'_q(k)$ и $B''_q(k)$ формируются на основе величин $\pm b_{i(q),j(q)}^{[M]}(k)$ и множителей $b_s^{j(g)[K]}$ в предпоследнем слагаемом в (1) (матрица $B'_q(k)$) и $\pm b_{i(q),j(g)}^{[M]}(k)$, $q \neq g$ и множителей $b_s^{j(g)[K]}$ в последнем слагаемом в (1) (матрица $B''_q(k)$).

Причем $U'_q(k) = \begin{bmatrix} U_q^{[M]}(k) \\ U_q^{[K]}(k) \end{bmatrix}$, $U''_q(k) = \begin{bmatrix} U_q^{[M]}(k) \\ U_q^{[K]}(k) \end{bmatrix}$, где $U_q^{[M]}(k)$ – вектор управления

маршрутами передачи данных в q -й подсети размерности $N_q(N_q - 1)(N - 1)$; $U_q^{[M]}(k)$ – вектор взаимодействия между узлами q -й подсети ТС и узлами других подсетей размерности $2N_q(N - N_q)(N - 1)$, рассчитываемый в q -й подсети, $U_q^{[K]}(k)$ – вектор коммутации сетей доступа, принадлежащих q -й подсети, на узлы своей (q -й) подсети размерности $S_q N_q(N - 1)$, $U_q^{[K]}(k)$ – вектор коммутации сетей доступа, не принадлежащих q -й подсети, на узлы q -й подсети размерности $(S - S_q)N_q(N - 1)$.

Система уравнений (2) может быть обобщена и представлена в виде

$$X(k+1) = X(k) + B(k)U(k), \quad (3)$$

где матрица $B = \text{blocdiag}[B'_1, B''_1, \dots, B'_q, B''_q, \dots, B'_Q, B''_Q]$ имеет блочно-диагональную структуру, а векторы состояния и управления представляются в виде

$$X(k) = \begin{bmatrix} X_1(k) \\ \vdots \\ X_q(k) \\ \vdots \\ X_Q(k) \end{bmatrix}; U(k) = \begin{bmatrix} U_1(k) \\ \vdots \\ U_q(k) \\ \vdots \\ U_Q(k) \end{bmatrix}; U_q(k) = \begin{bmatrix} U'_q(k) \\ U''_q(k) \end{bmatrix}.$$

С целью предотвращения перегрузки сетевых элементов (узлов и трактов передачи) на переменные состояния и управления накладываются ограничения вида [2]

$$0 \leq x_{i(q),j(g)}(k) \leq x_{i(q),j(g)}^{\max}, \quad (4)$$

$$0 \leq u_{i(q),l}^{j(g)[M]}(k), \sum_{j=1}^N u_{i(q),l}^{j[M]}(k) \leq 1, \quad (5)$$

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 ограничения вида [4]

$$0 \leq u_{s,i(g)}^{j(p)[K]}(k); \sum_{i=1}^N u_{s,i}^{j[K]}(k) = 1. \quad (6)$$

При формализации процессов ограничения нагрузки [5], поступающей в ТС от сетей доступа возможна замена ограничения (6) на следующее:

$$0 \leq r_s^{j[k]}(k) \leq \sum_{i=1}^N u_{s,i}^{j[k]}(k) \leq 1,$$

где $r_s^{j[k]}(k)$ – часть абонентской нагрузки, поступающей от сети доступа A_j в момент времени t_k с адресатом V_j , $i \neq j$, для которой уже осуществлено резервирование необходимых сетевых ресурсов.

Исходя из условия идентичности управления общими (совместными) ресурсами в различных подсетях, на вектор взаимодействия подсетей накладываются ограничения вида [3]

$$U_q''(k) = \sum_{p=1}^Q F_{qp} U_p''(k), \quad (7)$$

где F_{qp} – матрица, определяющая взаимосвязь между векторами взаимодействия q -й и p -й подсетей, элементы которой выбираются из условия равенства соответствующих компонент векторов $U_q''(k)$ и $U_p''(k)$.

Разработка методов оптимального распределения нагрузки (маршрутизации в ТС и управления доступом) предполагает наличие критерия оптимальности. В рамках рассмотренной выше функциональной модели в качестве такового выступает минимум квадратичного целевого функционала вида

$$J = \sum_{q=1}^Q J_q = \sum_{q=1}^Q \sum_{k=0}^{a-1} \{ X_q^T(k) W_q^x X_q(k) + U_q'^T(k) W_q' U_q'(k) + U_q''^T(k) W_q'' U_q''(k) \}, \quad (8)$$

где параметр a характеризует интервал оптимизации T ($T = a\Delta t$), который можно трактовать как период прогнозирования процессов маршрутизации и управления доступом в сети; W_q^x – диагональная неотрицательно определенная весовая матрица, определяемая приоритетностью очередей на узлах q -й подсети; W_q' и W_q'' – диагональные неотрицательно определенные весовая матрица, определяемые важностью отдельных трактов передачи и пиний доступа к q -й подсети и между подсетями транспортной сети ($q = \overline{1, Q}$) соответственно.

Таким образом, предлагаемая функциональная модель ТКС обладает следующими свойствами. Во-первых, модель ориентирована на сети с иерархической структурой, представляющие собой совокупность взаимодействующих подсетей, что учитывается при формировании обобщенных векторов $X(k)$ и $U(k)$. Во-вторых, благодаря введению ограничений (4)-(5) модель не допускает перегрузку сетевых элементов, а следовательно, и сети в целом. В третьих, как показывают результаты моделирования, квадратичная форма целевого функционала способствует достижению сбалансированного распределения информационных потоков в сети. Таким образом, требования к методу распределения нагрузки, перечисленные в начале статьи, могут быть удовлетворены главным образом за счет выбора в качестве функциональной модели ТКС предлагаемой модели (1)-(9).

В рамках предлагаемой модели задача распределения нагрузки в сети представляется в виде задачи многоуровневой оптимизации, связанной с минимизацией целевого функционала (8) при наличии ряда ограничений (3)-(7). Как показывает анализ методов решения подобного рода оптимизационных задач, заслуживает внимания подход, основанный на использовании иерархическо-координационные (ИК) методов решения [6], относящиеся к классу декомпозиционных, применение которых полностью согласуется с иерархической моделью сети. ИК методы обеспечивают решение исходной задачи минимизации (8) с помощью многоуровневой вычислительной структуры, в которой задачи, решаемые на каждом из уровней, являются более простыми по сравнению с исходной [3, 7]. Таким образом, их

использование нацеливает на значительное снижение вычислительных затрат при расчете управляющих переменных прежде всего за счет возможности реализации распределенных вычислений и/или распараллеливания вычислений.

При решении задач оптимизации многоуровневых систем в основу ИК методов могут быть положены следующие принципы координации: принцип целевой координации (ЦК), принцип предсказания взаимодействий (ПВ) и принцип оценки взаимодействий (ОВ) [6, 7]. Следует отметить, что здесь, в отличие от [6], в качестве координирующего вектора, присутствие которого в ИК методах обязательно, будет использован вектор переменных управления, что в более высокой степени согласуется с физическим смыслом решаемой задачи [3].

Учитывая результаты сравнительного анализа декомпозиционных методов, а также специфику поставленной задачи, выберем в качестве предпочтительных принципов, применяемых на уровне декомпозиции по подсетям (подсистемам), принцип ПВ. С целью упрощения решения задачи нижнего уровня можно провести ее декомпозицию по индексу k , что требует дальнейшего применения декомпозиционных методов. Для дальнейшей декомпозиции задач отдельных уровней более удобным ввиду возможности распараллеливания вычислений [3, 6] является принцип ЦК. Применение принципа ЦК при декомпозиции по индексу k связано с отождествлением временных интервалов Δt с некоторыми подсистемами, связи между которыми можно получить из естественных условий в точках разбиения на временные интервалы.

Таким образом, предполагается целесообразным решение исходной задачи минимизации (8) при наличии ряда ограничений на переменные состояния (4), маршрутные (5) и коммутационные переменные (6) путем применения следующей комбинации принципов координации: принцип оценки взаимодействий на уровне декомпозиции по подсетям и принцип целевой координации при декомпозиции по индексу k задач верхнего и нижнего уровней, что определит в конечном итоге искомый метод распределения нагрузки ОВ-ЦК (рис. 1). В рамках данного метода расчет переменных $U''(k)$ осуществляется на двух уровнях: предварительный расчет осуществляется верхним (третьим) уровнем, а окончательный расчет осуществляется вторым уровнем. Данные, которые опускаются с третьего на второй уровень, представляют собой оценку взаимодействия $\hat{U}_q''(k)$, то есть границы, в которых должны находиться реализуемые значения $U_q''(k)$:

$$U_q''(k) \leq \hat{U}_q''(k). \quad (9)$$

Таким образом, задача расчета $U''(k)$ распределяется между третьим и вторым уровнями, при этом на втором уровне сохраняется задача определения вектора $U'_q(k)$. Векторы $U''(k)$ и $U'_q(k)$ определяются исходя из стремления достичь оптимума целевого функционала J для третьего уровня и J_q для второго. Другими словами, каждой из подсетей на верхнем уровне центром управления нагрузкой (ЦУН) выделяется определенный объем ресурсов, задача распределения которого между отдельными потоками является внутренней задачей подсети и решается на региональном центре управления (РЦУ) нагрузкой.

Применение к решению задачи второго уровня принципа ЦК предполагает введение двойственной функции

$$\max_{\mu} M_q(\mu); M_q(\mu) = \min_{X_q, U'_q} P^q(X_q, U'_q, U_q'', \mu_q); \quad (10)$$

$$P^q = X_q^T(a) Q_X^q X_q(a) + \sum_{k=0}^{a-1} [X_q^T(k) Q_X^q X_q(k) + U_q'^T(k) Q_U^q U_q'(k) +$$

$$+U_q^{nT}(k)Q_U^q U_q^n(k) + \mu_q(k) \left[X_q(k) + B_q'(k)U_q'(k) + B_q''(k)U_q''(k) - X_q(k+1) \right] \Big]. \quad (11)$$

где P^q – лагранжиан, полученный из J_q (8) путем введения ограничения (3); μ_q – вектор множителей Лагранжа для q -й подсети размерности $N_q(N-1)$.

При фиксированных $\mu = \mu^*$ лагранжиан (10) может быть декомпозицирован по индексу k и представлен в виде $P^q = \sum_{k=0}^a P_k^q$.

Окончательные выражения для лагранжианов, подлежащие оптимизации, имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} P_0^q &= H_q \left[X_q(0), U_q'(0), U_q''(0) \right] \\ P_k^q &= H_q \left[X_q(k), U_q'(k), U_q''(k), k \right] - \mu_q^{*T}(k-1) X_q(k); \\ P_a^q &= X_q^T(a) Q_X^q X_q(a) - \mu_q^{*T}(a-1) X_q(a). \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где $\mu(-1) = 0$; H_q – гамильтониан для q -й подсети, который определяется как

$$H_q \left[X_q(k), U_q'(k), U_q''(k), k \right] = X_q^T(k) Q_X^q X_q(k) + U_q'^T(k) Q_U^q U_q'(k) + U_q''^T(k) Q_U^n U_q''(k) + \mu_q(k) \left[X_q(k) + B_q'(k)U_q'(k) + B_q''(k)U_q''(k) \right], \quad q = \overline{1, Q}, \quad k = \overline{0, a}.$$

Таким образом, решение задачи распределения нагрузки в ТКС, формализованное в виде оптимизационной задачи по минимизации стоимостного функционала (8) с целью определения управляющих маршрутных и коммутационных переменных, в рамках предлагаемого иерархическо-координационного метода ОВ-ЦК сводится к следующей последовательности действий (рис.1).

1. Сбор информации ЦУН о состоянии подсетей в виде оценок средних значений незадействованной пропускной способности каналов (для формирования матрицы $B(k)$), максимального значения входной нагрузки $Y(k) = Y^{\max}(k)$ и текущего значения $X(0)$, $k = \overline{0, a-1}$, а также сбор текущих значений $U_q^{*'}(k)$.

2. Решение на ЦУН задачи минимизации функционала (8) по переменным $U_q''(k)$ в соответствии с собранной информацией и ограничениями (3)–(7). Полученные значения трактуются как оценки взаимодействий $\hat{U}_q''(k)$.

3. Рассылка вектора оценки взаимодействий $\hat{U}_q''(k)$ с ЦУН на все РЦУ.

4. Решение на ЦУН отдельных подсетей задачи минимизации J_q (8) по переменным $U_q'(k)$ и $U_q''(k)$ в соответствии с принципом ЦК при ограничениях (3)–(7) и с учетом полученных оценок (9). Применение принципа ЦК предполагает следующие действия:

4.1. Формирование вектора множителей Лагранжа $\mu_q^{*'}(k)$, $k = \overline{0, a-1}$.

4.2. Минимизация P_k^q (12) по переменным $U_q'(k)$ и $U_q''(k)$ для каждого отдельного k -го временного интервала.

4.3. Координация полученных для отдельных k значений векторов $U_q^{*'}(k)$ и $U_q^{*''}(k)$ путем решения двойственной задачи максимизации $M_q(\mu)$ (0) по переменным Лагранжа μ_q при помощи, например, градиентной процедуры. В качестве ограничений выступают (4)–(7), (9).

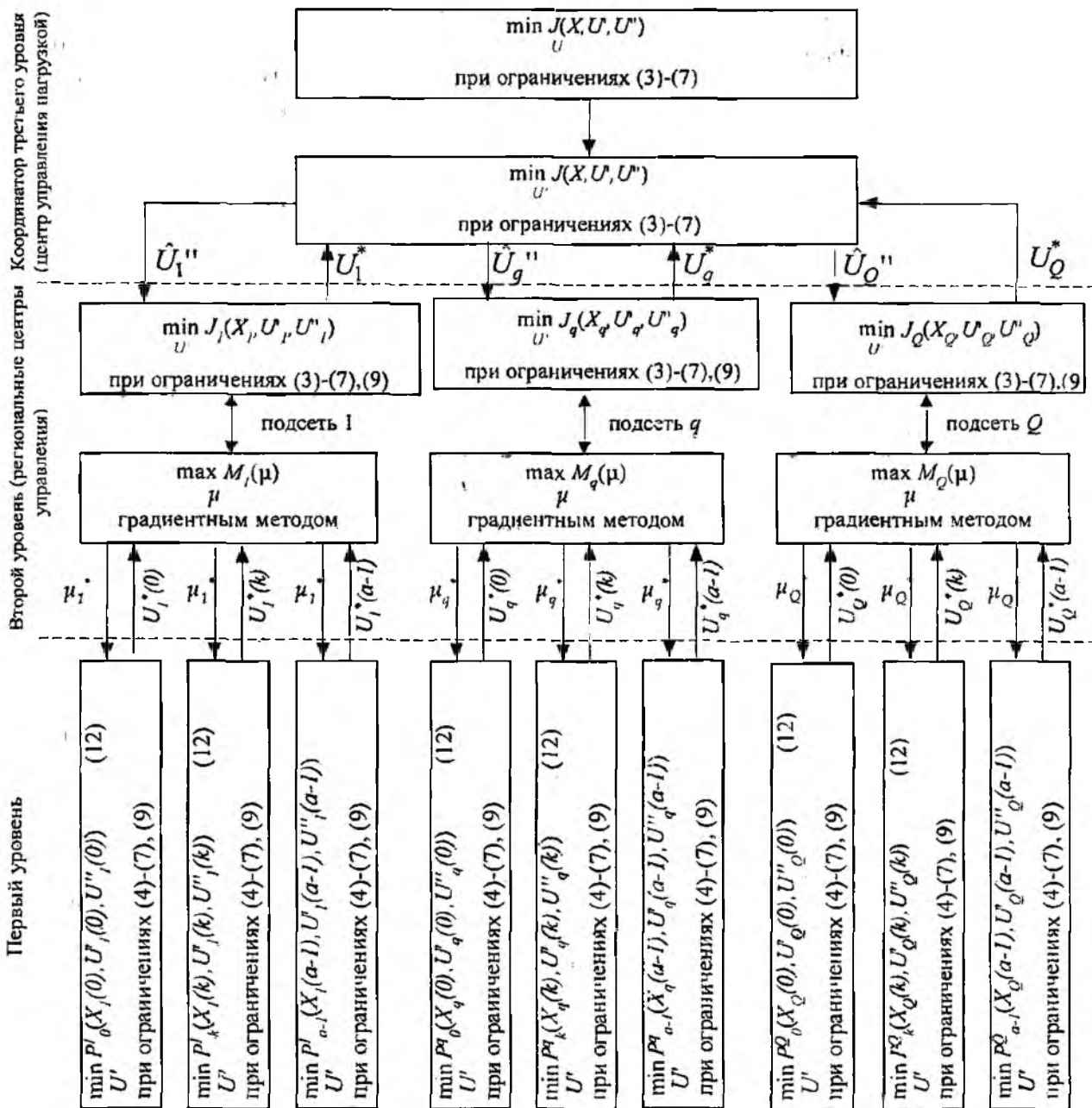


Рис. 1

На рис. 1 представлена трехуровневая вычислительная структура иерархическо-координационного метода управления нагрузкой ОВ-ЦК.

Если градиент двойственной функции $\nabla M_q(\mu)$ приближается к нулю, значения управляющих переменных фиксируются и передаются на ЦУН. Иначе осуществляется переход к п. 4.2.

5. Координация решений, полученных в отдельных подсетях решением на ЦУН задачи минимизации (8) по переменным $U^n(k)$ при фиксированных $U_q^*(k)$ с учетом собранной в п. 1 информации о состоянии сети, а также ограничений (3)-(7). Формирование нового вектора оценки $\hat{U}_q^n(k)$.

6. При условии достижения функцией (8) своего оптимума либо по истечении некоторого допустимого интервала времени, выделенного на решение маршрутной задачи, ЦУН дает разрешение на формирование на РЦУ маршрутных таблиц, которые подлежат реализации в маршрутизаторах сети. Основанием для создания маршрутных таблиц и планов распределения нагрузки на этапе доступа к ТС являются текущие значения векторов $U_q^*(k)$ и $U_q^{**}(k)$. В противном случае переход к п. 2.

7. По истечении интервала перерасчета переход к п.1.

Исходя из специфики мегода, можно отметить следующие его особенности. Метод ОВ-ЦК реализует раздельное управление ресурсами внутри и между подсетями, позволяет предотвратить перегрузку сетевых элементов. В связи с формированием лишь предельных значений для межсетевых маршрутных переменных метод ОВ-ЦК обладает свойством робастности решения задачи верхнего уровня относительно колебаний нагрузки. В условиях относительно стабильной абонентской нагрузки это позволит увеличить интервал перерасчета распределения межсетевых ресурсов на верхнем уровне и тем самым уменьшить объем служебной информации между серверами маршрутов различных уровней. Кроме того, в данном методе предусмотрена относительно высокая степень самостоятельности отдельных подсетей, а значит, при практической реализации это позволит более гибко и оперативно реагировать на изменения в сети.

Предложенный метод распределения нагрузки может быть использован при реализации концепции сетей следующего поколения в иерархических ТКС в процессе комплексного решения задач маршрутизации и управления доступом. Новизна метода состоит в комбинированном использовании принципов координации ОВ и ЦК, что позволило получить в отличие от ранее предложенных решений [3, 7] эффективную вычислительно-реализуемую процедуру многоуровневого расчета маршрутных и коммутационных переменных. Результаты моделирования предлагаемого метода распределения нагрузки продемонстрировали его высокую сходимость: необходимое число циклов минимизации составляет от 5 до 8 в зависимости от интервала прогнозирования, которые могут быть уменьшены до 4–6 за счет выбора в качестве начальных значений вектора управляющих переменных результатов решения задачи на предыдущем шаге. Совершенствование предложенного метода состоит в выработке рекомендаций по снижению объемов служебной (координирующей) информации, которой обмениваются центры управления различных уровней, дабы не повышать требования к пропускным способностям трактов передачи ТКС.

Список литературы: 1. Валов С. Г., Гольшико А. В. Инфокоммуникационные сети будущего: общие принципы // Вестник связи. 2003. № 2. С. 52-61. 2. Segall A. The modeling of adaptive routing in data-communication networks // IEEE Trans. on communication. 1977. Vol. 25, № 1. P. 85-95. 3. 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. 4. Беленков А.Г. Иерархическая модель процессов управления доступом в мультисервисных сетях связи // Радиотехника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2004. Вып. 138. С. 118-125. 5. Беленков А.Г., Столбов В.Ф., Пустовойтов И.Ф. Математическая модель оптимизации решения задач сетевого уровня ЭМВОС в телекоммуникационных сетях // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. 2003. №3. С. 80-84. 6. Сингх М., Титли А. Системы: декомпозиция, оптимизация и управление. М.: Машиностроение, 1986. 494 с. 7. Евсеева О.Ю. Решение задачи иерархическо-координационной маршрутизации в телекоммуникационных сетях методом предсказания взаимодействия // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии. 2003. Вып.21. С. 102-111. 8. Месарович М., Мико Д., Такахага И. Теория иерархических многоуровневых систем. М.: Мир, 1973. 344 с.

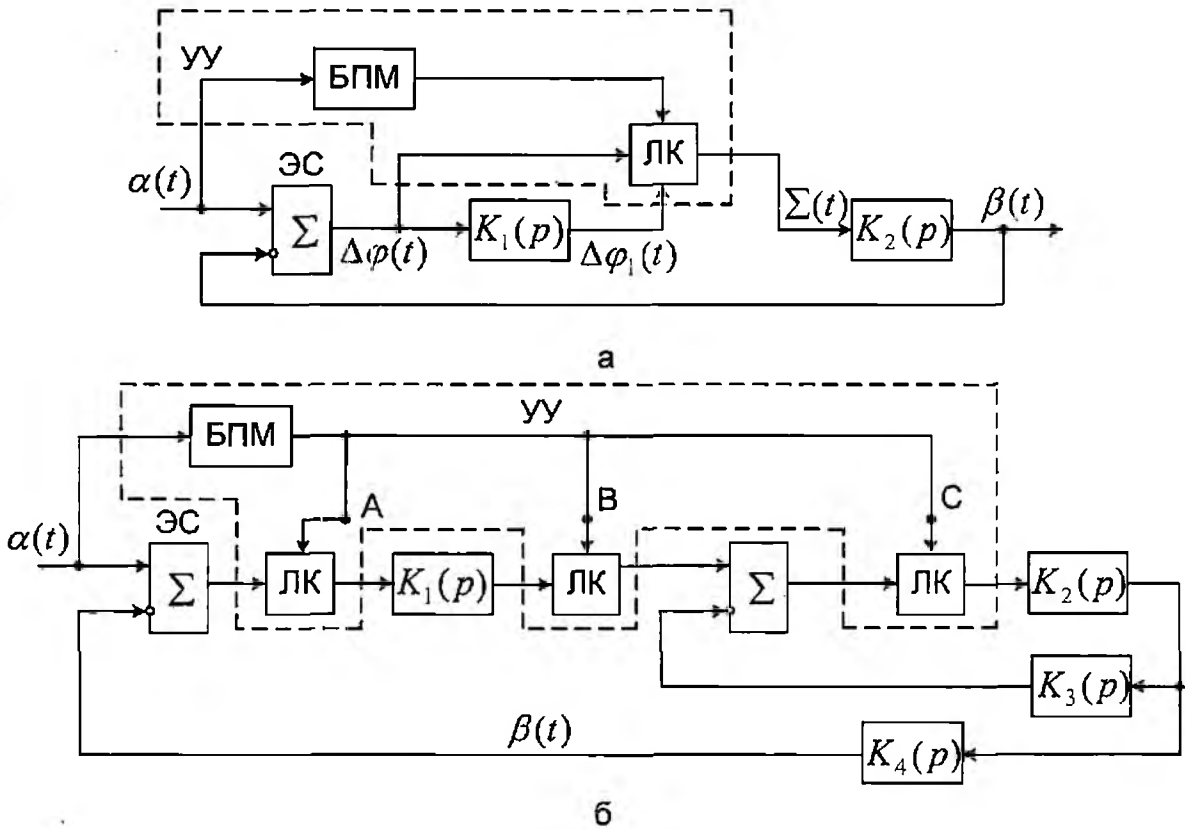
Харьковский национальный
университет радиозлектроники,
Харьковский университет Воздушных Сил

Поступила в редакцию 17.04 2005

В. К. СТЕКЛОВ, А. К. ЮДИН

**СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ СИСТЕМЫ ФАП
С УЧЕТОМ ВОЗМУЩЕНИЙ**

При построении оптимальной по быстродействию комбинированной системы ФАП, структурная схема которой изображена на рисунке, в качестве объекта служит замкнутый контур управления системы ФАП.



Для синтеза устройства управления требуется решение характеристического уравнения замкнутого контура системы, которое содержит как действительные, так и комплексно-сопряженные корни. Как известно, оптимальное управление объектом, характеристическое уравнение которого имеет комплексные корни, может содержать большое число интервалов управления. Управление таким объектом каждый раз требует специального исследования относительно числа интервалов для каждого конкретного случая и конкретной системы ФАП. Пока не выведены общие зависимости между числом интервалов и мнимой частью комплексных корней. Поэтому целесообразно найти такую структуру оптимальной по быстродействию комбинированной системы ФАП, для синтеза устройства управления которой не требуется решение характеристического уравнения замкнутого контура [1-3].

Такие возможности представляются в оптимальной по быстродействию комбинированной системе ФАП, структурная схема которой изображена на рис. а. Эта система с переменной структурой. В системах такого типа разомкнутый канал состоит из устройства управления и цепи замкнутого контура комбинированной системы ФАП, имеющей оператор $K_2(p)$.

Замкнутый контур представляет собой систему ФАП с принципом управления по отклонению. Переключающим устройством является логический коммутатор ЛК, управляемый сигналом $\Delta\varphi(t)$ и $q(t)$ с выхода блока переключения моментов БПМ сигнала управления и стоящий в замкнутом контуре управления. Устройство управления состоит из логического коммутатора ЛК и блока переключения моментов БПМ сигнала управления, реализующего алгоритм оптимального управления разомкнутой системой ФАП.

При подаче на вход комбинированной системы ФАП задающего воздействия типа скачка $\alpha(t) = 1(t)$ сигнал, появляющийся на выходе БПМ, ставит ЛК в такое положение, когда на вход звена с оператором $K_2(p)$ поступает управляющее воздействие $[\Delta\varphi_1(t) + q(t)] = \Sigma(t) = q(t)$, ЛК не пропускает сигнал $\Delta\varphi_1(t)$ при $q(t) \neq 0$. Алгоритм оптимального воздействия имеет несколько интервалов управления (в зависимости от порядка дифференциального уравнения объекта, переходный процесс которого оптимизируется), в течение которых обеспечивается оптимальный переходный процесс, а ошибка уменьшается до нуля без перерегулирования за минимальное время. Таким образом, при $q(t) \neq 0$ ЛК размыкает замкнутый контур системы ФАП и замыкает оптимальную по быстродействию разомкнутую систему. Она работает только в переходном режиме комбинированной системы ФАП, обеспечивая быстродействие и не влияя на устойчивость. При $q(t) = 0$ логический коммутатор ЛК размыкает оптимальную по быстродействию разомкнутую систему и замыкает систему с принципом управления по отклонению $\Sigma(t) = \Delta\varphi_1(t) = K_1(p)\Delta\varphi(t)$. Замкнутый контур комбинированной системы ФАП работает в следящем режиме, обеспечивая заданную динамическую точность управления в установившемся режиме.

При таком способе построения комбинированной системы ФАП в процессе переключения имеет место разрыв цепи замкнутого контура. Влиянием переключения на переходный процесс можно пренебречь без ущерба для решения задачи управления, так как время срабатывания переключающего устройства незначительно по сравнению с инерционностью системы ФАП.

Такой способ построения оптимальных по быстродействию комбинированных систем ФАП открывает новые возможности в упрощении синтеза и реализации алгоритмов оптимального управления и построения высокоточных быстродействующих систем ФАП. Выбирая соответствующим образом объект разомкнутой системы, можно упростить расчет и реализацию устройства управления. Важным преимуществом такой структуры оптимальной по быстродействию комбинированной системы ФАП является то, что для синтеза устройства управления не требуется решения характеристического уравнения замкнутого контура, который в реальных системах всегда содержит комплексные корни. Вид оператора $K_1(p)$ замкнутого контура можно подобрать, выбрав точку ввода ЛК в замкнутый контур, чтобы характеристическое уравнение объекта, переходный процесс которого оптимизируется, не имело комплексных корней и было низкого порядка.

Таким образом, разработанная структурная схема оптимальной по быстродействию комбинированной системы ФАП позволяет выбирать наиболее простой алгоритм оптимального управления, содержащий два или три интервала управления независимо от порядка дифференциального уравнения замкнутого контура. При этом реализация устройства управления обеспечивается достаточно простыми техническими средствами.

Список литературы: 1. Гостев В.И., Стеклов В.К. Системы автоматического управления с цифровыми регуляторами. К.: Радиоаматор, 1998. 704 с. 2. Зайцев Г.Ф., Стеклов В.К. Комбинированные следящие системы. К.: Техника, 1978. 264 с. 3. Игнатов В.А., Стеклов В.К., Уваров Р.В. Корреляция нелинейных автоматических систем. К.: Техніка, 1993. 192 с.

Государственный университет
информационно-коммуникационных технологий,
г. Киев

Поступила в редколлегию 17.03.2005

В. И. БОРЩ, д-р техн. наук, В. В. КОВАЛЬ, канд. техн. наук,
Ю. Г. ТУМАНОВ, канд. техн. наук, Е. И. КОРШУН

ЗАМКНУТЫЕ КРИВЫЕ ПРЕДЕЛЬНЫХ ЦИКЛОВ ОПТИМАЛЬНЫХ ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ ОБЪЕКТОВ С ПЕРИОДИЧЕСКИМ ПО ФАЗОВОЙ КООРДИНАТЕ УПРАВЛЯЮЩИМ ВОЗДЕЙСТВИЕМ

Введение

Теория линейных и нелинейных колебаний достаточно хорошо известна, например, монографиями [1-4]. Задачи этой теории исследуют процессы в колебательных объектах при наличии или отсутствии возмущающей силы, зависящей от независимой переменной, скажем, t – времени.

В технических приложениях ряд колебательных объектов в зависимости от функции времени содержит возмущающую силу, которая является функцией координаты объекта. Типичным примером такого объекта являются ведомые устройства синхронизации телекоммуникационных сетей и информационных инфраструктур с фазовой автоподстройкой частоты [5-7].

Математической моделью подобных объектов может служить неоднородное дифференциальное уравнение вида

$$a_2 \cdot \frac{d^2 \varphi(t)}{dt^2} + f \left[\varphi(t), \frac{d\varphi(t)}{dt}, u \right] = 0, \quad (1)$$

где $\varphi(t)$ – фазовая координата объекта; $f_1[\varphi(t)]$ – упругая сила, являющаяся нелинейной функцией фазовой координаты $\varphi(t)$ в функции f ; $f_2 \left[\frac{d\varphi(t)}{dt} \right]$ – сила сопротивления, которая является нелинейной функцией скорости фазовой координаты $\varphi(t)$ в функции f ; $f_3(u) = UF[\varphi(t)]$ – возмущающая сила в функции f , которая является периодической, зависимой от фазовой координаты $\varphi(t)$; a_2 – постоянный коэффициент; U – амплитуда периодической функции $f_3(u)$.

Исследования оптимальных по быстродействию колебательных объектов управления (КОУ) с периодическим по фазовой координате управляющим воздействием, поведение которых описывается уравнением (1), в литературе не известны и подлежат рассмотрению в данной статье.

Постановка задачи

1. В дифференциальном уравнении (1) имеется решение, которое будет периодической функцией

$$u[\varphi(t)] = U \cdot F[\varphi(t)] = U \cdot F[\varphi(t) + nT_\varphi], \quad \forall n = \overline{1, \infty}, \quad (2)$$

где T_φ – период колебаний, обусловленный воздействием на объект управляющей периодической силы $u[\varphi(t)]$.

Например, в системах фазовой автоподстройки частоты (СФАПЧ) выходное напряжение фазового детектора (ФД) $u_{\text{ФД}}(t) = U \cdot F[\varphi(t)]$ зависит от разности фаз φ . Функция $F[\varphi(t)]$, называемая дискриминационной характеристикой ФД, является периодической с периодом $T_\varphi = 2\pi$. Форма характеристики $F(\varphi)$ зависит от схемы ФД. Обычно периодическая дискриминационная характеристика ФД является гармонической, треугольной, прямоугольной, трапециевидной и т.д. На рис.1 показана прямоугольная дискриминационная характеристика ФД, описываемая уравнением $F(\varphi) = \text{sign} \sin \varphi(t)$.

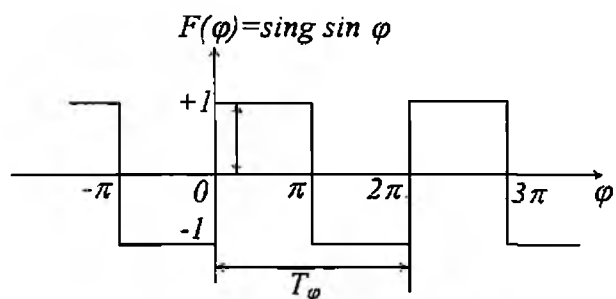


Рис. 1

2. В оптимальных по быстродействию объектах [5-7] управляющее воздействие (2) при $U=1$ будет равно $u[\varphi(t)] = +1$ или $u[\varphi(t)] = -1$.

3. Качественную теорию дифференциальных уравнений ввел в теорию колебаний акад. А.А. Андронов, при этом были сформулированы представления о фазовом пространстве, о замкнутой кривой предельного цикла (ЗКПЦ), об особых точках решения дифференциальных уравнений и др. Понятие

предельный цикл в теорию колебаний ввел французский математик А. Пуанкаре [1].

Динамическое состояние объекта в каждый момент времени определяется значениями фазовых координат объекта $\left(\varphi(t) \text{ и } \omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \right)$, которые составляют, в общем случае, фазовое пространство Φ (в рассматриваемом примере – фазовую плоскость). В этом фазовом пространстве Φ координаты φ, ω, \dots определяют вектор фазового состояния. Задание начального фазового состояния и управляющей силы $u_{\Phi D}(t)$ однозначно определяют динамику объекта, что интерпретируется как движение фазовой (ФТ) или изображающей точки (ИТ) из начального положения в конечное.

Если определить термин предельный цикл как бесконечное множество конечных решений $\varphi(t)$ уравнения (1), то их непрерывная совокупность и определит предельный цикл, т.е. они составят простую замкнутую кривую предельного цикла (ЗКПЦ).

Обычно предельные циклы [8] определяются как ω -предельные множества решений в некоторой области фазового пространства. В этом случае предельные циклы определены как множество конечных точек решений $\varphi(t)$ – точек K фазового пространства, при условии, если существует такая неограниченно-возрастающая последовательность значений для $t > T_0$, что $t_1, t_2, \dots, t_i; \lim_{i \rightarrow \infty} t_i = \infty$; при которой $\lim_{i \rightarrow \infty} \varphi(t_i) = K$. Совокупность всех

ω -предельных точек решения $\varphi(t)$ называется его предельным множеством.

Допустимые фазовые траектории заканчиваются на простой замкнутой кривой, называемой также циклом. Замкнутый контур представляет собой устойчивый предельный цикл и означает наличие в КОУ устойчивых вынужденных колебаний под управляющим воздействием. Кривая определяется изолированным решением исходного уравнения (1) и обязательно должна быть замкнутой. Фазовая плоскость КОУ разбивается замкнутой кривой предельного цикла на две области: 1) внутреннюю и 2) внешнюю. Состояние КОУ внутри замкнутой кривой определяется энергией управляющего периодического воздействия, причем эта энергия вызывает силу, которая заставляет ИТ, попавшую внутрь замкнутой кривой предельного цикла, стремиться к стационарным вынужденным колебаниям. Фазовые траектории, находящиеся снаружи замкнутой кривой предельного цикла, “наматываются” снаружи на ЗКПЦ.

Замкнутые кривые предельного цикла

В фазовом пространстве состояний объекта управления замкнутые фазовые траектории отвечают ЗКПЦ, которые обусловлены как автоколебаниями (свободными колебаниями), так и воздействием энергии управляющего возбуждения $u(\varphi)$, вызывающей вынужденные колебания в динамике и статике.

Утверждается, что при решении уравнения (1), с учетом оптимальности по быстродействию, существует периодическая управляющая возмущающая сила в функции фазовой координаты $u(\varphi) = U \cdot F[\varphi(t)]$ такая, что соответствующая ей фазовая траектория представляет собой простую замкнутую кривую [2] предельного цикла [5–7].

Теорема 1. При решении уравнения (1) существует допустимая периодическая в функции фазовой координаты объекта $u(\varphi) = U \cdot F[\varphi(t)]$ управляющая сила такая, что соответствующая ей в статическом режиме фазовая траектория представляет собой простую замкнутую кривую предельного цикла вынужденного колебания, определяемого энергией управляющего воздействия $u(\varphi)$ и параметрами математической модели объекта управления.

Доказательство теоремы 1. Для доказательства теоремы необходимо преобразовать математическую модель объекта. С этой целью представим уравнение (1) в виде системы двух дифференциальных уравнений первого порядка:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi(t)}{dt} = K[\varphi(t), \omega(t)], \\ \frac{d\omega(t)}{dt} = P\{\varphi(t), \omega(t), u[\varphi(t)]\}; \end{cases} \quad (3)$$

где $P\{\varphi(t), \omega(t), u[\varphi(t)]\} = -\frac{1}{a_2} \cdot f\left\{\varphi(t), \frac{d\varphi(t)}{dt}, u[\varphi(t)]\right\}$ – нелинейная функция фазовой координаты $\varphi(t)$, ее первой производной $\omega(t)$ и управляющей силы $u[\varphi(t)]$.

Уравнения изображающих точек на плоскости φ, ω можно получить исключением времени из системы (3), а затем интегрированием:

$$\frac{d\varphi(t)}{d\omega(t)} = \frac{K[\varphi(t), \omega(t)]}{P\{\varphi(t), \omega(t), u[\varphi(t)]\}}. \quad (4)$$

Независимо от формы дискриминационной характеристики ФД (гармонической, прямоугольной, треугольной, трапециевидной и т.п.), который формирует управляющее возмущение, являющееся периодической функцией фазовой координаты, фазовые траектории КОУ будут обязательно заканчиваться на простой замкнутой кривой. Управляющее воздействие однозначно определяет движение изображающей точки КОУ. Вид замкнутых кривых определяется характеристиками КОУ и различными параметрами управляющего возмущения (форма, амплитуда, фаза, частота) и не зависит от начальных условий положения ИТ. Координаты начальных условий ИТ влияют лишь на длительность режимов переходных процессов в КОУ.

В качестве примера фазовой траектории рассмотрим уравнение, полученное из уравнения (4) для случая консервативного КОУ с комплексносопряженными корнями характеристического полинома:

$$\frac{d^2\varphi(t)}{dt^2} + \frac{d\varphi(t)}{dt} = u[\varphi(t)], \quad (5)$$

которое может быть представлено в виде следующей системы:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\varphi(t)}{dt} \\ \frac{d\omega(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \varphi_1(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ u[\varphi(t)] \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Решение системы (6) при оптимальном управлении $u = +1$ или $u = -1$ будет:

$$\begin{cases} \varphi(t) = (\Phi_{3K} \pm 1) \cos t + \Omega_{3K} \sin t, \\ \omega(t) = -(\Phi_{3K} \pm 1) \sin t + \Omega_{3K} \cos t, \end{cases} \quad (7)$$

где Φ_{3K}, Ω_{3K} – соответствующие координаты на точке ЗКПЦ.

Из системы (7), исключив независимую переменную и выполнив несложные преобразования, получим уравнение траектории на фазовой плоскости φ, ω :

$$\left[\varphi_1(t) \pm 1\right]^2 + \omega^2(t) = (\Phi_{3K} \pm 1)^2 + \Omega_{3K}^2. \quad (8)$$

Очевидно, что уравнению (8) на фазовой плоскости φ, ω соответствуют фазовые траектории типа окружности с координатами $O_{+1}(+1, 0)$ при оптимальном управлении $u = +1$ и $O_{-1}(-1, 0)$ - при $u = -1$. Полученные окружности, в соответствии с теорией нелинейных колебаний [1-4], для знакопеременной дискриминационной характеристики ФД с периодом $T_\varphi = 2\pi$, при амплитуде, равной $R_\varphi = 1$, являются окружностями, соответствующими направленному движению с линейной скоростью $2\pi R_\varphi$. В статике изображающая точка не стремится к точке с координатами $\varphi_{3K}(t) = \Phi_{3K} = 0; \omega_{3K}(t) = \Omega_{3K} = 0$ при свободных колебаниях. В объекте управления будут возникать вынужденные колебания за счет периодичности характеристик управляющего возбуждения. Такая особенность траекторий ИТ на фазовой плоскости, вызванная воздействием периодического управляющего возбуждения, обуславливает кинематику изображающей точки в статике.

Теорема 1 доказана.

Теорема 2. Если существует оптимальное по быстродействию допустимое периодическое по фазовой координате управляющее воздействие $u(\varphi)$ ($u = +1$ или $u = -1$ $O_1(+1, 0)$ $O_{-1}(-1, 0)$), то соответствующая фазовая траектория представляет собой с внешней стороны простую замкнутую кривую предельного цикла из начального состояния X_0 (X'_{10} или X''_{20}) на его произвольную точку X_{3K} (X'_{3K} или X''_{3K}).

Доказательство теоремы 2. На основании оптимального по быстродействию управления $u = +1$ или $u = -1$ с простой ЗКПЦ имеем две окружности с $O_{+1}(+1, 0)$ и $O_{-1}(-1, 0)$, которые соприкасаются в точке начала координат. Следовательно, необходимо доказать наличие кривой, переводящей начальную точку X'_0 или X''_0 на любую точку на ЗКПЦ с подвижным правым концом X'_{3K} или X''_{3K} .

В силу условия трансверсальности векторов Ψ'_1 или Ψ''_1 , которые составляют в точке нормали к касательной окружности $O_1(+1, 0)$ и $O_{-1}(-1, 0)$ в точках X'_{3K} или X''_{3K} , выбираем один из двух векторов $(-\cos t, \sin t)$, $(\cos t, \sin t)$, первый из которых определяет движение к центру окружностей $O_1(+1, 0)$ или $O_{-1}(-1, 0)$, а второй - в обратном направлении. В связи с этим обстоятельством оптимальная по быстродействию траектория будет в точке Ψ'_1 или Ψ''_1 , которая расположена внутри окружностей $O_1(+1, 0)$ $O_{-1}(-1, 0)$ ЗКПЦ. Вектор фазовой скорости $f[X_{3K}(T_{3K}), u(T_{3K})]$ в этой точке будет направлен или к центру окружностей $O_1(+1, 0)$, $O_{-1}(-1, 0)$, или касательно к этим окружностям в точках X'_{3K} или X''_{3K} ЗКПЦ (рис. 2).

Обеспечим выполнение основных положений принципа максимума [9].

В соответствии с этими положениями для оптимальности по быстродействию управления $u(\varphi)$ и траектории необходимо существование такой ненулевой непрерывной дополнительной вектор-функции $\psi(t)$, которая отвечает функциям $u(\varphi)$ и $x(t)$, чтобы для всех t , $T_0 \leq t \leq T_{3K}$ функция Гамильтона $H[\psi(t), \chi(t), u(t)]$ достигала в точке $u = u(\varphi)$ максимума:

$\{\psi(T_{3K}), f[x(T_{3K}), u(T_{3K})]\} = [\psi(T_{3K}), x(T_{3K}), u(T_{3K})] = M[\psi(t), x(t)]$ (9) где T_0 и T_{3K} - соответствуют изображающей точке в начальной точке $x'(t_0) = X_0$ или X''_0 и в положении точки замкнутой кривой граничного цикла; $x(T_{3K}) = X'_{3K}$ или X''_{3K} - это соответствующая точка на ЗКПЦ $x(T_{3K})$; $M(\psi, x)$ - верхняя грань значений функции ψ и x ,

$$M[\psi, X] = \sup_{u \in U_{\text{дон}}} H(\psi, x, u). \quad (10)$$

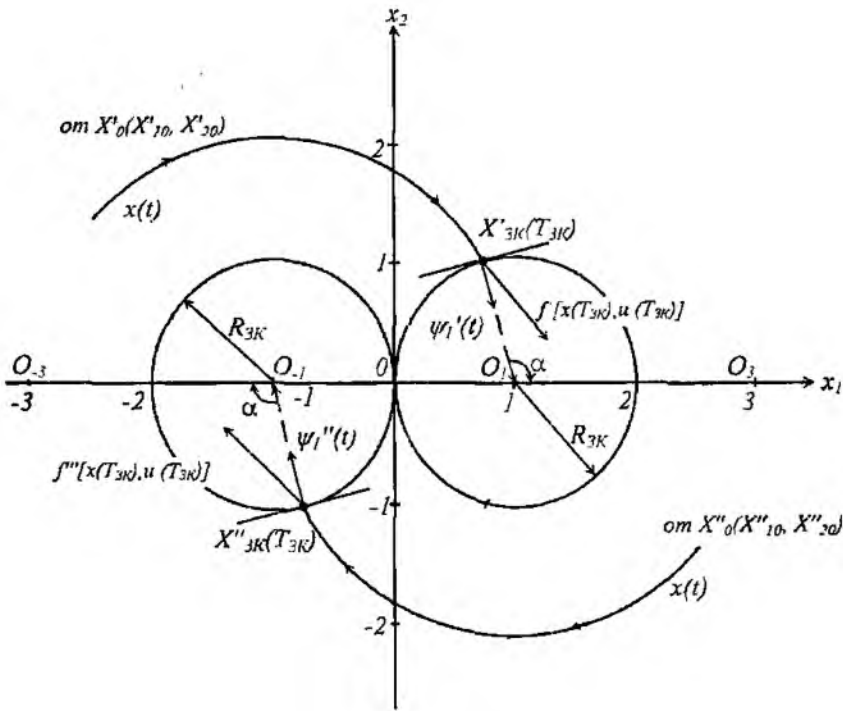


Рис. 2

В конце оптимального по быстродействию интервала T_{3K} выполнялось условие

$$M[\psi(T_{3K}), X(T_{3K})] \geq 0. \quad (11)$$

Определим в качестве $\psi(T_{3K})$ вектор

$$\psi_1(T_{3K}) = (-\cos \alpha, -\sin \alpha), \quad (12)$$

который направлен по радиусу к центру окружности $O_{+1}(1,0)$ и $O_{-1}(-1,0)$.

Таким образом, любое оптимальное по быстродействию управление $u(\varphi)$ переводит фазовую траекторию на произвольную точку окружности O_{+1} и O_{-1} :

$$X_{3K} = (R \cos \alpha, R \sin \alpha) \quad (13)$$

и попадает на точку ЗКГЦ. Теорема 2 доказана.

Теорема 3. Пусть две окружности $O_{+1}(1,0)$ и $O_{-1}(-1,0)$, ограниченные замкнутыми кривыми предельных циклов, представляют собой две вынужденные траектории от управляющего возбуждения $u = +1$ и $u = -1$, проходящие через начало координат фазовой плоскости x_1, x_2 . Для такой системы ЗКПЦ является смежной парой $L^\circ = I_+^c U I_-^c = I_+^c U O I_-^c$ (парой половинных окружностей II и IV квадрантов).

Доказательство теоремы 3. В правой стороне окружности во II квадранте с $u = +1$ ИТ движется по часовой стрелке и попадает в начало координат, для чего требуется π временных единиц. Отсюда противоречие требованию необходимых условий, в соответствии с которыми оптимальное управляющее возбуждение не может оставаться постоянным больше π временных единиц. Таким образом, окружность в I квадранте не может быть линией переключения ЗКГЦ. Полуокружность I_+^c является кривой с геометрическим местом точек (x_1, x_2) , в которых ИТ может быть переведена в (X_{13K}, X_{23K}) с помощью управляющего возбуждения $u = +1$:

$$I_+^c = [(x_1, x_2) : (x_1 + 1)^2 + x_2^2 = 1, x_2 < 0]. \quad (14)$$

В правой стороне окружности в IV квадранте с $O_{-1}(-1,0)$ с помощью управляющего возбуждения $u = -1$ ИТ проходит по часовой стрелке и попадает в начало координат, следовательно, это кривая переключения ЗКПЦ; а окружность в III квадранте не может быть кривой переключения ЗКПЦ.

Полуокружность L_-^0 является кривой с геометрическим местом точек (x_1, x_2) , которые могут быть переведены в $(X'_{1ЗК}, X'_{2ЗК})$ ЗКПЦ с помощью управляющего возбуждения $u = -1$:

$$L_-^0 = [(x_1, x_2) : (x_1 - 1)^2 + x_2^2 = 1, x_2 > 0]. \quad (15)$$

Две кривые L_-^0 и L_+^0 ИТ фазовой плоскости x_1, x_2 в соответствии с уравнениями (14) и (15) переводят изображающую точку на ЗКПЦ при управляющем возбуждении $u = +1$, или $u = -1$, которое определяет выражение смежной пары:

$$L_+^0 \cup O \cup L_-^0 = L_+^0 \cup L_-^0 = L^0. \quad (16)$$

Смежная пара L^0 в формуле (14) является кривой переключения управляющих возбуждений при $u = +1$ или в формуле (15) – при $u = -1$ (рис. 3).

Доказательство теоремы 3 завершено.

Из теоремы 3.

Следствие 1. Очевидно, что L_+^0 – это множество состояний, которые могут перевести ИТ на ЗКПЦ максимум за π временных единицы управлением $u = +1$ (полуокружность при $x_2 < 0$); а L_-^0 – аналогично управлением $u = -1$ (полуокружность при $x_2 > 0$).

Теорема 4. При существовании оптимального по быстродействию управления объектами с периодическими фазовыми координатами

$$\begin{cases} \frac{d\varphi(t)}{dt} = f\{\varphi(t), u[\varphi(t)]\}; \\ u_{opt}[\varphi(t)] = u\{F[\varphi(t)] + 0\} = u\{F[\varphi(t)] + T_\varphi\} \end{cases} \quad (17)$$

предельные циклы являются оптимальными, а неоптимальным управлениям соответствуют, в случае их существования, неоптимальные предельные циклы.

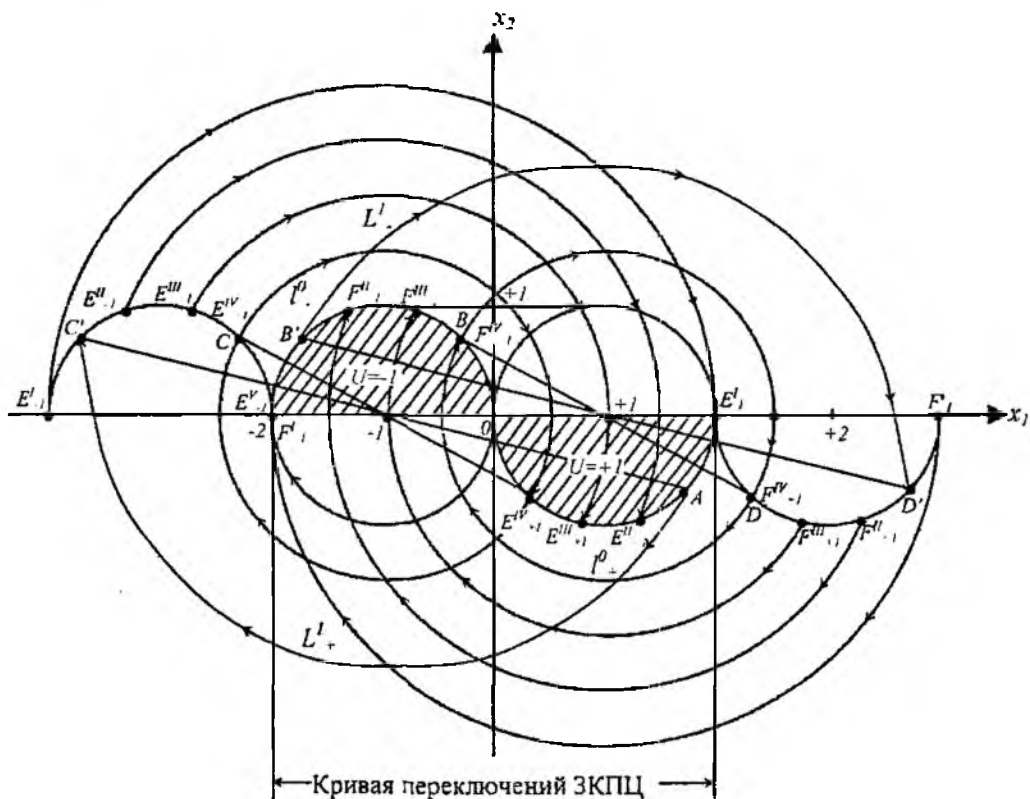


Рис. 3

Доказательство теоремы 4. Пусть кроме оптимального по быстродействию управления объектом (17) существует и неоптимальное, в том числе и кусочно-постоянное управление. Пусть также существует оптимальный предельный цикл, которому соответствуют ЗКПЦ, а также неоптимальный предельный цикл.

Таким образом, интегральный критерий для оптимального управления будет:

$$J_{\text{опт}} = \int_{T_0}^{T_{\text{зк}}} 1 dt \rightarrow \text{мин} \quad (18)$$

и

$$J_{\text{неопт}} = \int_0^{T'_{\text{зк}}} 1 dt \quad (19)$$

для неоптимального управления.

Из анализа точек на ЗКПЦ, согласно принципу максимума [9], единственное оптимальное по быстродействию управление будет обеспечивать перевод ИТ на ЗКПЦ за минимальное время (18), следовательно:

$$J_{\text{опт}} < J_{\text{неопт}} \quad (20)$$

Это обстоятельство показывает существование оптимального управления из компактного множества допустимых управлений, что является доказательством теоремы 4.

Выводы

Рассмотрены особенности ЗКПЦ ведомых устройств синхронизации телекоммуникационных сетей, построенных на основе систем фазовой автоподстройки частоты с периодическими по фазовой координате управляющими воздействиями.

Выполнена постановка задачи исследования оптимальных по быстродействию объектов с периодическим по фазовой координате управляющим воздействием.

Сформулированы и доказаны теоремы о фазовых траекториях, представляющих собой простую замкнутую кривую предельного цикла, о возмущающем воздействии, обеспечивающем колебания за счет периодичности характеристики фазового детектора в оптимальной по быстродействию системе фазовой автоподстройки частоты.

Список литературы: 1. Андронов А.А., Витт А.А., Хаїкин С.Э. Теория колебаний. М.: Фазматчиз, 1959. 2. Булгаков Б.В. Колебания. М.: Гостехиздат, 1954. 3. Малкин И.Г. Методы Ляпунова и Пуанкаре в теории нелинейных колебаний. М.: Гостехиздат, 1949. 4. Крылов Н.М., Богомолов Н.Н. Введение в нелинейную механику. К.: Изд. АН УССР, 1937. 5. Бориц В.И., Гайдар В.П., Коваль В.В., Лесовой И.П. Тактовая синхронизация в интегральных цифровых сетях электросвязи. К.: Наук. думка, 1998. 202с. 6. Бориц В.И., Коваль В.В., Костик Б.Я., Кориун С.І., Туманов Ю.Г. Теоретичні рішення проблеми управління в оптимальних за швидкістю веденнях пристроях синхронізації з фазовим автопідстроюванням частоти // Праці УНДПРТ. 2004. №1 (37). С. 40-46. 7. Бориц В.И., Коваль В.В., Костик Б.Я. Колебания в оптимальных по быстродействию системах радиоавтоматики // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2002. Вып.128. С. 219-225. 8. Понтрягин Л.С. Обыкновенные дифференциальные уравнения. М.: Гостиздат; Физ.-мат. лит.-ра, 1961. 312с. 9. Понтрягин Л.С., Болтянский В.Г., Гамкрелидзе Р.В., Мищенко Е.Ф. Математическая теория оптимальных процессов. М.: Наука, 1969. 384 с.

Харьковский университет Воздушных Сил

Поступила в редколлегию 05.04.2005

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СОСТОЯНИЯ НЕСТАЦИОНАРНОЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Многие из реально протекающих в телекоммуникационных системах (ТКС) процессов не удается представить в виде стационарного вероятностного объекта, что не только исключает возможность использования обычно применяемых допущений об эргодичности, но и значительно затрудняет выбор адекватного математического аппарата.

Традиционным для нестационарных процессов является использование гипотезы о локальной стационарности процесса (ЛСП), при невыполнении которой производят соответствующую коррекцию используемых алгоритмов обработки сигналов или управления сетевыми элементами и сетями. Так, в технологии IEEE 802.11 в момент перехода на иной участок ЛСП осуществляется коррекция режимов фрагментации и скорости передачи; в самой сети нестационарность трафика вызывает необходимость реконфигурации и коррекции маршрутных таблиц и др.

Простейшей процедурой, позволяющей отслеживать нестационарность, является формирование и обработка выборки по тем параметрам, по которым следует ожидать эту нестационарность. Чаще всего этот метод и используется на практике, однако при всей его простоте он имеет, по крайней мере, два серьезных недостатка: зависимость конечного результата от объема выборки и потерю времени на накопление этой выборки. Более продуктивным является использование моделей, представленных в пространстве состояний.

Таким образом, назначением синтезируемой модели является задача оптимального оценивания моментов случайных скачкообразных изменений параметров сигналов, процессов и режимов сетевых элементов в ТКС. Сформулируем данную задачу в следующем виде. Будем считать, что наблюдается векторный случайный процесс:

$\bar{y}(t) = \bar{s}(\bar{x}, \bar{\tau}, t) + \bar{\eta}(t)$ ($t > 0$), (1) где функция $\bar{s}(\bar{x}, \bar{\tau}, t)$ претерпевает скачкообразные изменения в случайные упорядоченные моменты времени $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_M$, образующие вектор параметров $\bar{\tau}$:

$$\bar{s}(\bar{x}, \bar{\tau}, t) = \begin{cases} \bar{s}_0(\bar{x}, t) & \text{при } t \leq \tau_1, \\ \bar{s}_n(\bar{x}, t) & \text{при } \tau_n < t \leq \tau_{n+1} \quad (n = \overline{1, M-1}), \\ \bar{s}_M(\bar{x}, t) & \text{при } \tau_M < t \end{cases}$$

где $\bar{s}_0(\bar{x}, t), \bar{s}_1(\bar{x}, t), \dots, \bar{s}_M(\bar{x}, t)$ – некоторые заданные функции времени t и информационного сигнала $\bar{x}(t)$; $\bar{\eta}(t)$ – вектор белых гауссовых шумов, статистически независимых от $\bar{x}(t)$, $\bar{\tau}$ с нулевыми средними значениями и матрицей интенсивностей $N(t)$.

Можно также предположить, что в моменты времени $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_M$ происходят скачкообразные изменения параметров самого сигнала $\bar{x}(t)$. Таким образом, можно рассмотреть модель нестационарного канала с нестационарным сигналом с псевдослучайно прыгающей рабочей частотой (ППРЧ).

При этом будем полагать, что $\bar{x}(t)$ – случайный марковский процесс, априорная плотность вероятностей которого при фиксированном значении $\bar{\tau}$ описывается уравнениями:

$$P(\bar{x}, t | \bar{\tau}) = \begin{cases} P_0(\bar{x}, t) & \text{при } t \leq \tau_1, \\ P_n(\bar{x}, t) & \text{при } \tau_n < t \leq \tau_{n+1} \quad (t > 0), \\ P_M(\bar{x}, t) & \text{при } \tau_M < t \end{cases} \quad (2)$$

$$\partial P_j(\bar{x}, t) / \partial t = L_j P_j(\bar{x}, t), \quad P_j(\bar{x}, t) \Big|_{t=0} = P_j(\bar{x}) \quad (n = \overline{1, M-1}; j = \overline{0, M}),$$

где операторы $L_j(\cdot)$ известны и определяют эволюцию плотности вероятностей сигнала $\bar{x}(t)$ в промежутках между скачками. Априорную плотность вероятностей случайного вектора $\bar{\tau}$ также будем считать заданной и равной $P_{\bar{\tau}}(\bar{\tau})$.

При этом будем предполагать, что априорная плотность вероятностей $P_{\tau_1}(\tau_1)$ момента появления первого скачка нестационарности может иметь произвольный вид на интервале $-\infty < \tau_1 < \infty$, а условные априорные плотности вероятностей других моментов τ_n при заданных значениях предыдущих моментов равны:

$$P_{\tau_n}(\tau_n | \tau_{n-1}, \tau_{n-2}, \dots, \tau_1) = P_{\tau_n/\tau_{n-1}}(\tau_n | \tau_{n-1}) \quad (n = \overline{2, M}). \quad (3)$$

Кроме того, предположим, что вероятность появления в момент времени t каждого n -го скачка при условии, что к этому моменту времени уже появилось $n-1$ скачков, не зависит от τ_{n-1} :

$$P_{\tau_n}(\tau_n = t | \tau_{n-1} < t \leq \tau_n; \tau_{n-1}) = P(\tau_n = t | \tau_{n-1} < t \leq \tau_n) \quad (n = \overline{2, M}). \quad (4)$$

Заметим, что при таких ограничениях априорную плотность вероятностей момента появления первого скачка $P_{\tau_1}(\tau_1)$ при $\tau_1 > 0$ и условные плотности вероятностей моментов появления других скачков перехода на новый уровень ЛСП можно представить в экспоненциальном виде:

$$P_{\tau_1}(\tau_1) = \int_0^{\infty} P_{\tau_1}(u) du v_0(\tau_1) \exp \left\{ - \int_0^{\tau_1} v_0(t') dt' \right\}, \quad (5)$$

$$P_{\tau_n/\tau_{n-1}}(\tau_n | \tau_{n-1}) = v_{n-1}(\tau_n) \exp \left\{ - \int_{\tau_{n-1}}^{\tau_n} v_{n-1}(t') dt' \right\}$$

$$(\tau_1 > 0; \tau_n > \tau_{n-1}; n = \overline{2, M}),$$

где $v_0(t) = P(\tau_1 = t | 0 < t \leq \tau_1) = P_{\tau_1}(t) / \int_t^{\infty} P_{\tau_1}(u) du$,

$$v_{n-1}(t) = P(\tau_n = t | \tau_{n-1} < t \leq \tau_n) = P_{\tau_n/\tau_{n-1}}(\tau_n | \tau_{n-1}) / \int_t^{\infty} P_{\tau_n/\tau_{n-1}}(u | \tau_{n-1}) du \quad (t > 0; n = \overline{2, M}).$$

Данная модель (5) позволяет использовать рекуррентные процедуры, что во многом облегчает задачу обнаружения нестационарности.

Конечная задача состоит в том, чтобы по реализации \bar{y}_0^t наблюдаемого на интервале времени $(0, t)$ процесса $\bar{y}(t)$ найти оценку $\hat{\bar{\tau}} = (\hat{\tau}_1, \hat{\tau}_2, \dots, \hat{\tau}_M)^T$ вектора $\bar{\tau}$, оптимальную в смысле минимума среднего квадрата ошибки $\left\langle \left(\bar{\tau} - \hat{\bar{\tau}} \right)^T \left(\bar{\tau} - \hat{\bar{\tau}} \right) \right\rangle$, где T — знак транспонирования, скобки $\langle \dots \rangle$ означают статистическое усреднение.

Сократить задержки и затраты на обработку выборки параметров сигналов в текущем времени позволяют методы марковской теории оптимальной нелинейной фильтрации [1]. непосредственное использование которой также затруднительно. Однако в применении к оцениванию векторного параметра $\bar{\tau}$, образованного из случайных моментов скачков, данная теория развита недостаточно полно. Основная трудность заключается в том, что параметр $\bar{\tau}$ входит нелинейно в уравнения (1), (2). Обычные приближения, разработанные для оценивания марковских сигналов, нелинейно зависящих от случайных параметров, например гауссово приближение или негауссово скользящий адаптивный прием при оценивании совокупности $\{\bar{x}, \bar{\tau}\}$, могут привести к неработоспособности алгоритмов, так как не учитывают, что сигнал $\bar{x}(t)$ претерпевает разрывы в моменты времени $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_M$.

Многоканальные же схемы обработки сигналов, основанные на методе "разделения", при большом числе скачков M или при широком диапазоне возможных значений неизвестных параметров $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_M$ становятся очень сложными и трудно реализуемыми [2].

Вместе с тем, использование вероятностных моделей (3), (4), (5) и рекурсивных процедур оценки позволяет синтезировать конструктивные алгоритмы оценки, моментов к новым участкам ЛСП.

Список литературы: 1. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 387 с. 2. Поповский В. В. Модель управления реструктуризацией телекоммуникационной сети // Радиотехника. 2004. Вып.138. С. 28-34.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 03.03.2005

В. К. СТЕКЛОВ, Л. Н. БЕРКМАН, О. Н. КАРАСЬ

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОЙ ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ САМОНАСТРАИВАЮЩЕЙСЯ КОМБИНИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ФАП

При синтезе оптимальных по быстродействию комбинированных систем ФАП возникает задача компенсации влияния задающего воздействия $\alpha(t)$ и возмущения $L(t)$ на характеристики алгоритма оптимального управления [1-3]. Задачу компенсации влияния воздействий на алгоритм оптимального управления можно свести либо к задаче синтеза оптимальной по быстродействию комбинированной системы ФАП, инвариантной относительно задающего и возмущающего воздействий, либо к задаче синтеза оптимальной по быстродействию самонастраивающейся, комбинированной системы ФАП. На рис.1 изображена структурная схема оптимальной комбинированной системы ФАП, инвариантной относительно воздействий обоих типов.

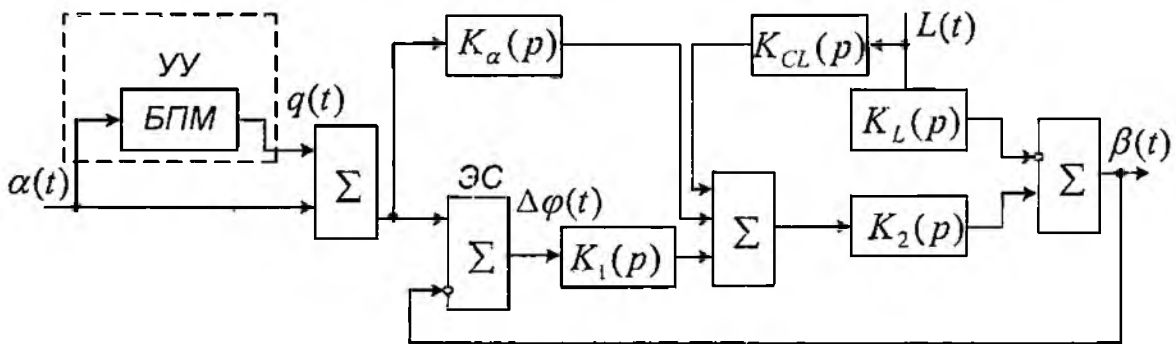


Рис. 1

При синтезе алгоритма оптимального управления в качестве оптимизируемого объекта рассматривается инвариантная относительно обоих типов воздействий комбинированная система ФАП. Методика синтеза алгоритма работы устройства управления такая же, как и в предыдущих задачах. На практике задающее воздействие обычно имеет конечное число производных в динамическом установившемся режиме. Поэтому достаточно повышения порядка астатизма до конечного порядка, чтобы добиться инвариантности относительно задающего воздействия. Полная компенсация возмущающего воздействия возможна лишь при выполнении условий абсолютной инвариантности ошибки относительно возмущающего воздействия и отвечает условию физической реализуемости. В противном случае полная компенсация влияния возмущения невозможна. На практике структурная схема (рис. 1) только в отдельных случаях обеспечивает независимость алгоритма оптимального управления от воздействия обоих видов.

Задачу полной компенсации влияния задающего и возмущающего воздействий на алгоритм оптимального управления решает оптимальная по быстродействию самонастраивающаяся комбинированная система ФАП, структурная схема которой изображена на рис. 2.

Предлагаемая система ФАП содержит замкнутый контур управления – объект, переходный процесс которого оптимизируется; разомкнутый канал управления, обеспечивающий оптимальное по быстродействию управление объектом; дифференциальную связь для косвенно-

го измерения возмущающего воздействия, состоящую из модели звена с оператором $K_i(p)$, характеризующей его динамические свойства, и элемент сравнения.

Отличительной особенностью данной структуры является размещение устройства управления в разомкнутом канале, позволяющего непрерывно корректировать моменты переключения сигнала управления в зависимости от входного и возмущающего воздействий.

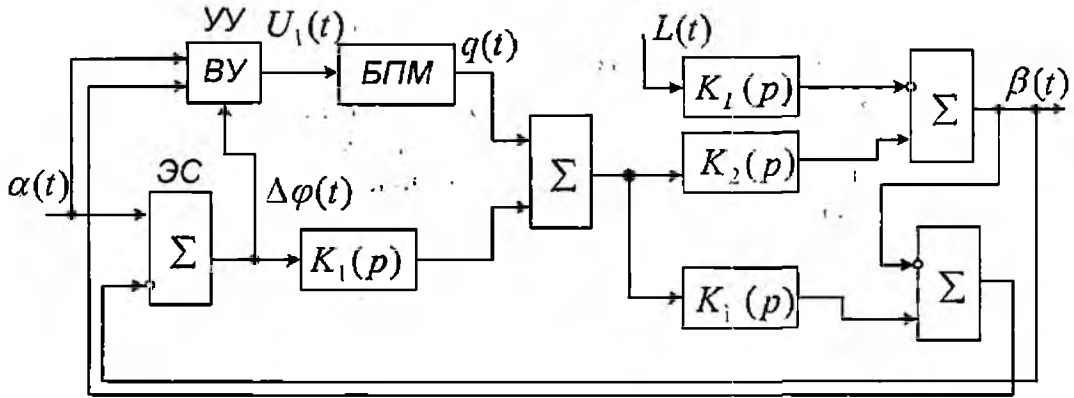


Рис. 2

Устройство управления состоит из двух последовательно соединенных блоков: вычислительного устройства ВУ и блока переключения моментов БПМ. Звено ВУ обеспечивает непосредственное измерение задающего воздействия $\alpha(t)$, возмущающего воздействия $L(t)$, ошибки $\Delta\varphi(t)$ замкнутого контура, расчет алгоритма оптимального управления, выдачу управляющих напряжений U_i , соответствующих значениям моментов переключения t_i , в блок БПМ, который преобразует эти напряжения в соответствующий сигнал управления $q(t)$ необходимой формы.

Рассмотрим работу системы при задающем воздействии, содержащем скачки по положению. Вычислительное устройство построено так, что периодически с шагом Δt измеряются величины $\alpha(t)$, $L(t)$, $\Delta\varphi(t)$. При появлении ошибки $|\Delta\varphi(t)| > 0$, независимо от причины ее возникновения, дается команда рассчитать алгоритм оптимального управления для перевода системы из точки $A(\Delta\varphi_i, \Delta\dot{\varphi}_i, \dots, \Delta\varphi_i^{(n)})$ в точку $B(0, 0, \dots, 0)$, а также управляющее напряжение U_i , в соответствии с моментами переключения t_i и выдать их в БПМ, который по управляющим напряжениям формирует сигнал управления $q(t)$. Этот сигнал действует только во время переходного режима и обеспечивает высокую точность при выполнении условия $t_{\text{пз}} < t_i$, где $t_{\text{пз}}$ – время счета, необходимое для расчета моментов переключения УУ и выдачи управляющих напряжений в звено БПМ; t_i – величина первого момента переключения.

Для обеспечения работоспособности системы целесообразно УУ представлять в виде дискретного блока, включающего две одинаковые схемы измерения входного и возмущающего воздействий, состоящие из порогового устройства ПУ и дешифратора ДС, блока матриц БМ, блока преобразователей БПР. Функциональная схема устройства управления изображена на рис.3. Пороговое устройство представляет собой n параллельно соединенных компараторов и $n - 1$ ключ, каждый из которых подключен к выходам двух рядом стоящих компараторов, имеющих свой порог срабатывания.

Если $\alpha(t) > \alpha_T(t)$, то вырабатывается «1», иначе – «0». Величины табулированных значений порогов компараторов выбирают из условий изменения границ воздействий и достижения необходимой точности управления.

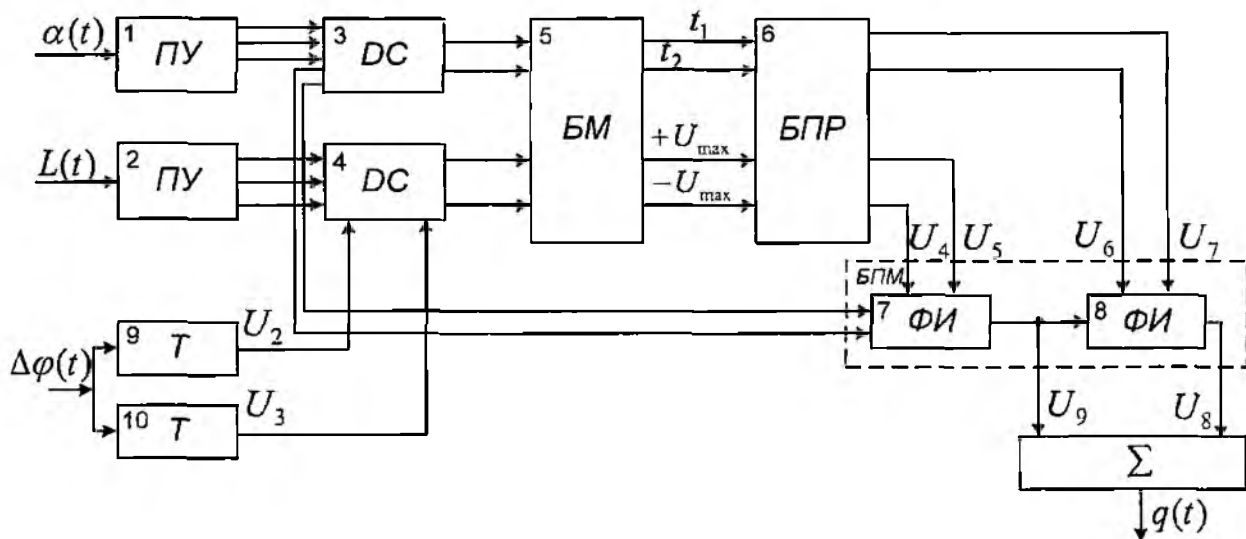


Рис. 3

Дешифратор, на m -й вход которого поступают коды ПУ, на $(m + 1)$ -й, $(m + 2)$ -й входы поступают сигналы с выходов триггеров Т (9 и 10), воздействует на ту или иную выходную цепь в зависимости от входного кода.

Блок матриц состоит из нескольких запоминающих матриц n , количество которых зависит от порядка системы ФАП. Для системы ФАП, описываемой дифференциальным уравнением второго порядка, блок матриц содержит две двумерные матрицы, элементами которых являются элементы двумерных массивов $T_1(\alpha, L)$, $T_2(\alpha, L)$. Массив $T_1(\alpha, L)$ состоит из значений первого момента переключения, посчитанного для каждой пары табулированных значений $\alpha_T(t)$, $L_T(t)$; массив $T_2(\alpha, L)$ – из значений второго момента переключения, рассчитанного аналогичным образом. Кроме того, в двумерной матрице $T_1(\alpha, L)$ в $(m + 1)$ -м и $(m + 2)$ -м элементах хранятся значения максимального сигнала управления обеих полярностей U_{\max} .

Блок преобразователей состоит из нескольких преобразователей «код–напряжение» и усилителей, количество которых определяется порядком системы ФАП. Для системы «напряжение» и два усилителя, коэффициент усиления которых выбирается согласно известной зависимости длительности импульсов формирователей от регулирующего напряжения. Формирователи представляют собой схемы переменной задержки. Блок БПМ состоит из n -формирователей.

Рассмотрим работу самонастраивающейся оптимальной по быстродействию комбинированной системы ФАП (рис.4) при задающем воздействии, содержащем скачки по скорости (частоте). При появлении положительной ошибки $\Delta\varphi(t)$ в системе, содержащей устройство управления в разомкнутом канале управления, срабатывает триггер 10 и вырабатывает положительный импульс U_2 . Передним фронтом импульса дается команда блоку матриц выдать в блок преобразователей значения моментов переключения, величину U_{\max} для данного режима работы. Величины $t_1, t_2, \dots, t_n, U_{\max}$ преобразуются преобразователем

в управляющие напряжения U_4, U_5, U_6, U_7 формирователей импульсов $\Phi И 7, 8$. На формирователь 7 подается управляющее напряжение U_4 , позволяющее сформировать положительный импульс U_7 , амплитуда которого является максимально возможной для элементов замкнутого контура системы ФАП. Регулирующее напряжение U_5 позволяет сформировать такую длительность импульса, чтобы обеспечить максимальное уменьшение рассогласования. При подходе фазы управляемого генератора к согласованному положению отключается напряжение U_5 , своим задним фронтом импульс U_5 запускает формирователь импульсов 8. Управляющие напряжения U_6, U_7 формируют импульс U_9 отрицательной полярности, максимально возможной амплитуды для данной системы ФАП, длительностью t_2 , обеспечивающей плавный подход фазы управляемого генератора к согласованному положению. При отрицательной ошибке срабатывает триггер, который генерирует импульс U_3 . Передним фронтом импульса U_3 дается команда ВУ выдать регулирующие напряжения U_6, U_7 формирователя импульсов 7 и 8.

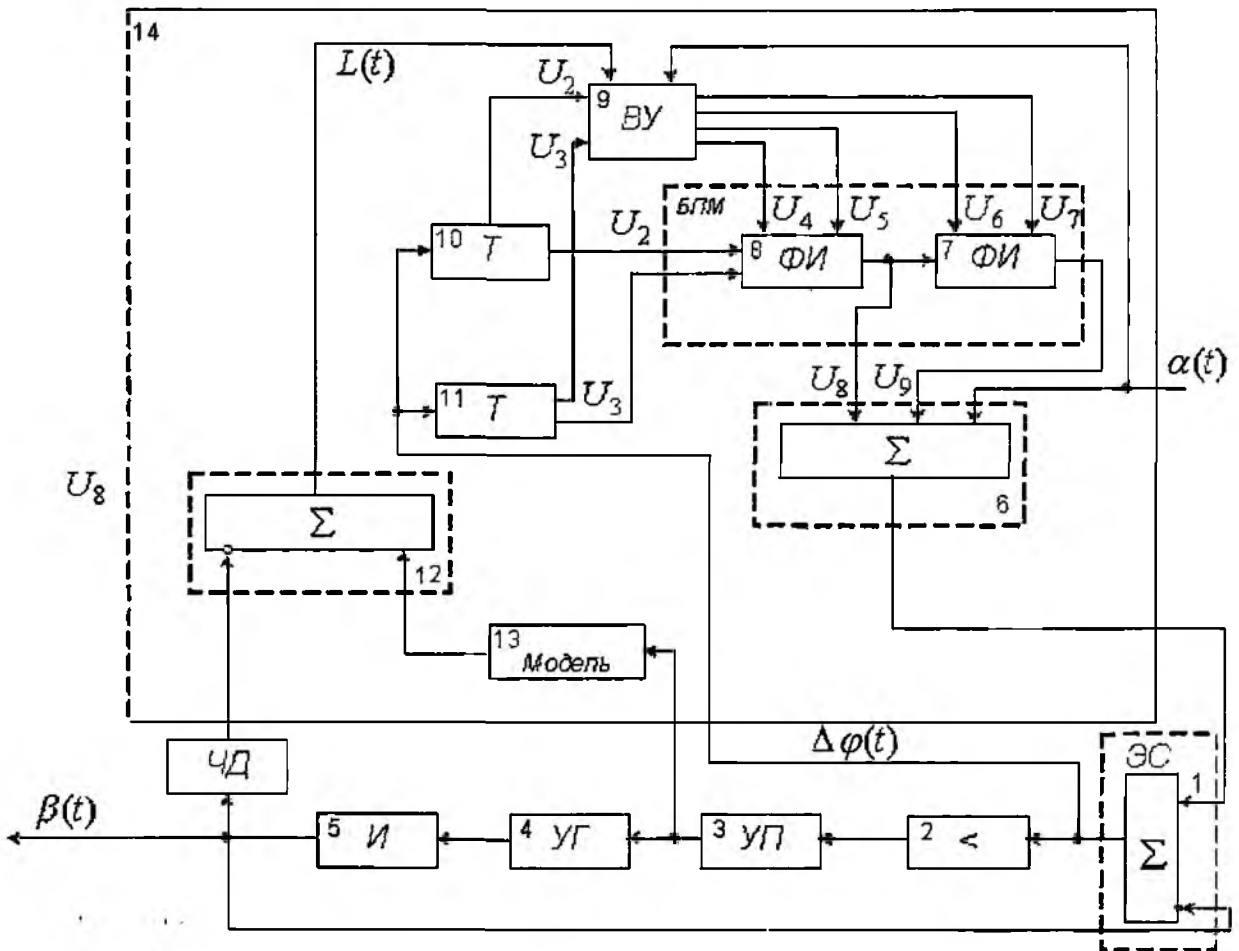


Рис. 4

Экспериментальная проверка модели предлагаемой оптимальной по быстродействию самонастраивающейся комбинированной системы ФАП осуществлена на аналого-цифровом комплексе, работающем на базе ЦВМ и двустороннего преобразователя. Структурная схема модели самонастраивающейся оптимальной по быстродействию комбинированной системы ФАП изображена на рис. 5 Моделирование показало, что непрерывная коррекция моментов переключения сигнала управления обеспечивает оптимальную обработку задающего воз-

действия в условиях помех. Длительность переходного процесса при подключении устройства управления в условиях помех уменьшается, в частности в 5 раз.

В заключение можно сказать следующее.

В данной статье представлена разработанная структурная схема самонастраивающейся оптимальной по быстродействию комбинированной системы ФАП, позволяющая осуществить оптимальное управление с учетом и без учета помех.

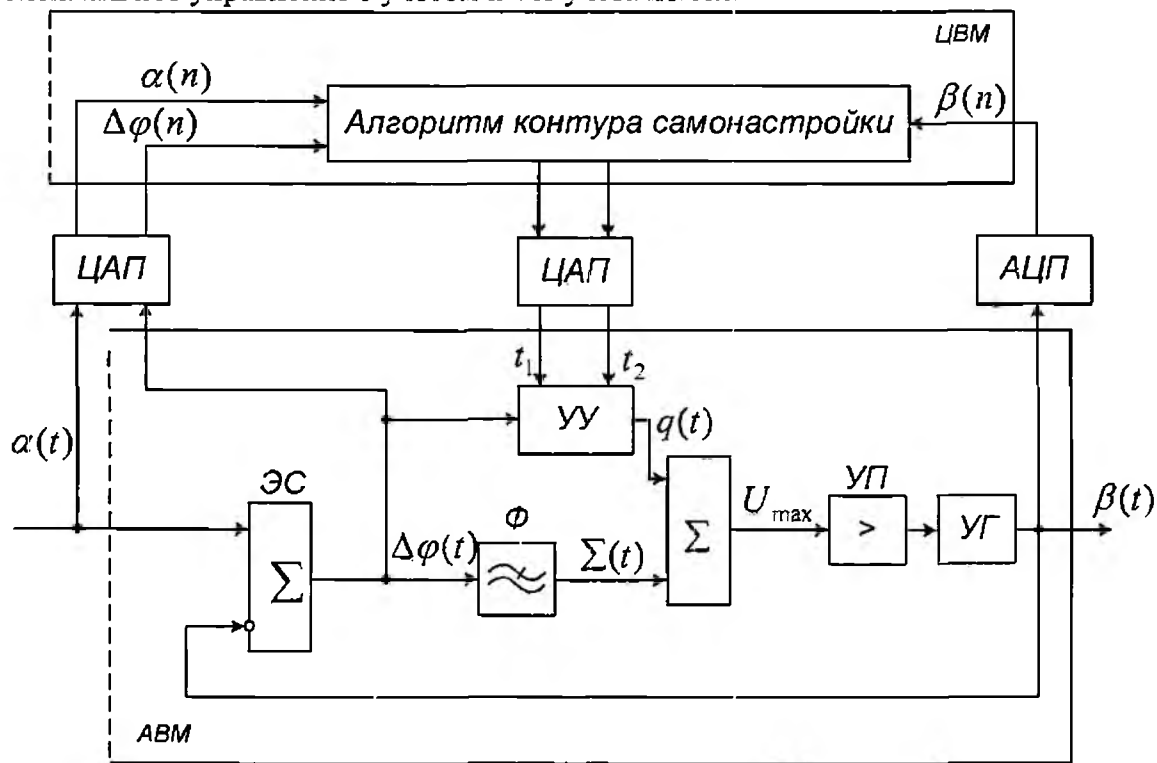


Рис 5

Список литературы: 1. Зайцев Г.Ф., Стеглов В.К. Квазиоптимальные следящие системы. К.: Высш. шк., 1981. 176 с. 2. Стеглов В.К., Коробко В.В. Итерационные системы фазовой автоподстройки. К.: Техніка, 2004. 326 с. 3. Стеглов В.К. Проективання систем автоматичного керування. К.: Вища шк., 1995. 692 с.

Государственный университет
информационно-коммуникационных технологий,
г. Киев

Поступила в редколлегию 17.04.2005

О. М. КАРАСЬ, Д. О. НАЦІК

МІСЦЕ ІГРОВИХ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ В ТЕОРІЇ АВТОМАТИЧНОГО УПРАВЛІННЯ

Сучасний етап розвитку галузі телекомунікацій характеризується бурхливим розвитком мереж зв'язку в напрямку збільшення їхнього розміру й ускладнення, розширення спектра послуг, росту кількості компаній, що займаються проектуванням, експлуатацією пов'язаних між собою мереж, необхідністю підвищення надійності роботи мережі, якості обслуговування, економічної ефективності й інших вимог. Внаслідок цього ускладнюються задачі печує досягнення певної мети. В загальному випадку процес управління складається з наступних чотирьох елементів:

отримання інформації щодо задач управління;

- 1) тримання інформації про результати управління, тобто про поведінку об'єкта управління;
- 2) аналіз отриманої інформації та прийняття рішення;
- 3) виконання рішення, тобто виконання управлінських дій.

У відповідності з цим для організації процесу управління необхідно мати джерела інформації про задачі та результати управління, пристрої для аналізу отриманої інформації та прийняття рішення та пристрої, що виконують управління об'єктом. Система управління – це сукупність всіх пристроїв, що забезпечують управління будь-яким об'єктом. На рис.1 представлено загальну схему автоматичної системи управління.

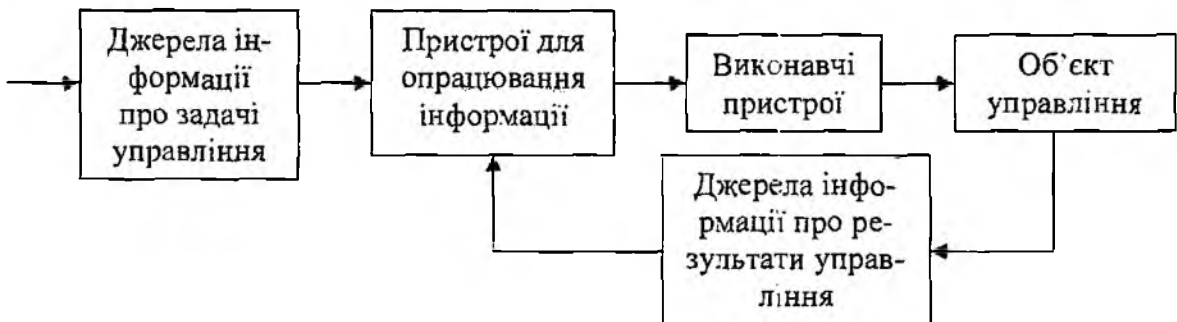


Рис.1

Системи автоматичного управління, що застосовуються в сучасній техніці, досить різноманітні. Будь-яка класифікація засновується на певних класифікаційних ознаках. З точки зору загальності класифікації систем автоматичного управління, найбільш зручною класифікаційною ознакою є використовувана інформація про процес, систему або мережу, що управляється [6].

При класифікації систем автоматичного управління потрібно розрізнити два види інформації:

- початкову, або апіорну, – сукупність відомостей про процес та систему, що управляється, які необхідні для побудови та функціонування даної системи автоматичного управління процесом, що розглядається, та які є в нашому розпорядженні до початку функціонування системи;
- робочу – сукупність відомостей про стан процесу, що використовуються в самому процесі управління.

Таким чином, можна сказати, що управління – це будь-яка дія, що вносить бажані зміни в процес, що підлягає управлінню, та засновується на використанні початкової та робочої інформації.

Новим, досить широким та перспективним класом систем автоматичного управління є системи, які в загальній класифікації систем управління називаються ігровими. Найбільш характерна риса цього класу систем – використання команд управління, отриманих з робочої інформації на основі алгоритмів типу алгоритмів ведення гри.

Процес управління в ігрових системах завжди носить дискретний характер, адже кожна гра представляє собою послідовність окремих ходів. Процес, що управляється ігровою системою автоматичного управління, може бути направлений або проти організовано діючого супротивника, або проти випадкового процесу. В першому випадку має місце „боротьба” двох або більшої кількості алгоритмів, в другому - „боротьба” алгоритмів з випадковими збурюючими факторами.

В обох випадках можна чітко виділити сторони, що беруть участь у грі. Зазвичай в літературі [1], [4], [6] розглядаються ігрові системи з двома діючими сторонами: I та II. Сторона I – процеси або об’єкти, що управляються даною ігровою системою. Сторона II – супротивник, дії котрого підкоряються певному алгоритму, або ж випадкові збурюючі фактори.

Саме ігрові системи з двома учасниками мають останнім часом найбільш важливе практичне застосування ігрових систем автоматичного управління. Звичайно, можливі ігрові системи автоматичного управління з трьома та більшою кількістю учасників подібно до того, як можливі ігри з трьома та більшою кількістю гравців.

Ігрові системи автоматичного управління за самим призначенням повинні зберігати працездатність та ефективність для широкого діапазону (множини) можливих дій II сторони (в загальному випадку – всіх супротивних сторін). За цією ознакою ігрові системи автоматичного управління відносяться до систем з мінімальною необхідною апріорною інформацією про II сторону.

Повна апріорна інформація про II сторону потрібна була б в тому випадку, якщо б ігрова система здатна була функціонувати тільки при строго визначених діях II сторони, що, очевидно, повністю знецінює застосування ігрової системи.

Наведемо приклад ігрової операції за участю двох сторін. Нехай, наприклад, є розгалужена мережа зв’язку, яка з’єднує багато пунктів. В кожному з пунктів майже безперервно з’являються запити на передачу інформації в інші пункти. Ставиться задача такого управління засобами та каналами зв’язку, при якому забезпечувалась би передача максимальної загальної кількості інформації (точніше математичного очікування цієї кількості) в одиницю часу. Ця задача може бути вирішена ігровою системою автоматичного управління. I стороною в цьому випадку є вся мережа зв’язку, II стороною – запити на передачу інформації, функцією вигоди (задається при побудові ігрової системи автоматичного управління на основі аналізу операції, що управляється) – загальна кількість інформації, що передається в одиницю часу.

Розглянемо приклад ще одного використання ігрової системи автоматичного управління.

Нехай для деякого об’єкта мережі, яка управляється існує три варіанти алгоритмів завадостійкого кодування, котрі дозволяють забезпечити потрібну ймовірність помилок. Маємо три виправляючих алгоритми завадостійкого кодування A_1, A_2, A_3 та три види завад, що діють на об’єкт контролю (КО) B_1, B_2, B_3 . Відомо, що при використанні цих алгоритмів ймовірності виправлення помилок задаються наступним чином: $A_1 - 10^{-7}, 10^{-9}, 10^{-12}$; $A_2 - 10^{-11}, 10^{-10}, 10^{-8}$; $A_3 - 10^{-10}, 10^{-9}, 10^{-12}$. Цю конфліктну ситуацію можна розглядати як гру 3×3 з двома особистими ходами та одним випадковим. Особистий хід супротивної сторони – поява того чи іншого виду завад. Наш особистий хід – вибір типу завадостійкого кодування. Випадковий хід – застосування завадостійкого кодування. Цей хід може закінчитися отриманням потрібної ймовірності помилок або ж ймовірність помилок буде занадто високою, що не буде задовольняти висунутим вимогам.

Стратегіями СУ є три варіанти завадостійкого кодування, стратегіями супротивної сторони – три варіанти можливих завад. Виграш СУ дорівнює 1, якщо вдалося забезпечити потрібну ймовірність помилок, і 0 – в протилежному випадку. Середнє значення виграшу при кожній заданій парі стратегій являє собою ймовірність отримання потрібної ймовірності помилок за допомогою певного завадостійкого кодування. Матриця гри представлена на рис. 2.

Таким чином, під закінченою грою з нульовою сумою двох конфлікуючих сторін розуміють набір стратегій та відповідну йому матрицю виграшів. Будемо вважати, що гра, яка має кінець з нульовою сумою двох конфлікуючих сторін, задана, якщо перелічені всі можливі стратегії кожного стратега (хоча б у вигляді двох рядів чисел), та дана матриця виграшів, що відповідає цим стратегіям.

B A	B ₁	B ₂	B ₃
A ₁	10 ⁻⁷	10 ⁻⁹	10 ⁻¹²
A ₂	10 ⁻¹¹	10 ⁻¹⁰	10 ⁻⁸
A ₃	10 ⁻¹⁰	10 ⁻⁹	10 ⁻¹²

Рис. 2

Дослідити, або вирішити гру – означає знайти для кожного стратега найкращі стратегії, такі, що їх застосування забезпечує кожному зі стратегів найкращий виграш з можливих; крім того, необхідно знайти цей найкращий виграш [1].

Нехай потрібно знайти оптимальну стратегію стратега (гравця першої з конфлікуючих сторін) А.

Проаналізуємо послідовно кожен з його стратегій, починаючи з А₁. Якщо стратег А вибрав зі всіх своїх стратегій стратегію А₁, то він розраховує на те, що стратег В відповість на неї тією зі своїх стратегій, для якої його (стратега А) виграш а_{1j} мінімальний. Виберемо це значення виграшу, тобто мінімальне з чисел а_{1j} в j-му рядку:

$$a_j = \min_i a_{ji}. \quad (1)$$

Уникаючи будь-якого ризику, стратег А повинен зупинитися на тій зі своїх стратегій А₁, для якої число а_{1j} є максимальним:

$$a = \max_j a_j,$$

або, враховуючи (1)

$$a = \max_j \min_i a_{ji}. \quad (2)$$

Вираз (2) визначає нижню ціну гри (максимінний виграш, максимін). Стратегія, що відповідає нижній ціні гри, називається максимінною стратегією. Вираз (2) визначає той гарантований мінімум, який отримає стратег А, дотримуючись найбільш обережної зі своїх стратегій.

Очевидно, стратег В зацікавлений в тому, щоб обернути виграш стратега А в мінімум. Тому, він повинен проаналізувати кожен з своїх стратегій з точки зору максимального виграшу при цій стратегії:

$$b_i = \max_j a_{ji}, \quad (3)$$

$$b = \min_i b_i,$$

$$b = \min_i \max_j a_{ji}. \quad (4)$$

Вираз (4) визначає верхню ціну гри (мінімакс). Відповідна стратегія називається мінімаксною. Принцип, по котрому кожний зі стратегів повинен дотримуватися своєї найбільш обережної стратегії в теорії ігор, називається принципом мінімаксу [5].

Враховуючи (1), (3), доповнимо матрицю гри стовпчиком справа, кожний з елементів якого складений у відповідності з (1), та рядком знизу, складеним за формулою (3). Доповнена матриця представлена на рис. 3.

B \ A	B ₁	B ₂	B ₃	a _j
A ₁	10 ⁻⁷	10 ⁻⁹	10 ⁻¹²	10 ⁻¹²
A ₂	10 ⁻¹¹	10 ⁻¹⁰	10 ⁻⁸	10 ⁻¹¹
A ₃	10 ⁻¹⁰	10 ⁻⁹	10 ⁻¹²	10 ⁻¹²
b _i	10 ⁻⁷	10 ⁻⁹	10 ⁻⁸	-

Рис. 3

Таким чином, нижня ціна гри в даному випадку $a=10^{-11}$; верхня ціна гри $b=10^{-9}$.

Аналізуючи отриману матрицю, можна зробити висновок про нестійкість мінімакських стратегій. Це означає, що якщо стратег А застосовує свою найбільш обережну стратегію A₂, а стратег В – стратегію B₂ (свою найбільш обережну стратегію), то середній виграш дорівнює 10⁻¹⁰.

Як тільки стратегу В стає відомо, що стратег А застосовує стратегію A₂, він може відповісти на неї стратегією B₁ і зведе виграш до 10⁻¹¹.

Таким чином, виграш при використанні мінімакських стратегій є нестійким, тому що залежить від відомостей про стратегії протилежної сторони.

Зазначимо, що для системи управління в стаціонарному режимі завжди можна визначити інформацію, яку отримують від параметрів мережі. тому цей метод гри є досить вдалим. Для таких ігор нижня ціна гри дорівнює верхній і це спільне значення називається чистою ціною гри. Елемент матриці, котрий є одночасно мінімальним у своєму рядку та максимальним у своєму стовпчику, називається сідловою точкою матриці. А гра, платіжна матриця якої має сідлову точку, називається грою з сідловою точкою. Сідловій точці відповідає пара оптимальних стратегій, сукупність яких називається рішенням гри [1]. Таким чином, для ігор з сідловою точкою існує рішення, що визначає пару оптимальних стратегій обох з конфліктуючих сторін.

Якщо кожна з конфліктуючих сторін дотримується своїх оптимальних стратегій, то середній виграш дорівнює чистій ціні гри.

Якщо одна з конфліктуючих сторін дотримується своєї оптимальної стратегії, а друга відхиляється від своєї, то від цього сторона, що відхиляється може тільки програти і ні в якому разі не збільшити свій виграш.

- Список літератури: 1. Нетудыхата Л.И. К вопросу оптимизации системы управления сетью связи методами теории игр / Л.И. Нетудыхата, В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман // Зв'язок. 2004. № 6. С.59-60. 2. Стеклов В.К. Метод векторного синтеза систем управления разнородными телекоммуникационными сетями / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман, Б.Я. Костик // Радиотехника: Межвед. науч-техн. сб. 2003. Вып. 133. С. 174-182. 3. Стеклов В.К. Выбор обобщенного критерия оптимальности систем управления информационными сетями / В.К. Стеклов, Н.М. Стародуб, Л.Н. Беркман // Зв'язок. 2000. № 5. С.48-50. 4. Стеклов В.К., Беркман Л.Н., Кільчицький Є.В. Оптимізація та моделювання пристроїв і систем зв'язку. К.: Техніка, 2004. 576 с. 5. Лапа В.Г. Математические основы кибернетики. К.: Вища шк., 1974. 452 с. 6. Красовский А.А., Поспелов Г.С. Основы автоматизации и технической кибернетики М.; Л., 1962.

Державний університет
інформаційно-комунікаційних технологій,
м. Київ

Надійшла до редколегії 25.03.2005

СИНТЕЗ МИКРОПРОГРАММНОГО АВТОМАТА С ПРЕДСТАВЛЕНИЕМ ТЕРМОВ ФУНКЦИЙ ВОЗБУЖДЕНИЯ КАК ПАР МИКРОКОМАНД.

Технологии беспроводных сетей широко используются во всем мире. Внимания пользователей к ним привлекают относительно невысокие затраты на их организацию, простота развертывания, удобство применения и гибкость архитектуры. И бесспорным лидером на рынке беспроводных сетей является технология IEEE 802.11. Эта технология находит широкое применение при организации так называемых внутриофисных сетей, предназначенных для создания непрерывной зоны покрытия в пределах офисного здания.

Существует два основных типа архитектуры беспроводных сетей, функционирование которых зависит от используемого режима взаимодействия – режима Ad hoc или режима Infrastructure Mode. Режимы функционирования беспроводных сетей определяются на MAC – уровне, где также определяются правила коллективного доступа к среде передачи данных. Практика показала, что в процессе передачи данных при использовании различных методов коллективного доступа имеет место проблема «скрытого узла».

Суть этой проблемы заключается в том, что обе станции могут «слышать» точку доступа, но при этом не могут слышать друг друга, в силу большого расстояния или преград. В режиме Ad-hoc проблема «скрытого узла» выражается в следующем (рис.1): если станция А посылает сигнал в направлении станции В, появление несущей в радиозфире могут зафиксировать лишь те станции, которые расположены в зоне станции В.

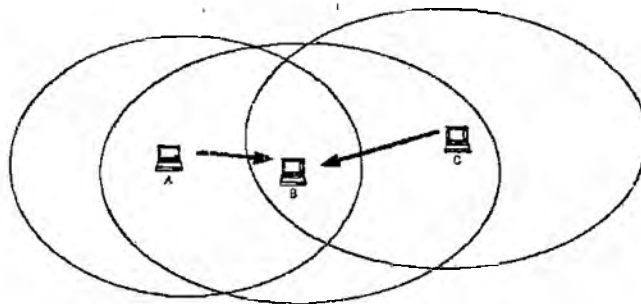


Рис.1

Для других станций уровень принимаемого сигнала будет находиться ниже порогового, поэтому эти станции фиксируют факт отсутствия радиопередачи в эфире. Иначе говоря, станция С может также начать передачу, и поскольку приемник станции В находится одновременно и в зоне станции С, такая передача вызовет коллизии сигналов на входе приемника станции В. Эта коллизия не может быть успешно обнаружена станцией В во время передачи, поскольку все передатчики сети работают, как известно, в полудуплексном режиме. Наличие коллизии может быть зафиксировано лишь спустя определенное время тайм-аута по отсутствию сигнала подтверждения АСК. Таким образом, проблема «скрытого узла» приводит к увеличению времени, потраченного на повторную передачу пакета, и к увеличению времени, проведенного в ожидании сигнала АСК. При этом по мере увеличения загрузки эффективность сети уменьшается, как показано на рис. 2 (эффективность сети и загрузка трафика), где ось Х представляет загрузку, а ось Y – эффективность в %.

Для решения этой проблемы в 802.11 на MAC-уровне был добавлен необязательный протокол Request to Send/Clear to Send (RTS/CTS). Когда используется этот протокол, посылающая станция передает кадр RTS и ждет ответа точки доступа с кадром CTS. Так как все станции в сети могут «слышать» точку доступа, кадр CTS заставляет их отложить свои передачи, что позволяет передающей станции передать данные и получить подтверждение АСК без возможности коллизий. Обмен кадрами RTS и CTS в режиме Ad-hoc показан на рис. 3.

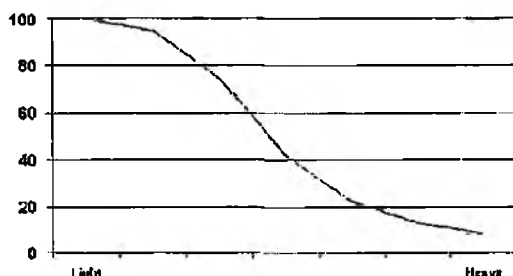


Рис.2

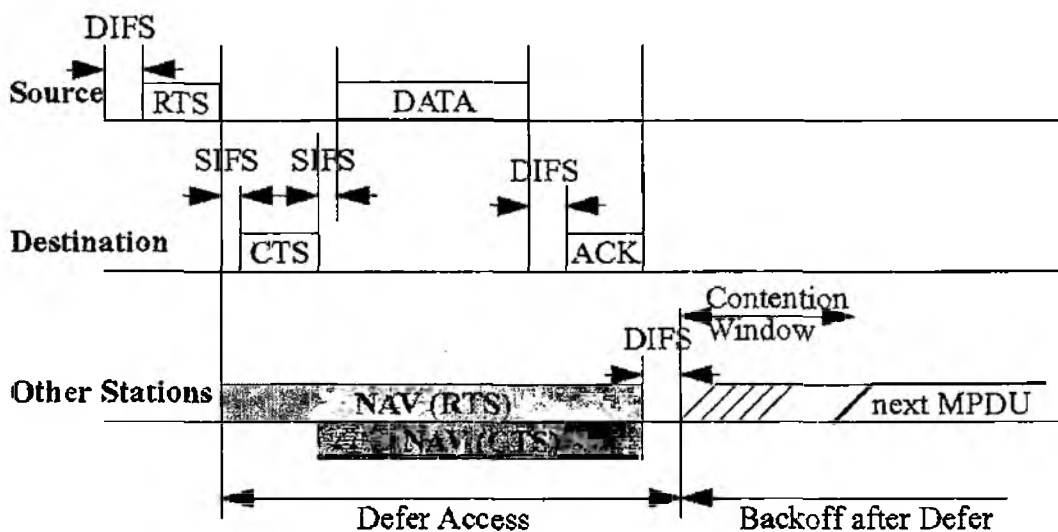


Рис. 3

NAV – network allocation vector;

SIFS – short interframe space;

DIFS – distributed (coordination function) interframe space;

MPDU – MAC protocol data unit; $Backoff_time = \lfloor 2^{2+i} rand(1) \rfloor \times Slot_time$,

где i – номер повторной попытки передачи данного кадра: 1, 2, ...;

Slot_time – интервал отсрочки. бит.

Введение механизма RTS/CTS позволяет выделенной системе увеличить эффективность использования полосы частот, за счет уменьшения вероятности коллизии. Последнее стало возможным как за счет сокращения числа станций, способных вызвать коллизию, на число станций, расположенных в пределах “очищенных” зон, так и за счет исключения возможности коллизии кадров данных, длина которых, как правило, значительно превышает длину управляющих кадров. Вероятность коллизии за время передачи кадров RTS и CTS является низкой, поскольку их длина составляет 20 и 14 байт, соответственно.

Положительный эффект от применения механизма RTS/CTS в случае пакетов со средней длиной, большей 600 байт, заключается в повышении полезной пропускной способности сети, имеющей скрытые узлы, а также в уменьшении времени доступа к среде передачи для подвижных станций.

В то же время введение управляющих кадров в основной режим радиообмена требует выделения части пропускной способности канала под передачу кадров RTS и CTS, что вызывает снижение эффективности использования выделенной полосы частот. Резервирование географической зоны, представляющей собой объединение зон подвижной станции и точки доступа, на период $CTS+DATA+ACK+3SIFS+DIFS$ приводит к снижению эффективности использования выделенной полосы частот.

Вместе с тем, в некоторых ситуациях возможно такое явление, как распространение эффекта ложных блокировок узлов, что, в конечном итоге, может привести к ступору всей сети. Рассмотрим случай возникновения ложных блокировок в сети (рис. 4). Пусть узел В пытается передать данные узлу А, посылая ему кадр RTS.

		$z_2 z_3$			
		00	01	11	10
z_1	0	Y_0^1	*	Y_1^2	Y_3^2
	1	Y_2^3	Y_3^3	Y_1^4	Y_4^4

Рис. 4

Поскольку этот кадр получает также и узел С, то он блокируется на время передачи между узлами А и В. Узел D пытается передать данные узлу С, посылает кадр RTS, но поскольку узел С заблокирован, то он не получает ответа и начинает процедуру обратного отсчёта с увеличенным размером окна CW. В то же время кадр RTS, посланный узлом D, получает узел Е, который ложно предполагает, что за этим последует сеанс передачи данных от узла D к узлу С, и блокируется. Это ложная блокировка, поскольку реально между узлами D и С передачи нет. Более того, если узел F попытается передать данные ложно заблокированному узлу Е и пошлёт свой кадр RTS, то он ложно заблокирует узел G.

Таким образом, механизм RTS/CTS не приводит к полному устранению возникновения коллизий. По этой причине был предусмотрен ещё один метод, предназначенный для устранения этого явления. Суть его заключается в увеличении мощности передатчика только на время передачи кадров RTS и CTS: в момент передачи кадров RTS или CTS уровень передачи должен быть максимальным и понижаться до минимально необходимого во время передачи кадров данных и подтверждения ACK. На рис.5 показано управление мощностью в стандарте IEEE 802.11.

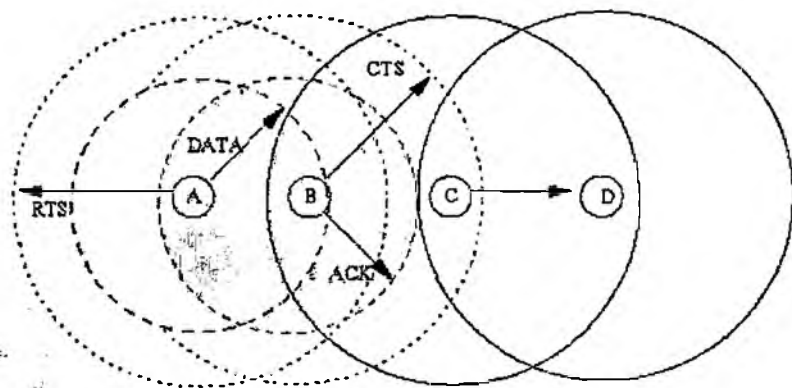


Рис. 5

Как показано на рис. 5, узлы А и В передают кадры RTS и CTS, соответственно, при высоком уровне передачи, что позволяет узлу С успешно принять кадр CTS и отложить передачу на определенное время. Минимально необходимый уровень передачи может вычисляться узлами во время приема кадров CTS и RTS с учетом тепловых шумов приемников. Для устранения нежелательного эффекта искажения кадров данных и подтверждения, которые передаются при пониженном уровне передачи, в стандарте IEEE 802.11 используется протокол PCM (Proposed Power Control MAC), идея которого заключается в принудительном периодическом увеличении мощности передатчика до максимального уровня P_{max} во время

передачи кадров данных. Менее «энергосберегающая» версия протокола РСМ 40 определяет увеличение мощности передатчика до P_{max} на протяжении 40 мкс с периодом 210 мкс.

Практика показала, что при использовании вышеописанных методов для уменьшения коллизий производительность сети имеет невысокие показатели. По этой причине был разработан протокол TurboCell.

TurboCell использует собственные методы опроса, которые были специально оптимизированы для беспроводных сетей. Передачи, осуществляемые узлами, управляются базовой станцией, и опрос адаптивен, не просто по круговой очереди. Как только нагрузка на систему возрастает, система становится более синхронной, и столкновения, и потерянные пакеты уменьшаются, находясь около нулевой отметки.

Базовая станция TurboCell непрерывно опрашивает на предмет наличия пакетов каждый присоединенный узел, основывая опрос на многочисленных динамических факторах, одним из которых является время отклика клиента и хронологии использования канала. Кроме того, базовая станция через регулярные промежутки времени предоставляет "общедоступный" интервал времени для станций, которые имеют данные, ожидающие передачи. Этот механизм опроса в общедоступный период настроен на получение максимальной полосы пропускания при максимальном количестве узлов и в результате приводит к существенному улучшению эксплуатационных показателей.

TurboCell позволяет также увеличить низкую пропускную способность пакетов небольшого размера. Исследования показали, что при идеальных условиях, передатчик, работающий в стандарте 802.11b при 11 Mbps, может передавать данные на этой скорости только порциями. Происходит это частично из-за большого межпакетного промежутка, приблизительно 1100 байтовых интервалов. Из-за фиксированного межпакетного промежутка один и тот же передатчик, например 802.11b, работающий при 11 Mbps может передавать пользовательские данные только со скоростью 640 Kbps. Это меньше, чем 1/10 из декларированных 11 Mbps.

По этой причине фактическая пропускная способность для беспроводной локальной сети непосредственно пропорциональна размеру переданных пакетов. Для маленьких пакетов (например, 64 байта) фактическая пропускная способность может понизиться до 16% радиобитрейта. Это является крайне негативным, потому что наиболее часто передаваемые пакеты (более чем 65% пакетов, транспортируемых по Internet) имеют размер 100 байтов или менее – размер, где протокол 802.11 наиболее неэффективен. Это сокращение фактической производительности происходит даже и при идеальных условиях: никаких помех, нет задержек с передачей, нет потерь пакетов и повторных передач. Напротив, наименьшее замедление происходит при больших размерах пакета. Например, пользователь, передающий 1500-байтовые пакеты может ожидать максимум 5.5 Mbps. Воздействие размера пакета на полную пользовательскую пропускную способность показано на рис. 6. Здесь размер пакета показан на оси X, а производительность (в Mbps) - на оси Y.

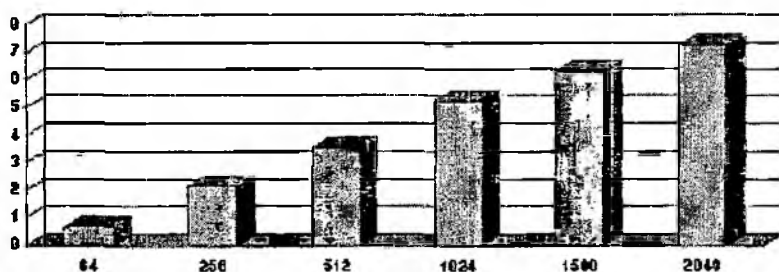


Рис. 6

Протокол TurboCell предусматривает объединение (агрегацию) пакетов меньшей длины в «суперфрейм», длина которого максимально может составлять 2048 байт. На рис.7 показана производительность сети в результате агрегирования пакетов. По мере поступления пакетов

в беспроводный мост/маршрутизатор, они собираются в буфере и передаются как один беспроводный пакет только с одним промежутком.

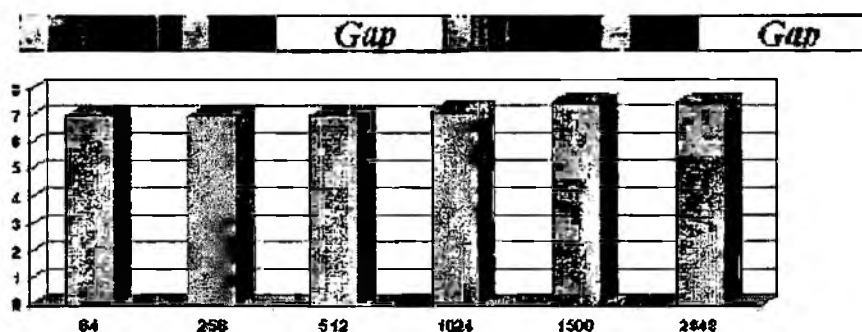


Рис. 7

Установки таймера обеспечивают передачу неполного пакета, если эта сборка происходит слишком долго (больше, чем несколько миллисекунд). В сущности, TurboCell вносит несколько миллисекунд дополнительной задержки передачи для увеличения эффективности. В результате четко уменьшается неэффективное использование полосы пропускания.

Вместе с тем, достоинством протокола TurboCell, является возможность управления полосой пропускания, что не допускает монополизации полосы пропускания одним узлом, поскольку для каждого узла происходит установление нормативной полосы пропускания.

Список литературы: 1. *Barkalov A. A., Palagin A. V.* Synthesis of microprogram control units. Kiev: IC NAC of Ukraine, 1997. 136 p. (in Russian). 2. *Solovjev V. V.* Design of digital systems using the programmable logic integrate circuits. Moscow: Hot line – Telecom, 2001. 636 p. (in Russian). 3. *Barkalov A. A.* Synthesis of control units on programmable logic devices. Donetsk: DNTU, 2002 262 p. (in Russian). 4. *Barkalov A. A.* Structures of the multilevel circuits of microprogram automata on PLA //Cybernetics and system analysis 1994, № 4 p. 22-29.

Университет Зеленогурского, Польша

Поступила в редколлегию 12.02.2005

ОЦЕНКА СОСТОЯНИЯ НЕСТАЦИОНАРНОЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

С внедрением новых автоматических методов управления в телекоммуникационных системах (ТКС) типа TMN, TINA удается оперативно, в реальном времени, осуществлять необходимое изменение и коррекцию режимов сетевых элементов и структуры сетей, перераспределять ресурсы в соответствии с изменением нагрузки. Данные изменения представляют собой случайные процессы, нестационарность которых особенно проявляется в ЧНН. Очевидно, что именно нестационарность вызывает необходимость проведения указанной коррекции и реструктуризации [1]. В стационарном же режиме, если система справляется с нагрузкой, нет необходимости вмешиваться в работу сети.

Часто нестационарный процесс можно представить в виде последовательности интервалов с локальной стационарностью (ИЛС), а сами управляющие воздействия следует активизировать на границах этих ИЛС [1]. Поскольку задача управления включает в себя задачу оценки, то процесс управления представляется в виде процедур наблюдения (измерения) и оценки состояния сети, обнаружения временных границ ИЛС и осуществления управлений как результатами ТКС, так и структурой сети (коррекция маршрутных таблиц и др.).

В соответствии с этим процедура управления в ТКС представляется в виде реализации двухэтапной задачи: на первом этапе по полученным оценкам состояния выбирается граница ИЛС, которая состоит в обнаружении момента перехода t_i с предыдущего интервала; на втором - по полученным новым оценкам состояния на данном ИЛС, в соответствии с теоремой о разделении, осуществляется соответствующее управление параметрами системы.

Рассмотрим более подробно процедуру решения задачи первого этапа, т. е. обнаружение момента времени перехода на новый ИЛС.

Постановка задачи

Задача первого этапа обнаружения времени перехода на очередной ИЛС может быть сформулирована различными способами. Так, можно считать, что переход на очередной ИЛС происходит за счет одинаковой величины скачков, $\Delta t_i = const$, однако такая система, требует большего быстродействия. Кроме того, возможна ошибка в необходимом переходе на интервал до $0,5 \Delta t_i$. Другая постановка задачи предполагает наличие скачков неизвестной величины со случайными моментами перехода. При этом сами интервалы τ_i , являющиеся аргументами некой скалярной функции, могут оказаться достаточно протяженными или же, при явно нестационарной обстановке, – короткими. Второй подход более универсален, поскольку он адекватно отображает физическую сущность задачи с различными уровнями нестационарности.

Оптимальная в смысле среднего квадрата ошибки оценка $\hat{m}_{\bar{\tau}}(t)$ – произвольная скалярная функция $m(\bar{\tau})$ вектора $\bar{\tau}$, находится усреднением данной функции по апостериорной плотности вероятностей $P(\bar{\tau} | \bar{y}'_0)$ – случайной совокупности моментов появления скачков на границах ИЛС:

$$\hat{m}_{\bar{\tau}}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} m(\bar{\tau}) P(\bar{\tau} | \bar{y}'_0) d\bar{\tau}. \quad (1)$$

Можно показать [2,3], что при некоторых ограничениях на вид функции $m(\bar{\tau})$ оценка $\hat{m}_{\bar{\tau}}(t)$ пропорциональна величине функционала отношения правдоподобия $\Lambda(t)$ для вспомогательной задачи различения двух статистических гипотез: гипотезы H_0 , состоящей в

том, что априорная плотность вероятностей вектора $\bar{\tau}$ равна на самом деле функции $P_{\bar{\tau}}(\bar{\tau})$, и гипотезы H_1 , при которой априорная плотность вероятностей вектора $\bar{\tau}$ равна функции:

$$G_{\bar{\tau}}(\bar{\tau}) = c^{-1} m(\bar{\tau}) P(\bar{\tau}), \quad (2)$$

где $c = \int_{-\infty}^{+\infty} m(\bar{\tau}) P_{\bar{\tau}}(\bar{\tau}) d\bar{\tau}$ – коэффициент нормировки. Отсюда видно, что на функцию $m(\bar{\tau})$

необходимо наложить следующие ограничения: $m(\bar{\tau}) \geq 0$, $\int_{-\infty}^{+\infty} m(\bar{\tau}) P_{\bar{\tau}}(\bar{\tau}) d\bar{\tau} < \infty$. Поскольку $m(\bar{\tau}) = c G_{\bar{\tau}}(\bar{\tau}) / P_{\bar{\tau}}(\bar{\tau}) \equiv c P(\bar{\tau} | H_0) / P(\bar{\tau} | H_0)$, а вероятность реализации \bar{y}'_0 при фиксированном значении $\bar{\tau}$ не зависит от H_0 , H_1 , т.е. $P(\bar{y}'_0 | \bar{\tau}, H_0) = P(\bar{y}'_0 | \bar{\tau}, H_1) = P(\bar{y}'_0 | \bar{\tau})$. из (1) получим:

$$\hat{m}_{\bar{\tau}}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} [c P(\bar{\tau} | H_1) / P(\bar{\tau} | H_0)] P(\bar{\tau} | \bar{y}'_0, H_0) dt = c \int_{-\infty}^{+\infty} P(\bar{y}'_0 | \bar{\tau}, H_1) P(\bar{\tau} | H_1) \times \\ \times d\bar{\tau} / [P(\bar{y}'_0 | \bar{\tau}, H_0) P(\bar{\tau} | H_0) / P(\bar{\tau} | \bar{y}'_0, H_0)] = c P(\bar{y}'_0 | H_1) / P(\bar{y}'_0 | H_0) \equiv c \Lambda(t). \quad (3)$$

Коэффициент пропорциональности в этом выражении $c = \int_{-\infty}^{+\infty} m(\bar{\tau}) P_{\bar{\tau}}(\bar{\tau}) d\bar{\tau} \equiv \langle m(\bar{\tau}) \rangle_{\mu}$

имеет смысл априорного среднего значения функции $m(\bar{\tau})$ и может быть вычислен заранее (без учета наблюдений).

Таким образом, для вычисления оптимальной оценки $\hat{m}_{\bar{\tau}}(t)$ достаточно найти функционал отношения правдоподобия $\Lambda(t)$ для вспомогательной задачи различения гипотез H_1 и H_0 .

Решение задачи

Следуя результатам общей теории обнаружения и оценивания случайных сигналов [2] для отношения правдоподобия $\Lambda(t)$ в задаче различения статистических гипотез H_0 , H_1 , можно записать дифференциальное уравнение:

$$d\Lambda(t)/dt = \left[\langle F(\bar{x}, \bar{\tau}, t) \rangle_{\bar{x}, \bar{\tau} / H_1} - \langle F(\bar{x}, \bar{\tau}, t) \rangle_{\bar{x}, \bar{\tau} / H_0} \right] \Lambda(t) \quad (t > 0) \quad (4)$$

с начальным условием $\Lambda(t)|_{t=0} = 1$ и обозначениями:

$$F(\bar{x}, \bar{\tau}, t) \equiv s^T(\bar{x}, \bar{\tau}, t) N^{-1}(t) [\bar{y}(t) - \bar{s}(\bar{x}, \bar{\tau}, t) / 2],$$

$$\langle F(\bar{x}, \bar{\tau}, t) \rangle_{\bar{x}, \bar{\tau} / H_i} \equiv \int_{-\infty}^{+\infty} F(\bar{x}, \bar{\tau}, t) P(\bar{x}, \bar{\tau}, t | \bar{y}'_0, H_i) d\bar{x} d\bar{\tau} \quad i = (0, 1)$$

где $N^{-1}(t)$ – матрица, обратная матрице интенсивностей шумов наблюдений $N(t)$; $P(\bar{x}, \bar{\tau}, t | \bar{y}'_0, H_i)$ – апостериорная плотность вероятностей совокупности $\{\bar{x}(t), \bar{\tau}\}$ при выполнении гипотезы H_i , $i = 0, 1$.

Для нахождения функций $\langle F(\bar{x}, \bar{\tau}, t) \rangle_{\bar{x}, \bar{\tau} / H_i}$ воспользуемся известными результатами работы [3], где решалась задача оптимального оценивания вектора состояния динамической системы $\bar{x}(t)$ при скачкообразных изменениях модели. Можно показать, что апостериорная плотность вероятностей $W(\bar{x}, t)$ вектора $\bar{x}(t)$ в момент времени t представляется в виде суммы по числу возможных скачков:

$$W(\bar{x}, t) = \sum_{i=0}^M p_j(t) W_j(\bar{x}, t), \quad (5)$$

где $p_j(t) = P(\tau_j \langle t \leq \tau_{j+1} | \bar{y}_0^t) -$ апостериорные вероятности появления j скачков к моменту времени t ; $W_j(\bar{x}, t) = P(\bar{x}, t | \tau_j \langle t \leq \tau_{j+1}, \bar{y}_0^t) -$ апостериорные плотности вероятностей процесса $\bar{x}(t)$ при условии появления j скачков к этому моменту времени. Для функций $p_j(t), W_j(\bar{x}, t)$ получена система взаимосвязанных уравнений, позволяющая вычислять их значения в текущем времени на основе наблюдений процесса $\bar{y}(t)$:

$$\begin{aligned} \frac{dp_0(t)}{dt} &= -v_0(t)p_0(t) + [\langle F_0(\bar{x}, t) \rangle_0 - F(t)]p_0(t), \\ \frac{dp_n(t)}{dt} &= -v_n(t)p_n(t) + v_{n-1}(t)p_{n-1}(t) + [\langle F_n(\bar{x}, t) \rangle_n - F(t)]p_n(t), \\ \frac{dp_M(t)}{dt} &= v_{M-1}(t)p_{M-1}(t) + [\langle F_M(\bar{x}, t) \rangle_M - F(t)]p_M(t), \\ \frac{\partial W_0(\bar{x}, t)}{\partial t} &= L_0 W_0(\bar{x}, t) + [F_0(\bar{x}, t) - \langle F_0(\bar{x}, t) \rangle_0] W_0(\bar{x}, t), \\ \frac{\partial W_j(\bar{x}, t)}{\partial t} &= L_j W_j(\bar{x}, t) + [F_j(\bar{x}, t) - \langle F_j(\bar{x}, t) \rangle_j] W_j(\bar{x}, t) + \\ &+ \frac{v_{j-1}(t)p_{j-1}(t)}{p_j(t)} [W_{j-1}(\bar{x}, t) - W_j(\bar{x}, t)] \end{aligned} \quad (6)$$

($n = \overline{1, M-1}; j = \overline{0, M}; t > 0$).

Начальные условия для этой системы уравнений имеют вид:

$$\begin{aligned} p_0(t) |_{t=0} &\equiv P(\tau_1 \geq 0) = \langle l(\tau_1) \rangle_{pr} = \int_0^{\infty} P_{\tau_1}(\tau_1) d\tau_1, \\ p_n(t) |_{t=0} &\equiv P(\tau_{n+1} \geq 0 | \tau_n) = \langle l(\tau_{n+1}) - l(\tau_n) \rangle_{pr} = \int_0^{\infty} P_{\tau_{n+1}}(\tau_{n+1}) d\tau_{n+1} - \int_0^{\infty} P_{\tau_n}(\tau_n) d\tau_n, \\ P_M(t) |_{t=0} &\equiv P(\tau_M < 0) = 1 - \langle l(\tau_M) \rangle_{pr} = \int_{-\infty}^0 P_{\tau_M}(\tau_M) d\tau_M, \\ W_j(\bar{x}, t) |_{t=0} &= P_j(\bar{x}) \quad (n = \overline{1, M-1}; j = \overline{0, M};), \end{aligned} \quad (7)$$

где $l(\tau_i) \equiv \begin{cases} 1 & \tau_i \geq 0 \\ 0 & \tau_i < 0 \end{cases}$ ($i = \overline{1, M}$) - единичные ступенчатые функции; $P_{\tau_i}(\tau_i)$ - одномерные априорные плотности вероятностей для моментов скачков τ_i , определяемые интегрированием M -мерной плотности вероятностей $P_{\bar{\tau}}(\bar{\tau})$ по всем остальным переменным $\tau_j, j \neq i$.

В уравнениях (6) приняты также следующие обозначения:

$$\begin{aligned} F_j(\bar{x}, t) &\equiv \bar{s}_j^T(\bar{x}, t) N^{-1}(t) [\bar{y}(t) - \bar{s}_j(\bar{x}, t) / 2], \\ \langle F_j(\bar{x}, t) \rangle_j &\equiv \int_{-\infty}^{+\infty} F_j(\bar{x}, t) W_j(\bar{x}, t) d\bar{x}, \\ v_0(t) &\equiv P_{\tau_1}(t) / \int_t^{\infty} P_{\tau_1}(\tau_1) d\tau_1, \\ v_n(t) &\equiv P_{\tau_{n+1}}(t) / \left[\int_t^{\infty} P_{\tau_{n+1}}(\tau_{n+1}) d\tau_{n+1} - \int_t^{\infty} P_{\tau_n}(\tau_n) d\tau_n \right] \\ &(j = \overline{0, M}; n = \overline{1, M-1}; t > 0), \end{aligned} \quad (8)$$

а функция $F(t)$ равна искомой средней величине $\langle F(\bar{x}, \bar{\tau}, t) \rangle_{\bar{x}, \bar{\tau} / H_0}$ и представляется также в виде суммы по числу возможных скачков:

$$\langle F(\bar{x}, \bar{\tau}, t) \rangle_{\bar{x}, \bar{\tau} / H_0} \equiv F(t) = \sum_{j=0}^M p_j(t) \langle F_j(\bar{x}, t) \rangle_j. \quad (9)$$

Чтобы получить другое среднее значение $\langle F(\bar{x}, \bar{\tau}, t) \rangle_{\bar{x}, \bar{\tau} / H_1}$, необходимо по аналогии с (5) – (9) вновь решить задачу оптимального оценивания вектора $\bar{x}(t)$, предполагая при этом, что вспомогательная априорная плотность вероятностей моментов появления скачков $G_{\tau_1}(\tau_1)$ имеет вид (2).

Будем считать в дальнейшем, что оцениваемая функция $f(\bar{\tau})$ может быть представлена в следующем достаточно общем для решения практических задач в виде

$$f(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_M) = g_1(\tau_1)g_2(\tau_2)\dots g_M(\tau_M). \quad (10)$$

Очевидно, что при выполнении (10) для вспомогательной плотности вероятностей $G_{\tau_1}(\tau_1)$ будут выполняться условия "марковости". Это позволяет при нахождении среднего значения $\langle F(\bar{x}, \bar{\tau}, t) \rangle_{\bar{x}, \bar{\tau} / H_1}$ воспользоваться вновь известными результатами. Как видно из (5) – (9), в зависимости от априорной плотности вероятностей моментов появления скачков $P_{\bar{\tau}}(\bar{\tau})$, в этих уравнениях изменяются только начальные условия для функций $p_j(t)$ и значения коэффициентов $v_j(t)$. Поэтому по аналогии с (15) среднее значение $\langle F(\bar{x}, \bar{\tau}, t) \rangle_{\bar{x}, \bar{\tau} / H_1}$ также представим в виде суммы по числу скачков:

$$\langle F(\bar{x}, \bar{\tau}, t) \rangle_{\bar{x}, \bar{\tau} / H_1} = \sum_{j=0}^M p_{j_f}(t) \langle F_j(\bar{x}, t) \rangle_{j_f} \equiv \sum_{j=0}^M p_{j_f}(t) \int_{-\infty}^{+\infty} F_j(\bar{x}, t) W_{j_f}(\bar{x}, t) d\bar{x}, \quad (11)$$

где $p_{j_f}(t)$, $W_{j_f}(\bar{x}, t)$ – новые апостериорные функции, полностью аналогичные функциям $p_j(t)$, $W_j(\bar{x}, t)$, но получаемые в предположении гипотезы H_1 , т.е. при априорной плотности вероятностей вектора $\bar{\tau}$, равной $G_{\bar{\tau}}(\bar{\tau})$. Дифференциальные уравнения для функций $p_{j_f}(t)$, $W_{j_f}(\bar{x}, t)$ имеют вид уравнений (6) только с новыми коэффициентами, в отличие от (8), равными:

$$\begin{aligned} v_{0j}(t) &\equiv G_{\tau_1}(t) / \int_t^{\infty} G_{\tau_1}(\tau_1) d\tau_1 = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(\tau_1 - t) f(\bar{\tau}) P_{\bar{\tau}}(\bar{\tau}) d\bar{\tau} / \int_{-\infty}^{+\infty} 1(\tau_1 - t) f(\bar{\tau}) P_{\bar{\tau}}(\bar{\tau}) d\bar{\tau}, \\ v_{j_f}(t) &\equiv G_{\tau_{n+1}}(t) \left[\int_t^{\infty} G_{\tau_{n+1}}(\tau_{n+1}) d\tau_{n+1} - \int_t^{\infty} G_{\tau_n}(\tau_n) d\tau_n \right] = \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(\tau_{n+1} - t) f(\bar{\tau}) P_{\bar{\tau}}(\bar{\tau}) d\bar{\tau} / \int_{-\infty}^{+\infty} [1(\tau_{n+1} - t) - 1(\tau_n - t)] f(\bar{\tau}) P_{\bar{\tau}}(\bar{\tau}) d\bar{\tau} \quad (n = \overline{1, M-1}). \end{aligned} \quad (12)$$

Здесь $G_{\tau_i}(\tau_i)$ – одномерные плотности вероятностей моментов τ_i ($i = \overline{1, M}$), определяемые с помощью интегрирования M -мерной плотности вероятностей $G_{\bar{\tau}}(\bar{\tau}) = c^{-1} m(\bar{\tau}) P_{\bar{\tau}}(\bar{\tau})$ по всем переменным τ_j при $j \neq i$; $\delta(\tau_i)$ – дельта-функции Дирака.

Таким образом, как видно из формул (1)-(6), дифференциальные уравнения для функций $\Lambda(t)$, $p_j(t)$, $W_1(\bar{x}, t)$, $p_{j_f}(t)$, $W_{j_f}(\bar{x}, t)$ образуют замкнутую систему, которую можно решать непосредственно в текущем времени. Данные уравнения и образуют алгоритм оптимального оценивания величины $m(\bar{\tau})$, поскольку оптимальная в среднеквадратичном смысле оценка $\hat{m}_{\bar{\tau}}(t)$ однозначно связана с отношением правдоподобия $\Lambda(t)$ соотношением пропорциональности (3).

Покажем, что оптимальную оценку $\hat{m}_{\bar{x}}(t)$ можно представить в виде такой же суммы по числу учитываемых скачков, как и выражение (5) для апостериорной плотности вероятностей самого случайного сигнала $\bar{x}(t)$. Введем для этого вспомогательные функции $m_j(t)$ посредством соотношений:

$$m_j(t) = p_{jm}(t)\hat{m}_{\bar{x}}(t) / p_j(t) \quad (j = \overline{0, M}), \quad (13)$$

Поскольку выполняется условие нормировки, $\sum_{j=0}^M p_{jf}(t) = 1$, используя (13), несложно получить требуемое разложение:

$$\hat{m}_{\bar{x}}(t) = \sum_{j=0}^M p_{jf}(t)f_j(t). \quad (14)$$

Дифференцируя (13) по времени и учитывая (3), (4), (6)-(8), (11), (12), найдем дифференциальные уравнения для самих условных оценок $m_j(t)$:

$$\begin{aligned} \frac{df_0(t)}{dt} &= [v_0(t) - v_{0f}(t)]m_0(t) + \left[\langle F_0(\bar{x}, t) \rangle_{0f} - \langle F_0(\bar{x}, t) \rangle_0 \right] m_0(t), \\ \frac{dm_n(t)}{dt} &= [v_n(t) - v_{nf}(t)]m_n(t) + \left[\langle F_n(\bar{x}, t) \rangle_{nf} - \langle F_n(\bar{x}, t) \rangle_n \right] m_n(t) + \\ &+ \frac{d\beta_{n-1}^t(t)}{p_n(t)} [v_{n-1f}(t)m_{n-1}(t) - v_{n-1}(t)m_n(t)], \\ \frac{dm_M(t)}{dt} &= \left[\langle F_M(\bar{x}, t) \rangle_{Mf} - \langle F_M(\bar{x}, t) \rangle_M \right] m_M(t) + \\ &+ \frac{d\beta_{M-1}^t(t)}{p_M(t)} [v_{M-1f}(t)m_{M-1}(t) - v_{M-1}(t)m_M(t)] \quad (n = \overline{1, M-1}; t > 0) \end{aligned} \quad (15)$$

и начальные условия к ним:

$$\begin{aligned} m_0(t)|_{t=0} &= \int_{-\infty}^{+\infty} [1(\tau_1)m(\bar{\tau})P_{\bar{\tau}}(\bar{\tau})d\bar{\tau}] / \int_0^{\infty} P_{\tau_1}(\tau_1)d\tau_1, \\ m_n(t)|_{t=0} &= \int_{-\infty}^{+\infty} [1(\tau_{n+1}) - 1(\tau_n)]f(\bar{\tau})P_{\bar{\tau}}(\bar{\tau})d\bar{\tau} / \int_0^{\infty} [P_{\tau_{n+1}}(u) - P_{\tau_n}(u)]du, \\ m_M(t)|_{t=0} &= \int_{-\infty}^{+\infty} [1 - 1(\tau_M)]f(\bar{\tau})P_{\bar{\tau}}(\bar{\tau})d\bar{\tau} / \int_{-\infty}^0 P_{\tau_M}(\tau_M)d\tau_M \quad (n = \overline{1, M-1}). \end{aligned} \quad (16)$$

Важно отметить, что уравнения (15) не содержат в правых частях функций $p_{jf}(t)$. Если воспользоваться соотношением (13), то в аналогичном виде (не содержащем функций $p_{jf}(t)$ в правых частях) можно представить также интегро-дифференциальные уравнения для вспомогательных плотностей вероятностей $W_{jf}(\bar{x}, t)$:

$$\begin{aligned} \frac{\partial W_{0f}(\bar{x}, t)}{\partial t} &= L_0 W_{0f}(\bar{x}, t) + \left[F_0(\bar{x}, t) - \langle F_0(\bar{x}, t) \rangle_{0f} \right] W_{0f}(\bar{x}, t), \\ \frac{\partial W_{nf}(\bar{x}, t)}{\partial t} &= L_n W_{nf}(\bar{x}, t) + \left[F_n(\bar{x}, t) - \langle F_n(\bar{x}, t) \rangle_{nf} \right] W_{nf}(\bar{x}, t) + \\ &+ \frac{v_{n-1}(t)p_{n-1}(t)f_{n-1}(t)}{p_n(t)f_n(t)} [W_{n-1f}(\bar{x}, t) - W_{nf}(\bar{x}, t)] \end{aligned} \quad (17)$$

($n = \overline{1, M}; t > 0$).

При этом начальные значения для $W_{jf}(\bar{x}, t)$ равны:

$$W_{jf}(\bar{x}, t)|_{t=0} = P_j(\bar{x}) \quad (j = \overline{0, M}). \quad (18)$$

Таким образом, уравнения (6), (14), (15), (17) образуют замкнутую систему и совместно с начальными условиями (7), (16), (18) и обозначениями (8), (9), (12) составляют алгоритм оптимального оценивания величины функции $m(\bar{\tau})$. Полученный алгоритм можно несколько упростить, так как из (6), (7), (17), (18) следует, что условные плотности вероятностей $W_0(\bar{x}, t)$, $W_{0f}(\bar{x}, t)$ между собой тождественно равны, т.е. $W_0(\bar{x}, t) \equiv W_{0f}(\bar{x}, t)$. Поэтому уравнение (15) для условной оценки $f_0(t)$ можно решить априорно (до проведения наблюдений). В результате получим:

$$f_0(t) = \langle 1(\tau_1 - t) f(\bar{\tau}) \rangle_{pr} / \langle 1(\tau_1 - t) \rangle_{pr} = \int_t^\infty d\tau_1 \int_{\tau_1}^\infty d\tau_2 \dots \int_{\tau_{M-1}}^\infty f(\bar{\tau}) P_{\bar{\tau}}(\bar{\tau}) d\tau_M / \int_t^\infty P_{\tau_1}(\tau_1) d\tau_1. \quad (19)$$

Для решения интегро-дифференциальных уравнений (12), (23) в общем случае можно использовать гауссову аппроксимацию апостериорных плотностей вероятностей $W_j(\bar{x}, t)$, $W_{jm}(\bar{x}, t)$. Однако в ряде простых задач удается получить точные уравнения оптимального оценивания моментов скачкообразных изменений свойств случайных процессов.

Пример реализации задачи оценки моментов перехода на очередной ИЛС.

В качестве примера рассмотрим задачу оптимального оценивания моментов появления и окончания наличия ИЛС, проявляющегося в виде скачка $x(t)$, наблюдаемого на фоне белого гауссового шума $\eta(t)$ с нулевым средним значением и спектральной плотностью N . Предположим, что наблюдаемые процессы $y(t)$ и $x(t)$ задаются уравнениями:

$$y(t) = x(t) + \eta(t), \quad x(t) = \begin{cases} 0 & t \leq \tau_1, t > \tau_2 \\ A & \tau_1 < t \leq \tau_2 \end{cases} \quad (t > 0) \quad (20)$$

где A – известная амплитуда скачка; τ_1 и τ_2 – случайные моменты появления и окончания скачка (статистически независимые с шумом $\eta(t)$). Будем полагать, что плотность вероятностей $P_{\tau_1}(\tau_1)$ момента появления скачка и условная (при фиксированном значении τ_1) плотность вероятностей $P_{\tau_2|\tau_1}(\tau_2 | \tau_1)$ момента его окончания априорно описываются одинаковыми экспоненциальными законами:

$$P_{\tau_1}(\tau_1) = \begin{cases} \nu e^{-\nu \tau_1} & \tau_1 > 0 \\ 0 & \tau_1 \leq 0 \end{cases}, \quad P_{\tau_2|\tau_1}(\tau_2 | \tau_1) = \begin{cases} \nu e^{-\nu(\tau_2 - \tau_1)} & \tau_2 > \tau_1 \\ 0 & \tau_2 \leq \tau_1 \end{cases} \quad (21)$$

с параметром ν . При этом $P_{\bar{\tau}}(\bar{\tau}) = P_{\tau_1}(\tau_1) P_{\tau_2|\tau_1}(\tau_2 | \tau_1)$.

В рассматриваемом примере, чтобы определить условные плотности вероятностей $W_j(x, t)$, $W_{jf}(x, t)$ ($j = \overline{0, 2}$) нет необходимости обращаться к интегро-дифференциальным уравнениям (6), (17). Поскольку амплитуда сигнала известна заранее, эти плотности вероятностей имеют вид дельта-функций $W_0(x, t) = W_2(x, t) = W_{0f}(x, t) = W_{2f}(x, t) = \delta(x)$, $W_1(x, t) = W_{1f}(x, t) = \delta(x - A)$. Поэтому с учетом (21) и обозначений (8), (9), (11) в уравнениях (6), (15) следует положить:

$$\begin{aligned} \langle F_0(x, t) \rangle_0 &= \langle F_2(x, t) \rangle_2 = \langle F_0(x, t) \rangle_{0f} = \langle F_2(x, t) \rangle_{2f} = 0, \\ \langle F_1(x, t) \rangle_1 &= \langle F_1(x, t) \rangle_{1f} = [2Ay(t) - A^2] / (2N), \\ F(t) &= p_1(t) [2Ay(t) - A^2] / (2N), \quad v_0(t) = v_1(t) = \nu. \end{aligned} \quad (22)$$

Подставляя в выражение (12) функции $f(\bar{\tau}) \equiv \tau_1$ и $f(\bar{\tau}) \equiv \tau_2$ и учитывая (21), найдем как зависят от времени коэффициенты $v_{0,1f}(t)$ в уравнениях (15)

$$\begin{aligned} v_{0\tau_1}(t) &= \nu^2 t / (1 + \nu t), \quad v_{1\tau_1}(t) = \nu, \\ v_{0\tau_2}(t) &= \nu(1 + \nu t) / (2 + \nu t), \quad v_{1\tau_2}(t) = \nu^2 t / (1 + \nu t). \end{aligned} \quad (23)$$

В результате из выражения (6), (7), (14)-(16), (22), (23) получим точные уравнения алгоритма оптимального оценивания моментов τ_1, τ_2 для скачка:

$$\hat{\tau}_i(t) = \sum_{j=0}^2 p_j(t) \tau_{ij}(t) \quad (i=1,2), \quad (24)$$

$$\begin{aligned} dp_0/dt &= -\nu p_0 + p_0 p_1 [2Ay(t) - A^2]/(2N), \\ dp_1/dt &= \nu p_0 - \nu p_1 + p_1(1-p_1)[2Ay(t) - A^2]/(2N), \\ p_2(t) &= 1 - p_0(t) - p_1(t), \quad p_0(t)|_{t=0} = 1, \quad p_1(t)|_{t=0} = 0, \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \tau_{10}(t) &= t + 1/\nu, \\ d\tau_{11}/dt &= (\nu p_0/p_1)(t - \tau_{11}) \quad \tau_{11}(t)|_{t=0} = 0, \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} d\tau_{12}/dt &= (\nu p_1/p_2)(\tau_{11} - \tau_{12}) \quad \tau_{12}(t)|_{t=0} = 0, \\ \tau_{20} &= t + 2/\nu, \quad \tau_{21} = t + 1/\nu, \end{aligned} \quad (27)$$

$$d\tau_{22}/dt = (\nu p_1/p_2)(t - \tau_{22}), \quad \tau_{22}(t)|_{t=0} = 0.$$

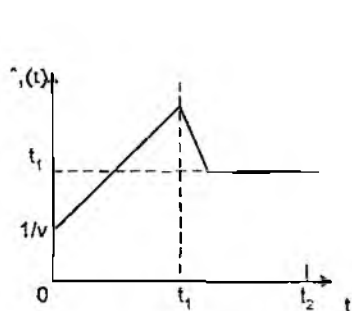


Рис. 1

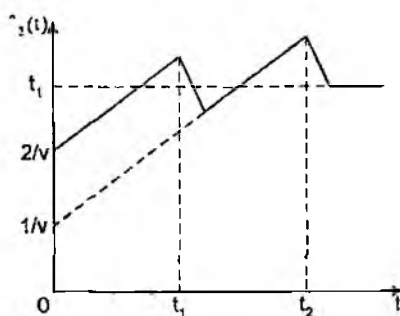


Рис. 2

Провести аналитическое исследование полученного алгоритма довольно сложно в силу нелинейного характера входящих в него стохастических уравнений. Ограничимся качественным обсуждением "работы" алгоритма (24)-(27), предполагая, что соотношение сигнал/шум достаточно велико, т.е. $A^2/(2N) \gg 1$. Пусть на самом деле сигнал появляется в момент t_1 , а исчезает в момент t_2 . Тогда уравнениями (25) при $t \leq t_1$ вырабатывается апостериорная вероятность $p_0(t)$, близкая по величине к единице, а функции $p_1(t)$, $p_2(t)$ близки к нулю. При этом в силу (24) оценки $\hat{\tau}_1(t)$, $\hat{\tau}_2(t)$ приближенно равны условным оценкам $\tau_{10}(t)$, $\tau_{20}(t)$ и растут со временем по закону $\hat{\tau}_1(t) = t + 1/\nu$, $\hat{\tau}_2(t) = t + 2/\nu$, как показано на рис.2. Такое поведение имеет следующее простое объяснение. Если к моменту t скачок не обнаружен, то происходит изменение априорных данных. При этом, вследствие своего экспоненциального вида (21), априорная плотность вероятностей $P_{\tau_1}(\tau_1)$ просто смещается вдоль оси τ_1 вслед за текущим временем. Математическое ожидание такой изменяющейся плотности вероятностей растет пропорционально t .

До появления скачка при $t \leq t_1$ за счет большого коэффициента $\nu p_0(t)/p_1(t) \gg 1$ правой части уравнения (26) для условной оценки $\tau_{11}(t)$ приближенно поддерживается соотношение $\tau_{11}(t) = t$. После появления импульса (при $t_1 < t \leq t_2$) уравнением (19) начинают вырабатываться новые значения функций $p_0(t) \approx p_2(t) \approx 0$, $p_1(t) \approx 1$ (происходит обнаружение сигнала). Коэффициент $\nu p_0(t)/p_1(t) \ll 1$ становится малым, и поэтому рост условной оценки $\tau_{11}(t)$ прекращается, т.е. $\tau_{11}(t)$ при $t > t_1$. При этом оценки $\hat{\tau}_1(t)$, $\hat{\tau}_2(t)$

в силу (24) определяются функциями $\tau_{11}(t)$, $\tau_{21}(t)$ и приближенно равны $\hat{\tau}_1(t) = t_1$, $\hat{\tau}_2(t) = t = 1/v$ (см. рис. 1, 2).

Нетрудно заметить, что уравнения (27) для условных оценок $\tau_{21}(t)$, $\tau_{22}(t)$ полностью повторяют уравнения (26) для оценок $\tau_{10}(t)$, $\tau_{11}(t)$, только коэффициент $\nu p_0(t)/p_1(t)$ заменен в (27) на $\nu p_1(t)/p_2(t)$. Поэтому при появлении второго скачка (при $t > t_2$), когда функции $p_j(t)$ в соответствии с (25) вновь быстро "переключаются" и становятся равными $p_0(t) \approx p_1(t) \approx 0$, $p_2(t) \approx 1$, условная оценка $\tau_{22}(t)$ изменяется по аналогии с тем, как изменялась оценка $\tau_{11}(t)$ при первом скачке. Поскольку функция $\tau_{22}(t)$ в силу (24) определяет оценку $\hat{\tau}_2(t)$, то получим $\hat{\tau}_2(t) \approx \tau_{22}(t) \approx t_2$, $t > t_2$. Отметим, что второй скачок практически не оказывает влияния на оценку $\hat{\tau}_1(t)$ момента появления скачка, так как детерминированная априорная зависимость между τ_1 и τ_2 отсутствует и при большом соотношении сигнал/шум оценка $\hat{\tau}_1(t) \approx t_1$ находится достаточно точно уже после появления первого скачка.

Таким образом, рассмотренный подход позволяет для определенного класса задач синтезировать алгоритмы оптимального оценивания моментов изменений параметров случайных сигналов в текущем времени, синтезируемых как начало очередных ИЛС.

Список литературы: 1. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 387 с. 2. Поповский В. В. Модель управления реструктуризацией телекоммуникационной сети // Радиотехника. 2004. Вып. 138. С. 25–32. 3. Мальцев А. А., Силаев А. М. // Изд. вузов. Радиотехника. 1985: Т. 28. №2 С. 184–192. 4. Абдельхамид Зугбар, Звягольская Г.В., Селевко С.Н. Разработка математической модели состояния нестационарной телекоммуникационной системы // Радиотехника: 2005. Вып. 141. С. 1-3.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 27.01.2005

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОПТИМАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ КОМБИНИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ФАП ПРИ ВОЗМУЩАЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ

Предварительный синтез алгоритма оптимального управления при заданных граничных условиях позволяет построить оптимальную по быстродействию систему ФАП [1-3]. Помехи, действующие на систему, могут привести к отклонению от оптимальности. Для учета влияния помехи на оптимальное управление будем определять последнюю в виде некоторого степенного полинома:

$$L(t) = \sum_{j=1}^{n-1} S_j t^j. \quad (1)$$

При таком способе учета помехи под классификацию «помеха» попадают погрешности в определении коэффициентов дифференциального уравнения, изменения параметров системы ФАП, помехи и т. д.

Закон действия помехи может быть найден по нескольким замерам фазовых координат β . Так, вектор $\bar{L}(t)$, характеризующий влияние помехи, определяется выражением:

$\bar{L}(t) = \bar{\beta}(t) - \bar{\beta}_p(t)$, (2) где $\bar{\beta}_p(t)$ – без учета помехи; $\bar{\beta}(t)$ – при воздействии помехи, составляющие которой находятся с помощью конечных разностей по нескольким замерам фазовых координат.

Состав векторов $\bar{\beta}(t)$ и $\bar{\beta}_p(t)$ на каждый момент времени – это конкретные числа.

Этому составляющие вектора $\bar{L}(t)$, полученные согласно выражению (2), также будут конкретными числами. Уравнение (1) можно рассматривать как систему уравнений относительно коэффициентов полинома:

$$\left. \begin{aligned} L(t) &= S_0 + S_1 t + S_2 t^2 + \dots + S_{n-1} t^{n-1}; \\ L_1(t) &= S_1 + 2S_2 t_1 + \dots + (n-1)S_{n-1} t_1^{n-2}; \\ &\dots\dots\dots \\ L^{(n-1)}(t_1) &= (n-1)! S_{n-2}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Система уравнений (3) представляет собой систему n алгебраических уравнений, содержащих n неизвестных S_j . Главная матрица системы является треугольной, и система легко решается методом последовательных неизвестных, начиная с S_{n-1} . Зная коэффициенты полинома $L(t)$ и считая их постоянными во время действия оптимального управления, определим алгоритм оптимального управления для задающего воздействия $\alpha(t) = A_0 + A_1 t$ с учетом помехи $L(t)$. При задающем и возмущающем воздействиях на систему ФАП воздействием задача отыскания алгоритма оптимального управления решается аналогично решению такой же задачи, но без учета помехи. Уравнение движения, записанное относительно фазовой ошибки, при воздействии помехи будет иметь вид

$$\begin{aligned} &a_n \Delta \varphi^{(n)} + a_{n-1} \Delta \varphi^{(n-1)} + \dots + a_1 \Delta \varphi = \\ &= k \left[\frac{a_n}{k} \left(\alpha^{(n-1)} - L^{(n)} + \frac{a_1}{k} \left(\alpha^{(n)} - L^{(n)} \right) - (-1)^{i+1} U_m \operatorname{sign} \alpha(t) \right) \right]. \end{aligned} \quad (4)$$

$$\Delta\varphi_{kL} = \Delta\varphi_k; \quad \Delta\dot{\varphi}_{kL} = \Delta\ddot{\varphi}_{kL} = \dots = 0. \quad (5)$$

Координаты начальной точки:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi_{iL} &= \alpha(t)|_{t=0} - L(t)|_{t=0}; \quad \Delta\dot{\varphi}_{iL} = \dot{\alpha}(t)|_{t=0} - \dot{L}(t)|_{t=0}; \\ \Delta\ddot{\varphi}_{iL} &= \ddot{\alpha}(t)|_{t=0} - \ddot{L}(t)|_{t=0} = 0; \\ &\dots\dots\dots \\ \Delta\varphi_{iL}^{(n)} &= \alpha^{(n)}(t)|_{t=0} - L^{(n)}(t)|_{t=0} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Задача синтеза оптимального алгоритма при обработке воздействия $[\alpha(t) + L(t) + q(t)]$ при наличии помехи заменяется задачей синтеза оптимального управления при обработке воздействия:

$$\frac{a_n}{k}(\alpha^{(n)}(t) - L^{(n)}(t)) + \dots + \frac{a_1}{k}(\dot{\alpha}(t) - \dot{L}(t)) + (\alpha(t) - L(t)) - (-1)^{i+1} U_m \text{sign} \alpha(t)$$

для системы ФАП, описываемой дифференциальным уравнением (4).

Решение уравнения (4) ищем в виде:

$$\Delta\varphi_L(t) = C_{0L} + C_{1L}e^{-\lambda_1 t} + \dots + C_{nL}e^{-\lambda_n t} + L(t),$$

где

$$C_{0L} = \frac{a_n}{k}(\alpha^{(n)}(t) - L^{(n)}(t)) + \dots + \frac{a_1}{k}(\dot{\alpha}(t) - \dot{L}(t)) + (\alpha(t) - L(t)) - (-1)^{i+1} U_m \text{sign} \alpha(t).$$

Найдем выражения, позволяющие вычислить постоянные интегрирования C_{iL}^1, C_{iL}^n в условиях помех. Момент появления помехи t_L примем за новый отсчет времени $t = 0$ ($t = t_L$). Этим самым мы изменили начальные условия (6) на новые, определяемые выражениями:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi_{iL}(t_L) &= C_0^1 + C_1^1 e^{-\lambda_1 t_L} + \dots + C_n^1 e^{-\lambda_n t_L}; \\ \Delta\varphi_{iL}^{(j)}(t_L) &= (-1)^j \sum_{k=1}^n C_k^1 e^{-\lambda_k t_L} \lambda_k^j; \\ j &= \overline{1, (n-1)}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Выражения для вычисления постоянных интегрирования на первом и последнем интервалах с учетом помех остаются аналогичными выражениям нахождения C_{iL}^1, C_{iL}^n при решении задачи оптимального управления без учета помехи, но с новыми значениями начальных условий $\Delta\varphi_{iL}$, вычисляемых по формуле (7).

В моменты переключения знака при стыковании фазовых координат получим выражения для вычисления постоянных интегрирования, аналогичные выражениям при решении задачи оптимального управления без помехи. Не приводя подробного описания, применяя к системе n -го порядка в условиях помех метод стыкования решений дифференциальных уравнений со знакопеременной правой частью, напишем систему уравнений для расчета моментов переключения оптимального алгоритма в условиях помех:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta_{il}^n}{D_B} e^{-\lambda_i t_n} + \frac{1}{D_B} \sum_{k=n-1}^1 \Delta_{icl}^k e^{-\lambda_i t_k} + (-1)^n C_{il}^l = 0; \\ i = \overline{1, n}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Решение системы уравнений (8) позволяет определить коррекцию интервалов управления сигнала управления $q(t)$, которую необходимо ввести в алгоритм оптимального управления устройством управления, чтобы обеспечить оптимальную обработку задающего воздействия в условиях помех. При воздействии случайной помехи необходимо периодически с определенным шагом рассчитывать моменты переключения сигнала управления на протяжении всего интервала управления. Непрерывную коррекцию интервалов управления осуществляет оптимальная по быстродействию самонастраивающаяся комбинированная система ФАП.

Список литературы: 1. Скляренко С.Н. Синтез фазовой синхронизации. К.: Техніка, 1994. 160с. 2. Справочник по радиоавтоматике / Т.В. Бурсова, Н.В. Градобоева, Н.В. Захарченко и др. К.: Техніка, 1992. 246 с. 3. Системы фазовой автоподстройки: / Л.Н. Беркман, В.П. Охрущак, И.А. Тарасенко, А.А. Руденко. Учеб. пособие. К.: КИС УГАС им. О.С. Попова, 1997. 71с.

Государственный университет
информационно-коммуникационных технологий,
г. Киев

Поступила в редколлегию 25.04.2005

СИНТЕЗ УСТРОЙСТВА С ПЕРЕМЕЖЕНИЕМ СИГНАЛОВ И ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ЕГО ПРИМЕНЕНИЯ В МНОГОЛУЧЕВЫХ РАДИОКАНАЛАХ

В настоящее время используется большое количество систем и сетей радиосвязи, работающих в условиях многолучевости, следствием которой является замирание сигналов, что приводит к существенному изменению их структуры и, в частности, к появлению потока ошибок. Это требует определенных мер для обеспечения необходимой вероятности правильного приема сигналов.

Анализ проведенных исследований

В ряде работ [1-3] приводятся различные способы и устройства, в том числе и устройства с перемежением сигналов, позволяющие частично решить задачу повышения вероятности правильного приема сигналов при возникновении групповых ошибок в каналах радиосвязи. Однако все эти устройства обладают рядом недостатков:

- отсутствие возможности оперативной смены коэффициента перемежения вследствие необходимости полностью изменять при этом структуру используемых блоков инверторов;
- отсутствие возможности изменять длину пакета последовательности символов, в котором осуществляется их перемежение.

Приведенные недостатки не позволяют в полной мере использовать процесс перемежения символов информационной последовательности как эффективное средство для устранения групповых ошибок (пакетов) при передаче сигналов по каналам с замираниями. Это связано с тем, что в зависимости от длины пакета ошибок, которые могут возникать в канале связи, для повышения эффективности передачи информации, необходимо использовать различные значения коэффициента перемежения символов сообщения. Кроме того, в перечисленной литературе не приводится оценка эффективности передачи сообщений в каналах радиосвязи с замираниями сигналов при использовании устройств с перемежением символов сообщений.

Постановка задачи

Синтезировать устройство с перемежением сигналов.

Оценить эффективность использования устройства с перемежением символов в радиоканалах с замираниями.

Синтез устройства с перемежением сигналов

Математическое выражение для процесса перемежения информационной последовательности псевдослучайной последовательности (ПСП) для определения интервала перемежения с изменяемым коэффициентом перемежения q (с учетом его максимального значения q_{\max}) при различной длине пакета d информационных символов, в котором осуществляется перемежение можно представить в виде следующего неравенства:

$$\left\{ E \left[\frac{(j-1)N + (N-1)q_{\max} + 1}{N} \right] + E \left[\frac{(j-1)N + (N-1)q_{\max} + 1}{N} \bmod \beta \right] \right\} N < < \left\{ [Q_1 + (d-1)\beta - 1]N + (n-1)q_1 + 1 \right\} \leq \leq \left(\left\{ E \left[\frac{(j-1)N + (N-1)q_{\max} + 1}{N} \right] + E \left[\frac{(j-1)N + (N-1)q_{\max} + 1}{N} \bmod \beta \right] \right\} N + \beta N \right) \quad (1)$$

где символ $E[\dots]$ означает целую часть выражения (в случае дробного значения числа оно округляется в большую сторону); j – номер аходного информационного символа для определенного q_{\max} (например, при использовании значений $q_1 = 20, q_2 = 4, q_3 = 16, q_4 = 8$ первый символ информации будет подаваться в канал связи со значением $q_1 = q_{\max} = 20$, т.е. для

данного случая $j=1$), для другого порядка следования коэффициентов перемежения и того же значения $q_{\max} = 20$, например, $q_1 = 8, q_2 = 4, q_3 = q_{\max} = 20, q_4 = 16$, имеем $j=3$; $N=1$; β - количество коэффициентов перемежения (в приведенных примерах $\beta = 4$);

$$d=1, \left\{ \frac{\left\{ E \left[\frac{(j-1)N + (N-1)q_{\max} + 1}{N} \right] + E \left[\frac{(j-1)N + (N-1)q_{\max} + 1}{N} \bmod \beta \right] \right\} N + \beta N}{\beta} \right\}. (2)$$

$Q_i = \overline{1, \beta}$; $\bmod \beta$ - модуль количества коэффициентов перемежения.

В соответствии с выражением (1) можно определить требуемое количество разрядов βN выходного регистра памяти устройства перемежения символов. Тогда число разрядов, необходимое для входного регистра памяти данного устройства, можно найти из соотношения

$$n_{\text{вх}} = E \left[\frac{(j-1)N + (N-1)q_{\max} + 1}{N} \right] + E \left[\frac{(j-1)N + (N-1)q_{\max} + 1}{N} \bmod \beta \right] + \beta. (3)$$

В соответствии с приведенными выражениями синтезирована структурная схема устройства перемежения символов информационного сигнала, представленная на рис.1. Она состоит из генератора тактовых синхроимпульсов (ГТИ) 1, входного регистра памяти (ВхРП) 2 на $n_{\text{вх}}$ разрядов, на который подается информационная последовательность от кодера (генератора ПСП), соединенного каналом передачи данных 7 с оперативным запоминающим устройством 5 (ОЗУ) и каналом управления и синхронизации 8 с микропроцессором 4 (МП); выходного регистра памяти (ВыхРП) 6, содержащего βN разрядов ($\beta < \alpha, N$ - номера элементов кодовых комбинаций ШПС), соединенного с ОЗУ каналом передачи данных и каналом управления и синхронизации 9 с микропроцессором 4, соединенного с оперативным запоминающим устройством каналом передачи данных 11; постоянного запоминающего устройства 3 (ПЗУ), соединенного с микропроцессором 4 каналом передачи данных 12.

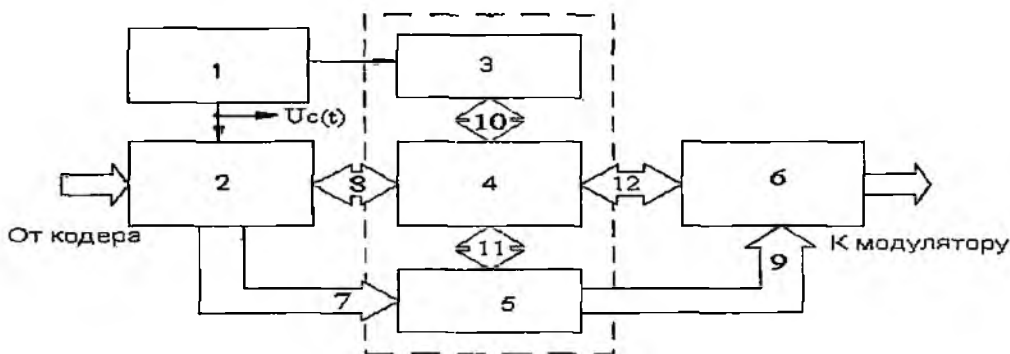


Рис. 1

Принцип работы схемы заключается в следующем. Элементы кодовой последовательности с выхода кодирующего устройства поступают во входной регистр памяти 2. После его заполнения элементы сформированного пакета определенной длины параллельно поступают в ОЗУ 5, где происходит их перемежение по заданной программе.

По окончании перемежения вновь сформированный пакет определенной длины из ОЗУ поступает в выходной регистр памяти 6, с выхода которого элементы пакета передаются на модулятор. На выходе последнего формируется перемеженная высокочастотная последовательность сигналов.

Принцип формирования перемеженной кодовой последовательности (ПКП) для различных значений коэффициентов перемежения показан на рис.2 (для $q = 3$).

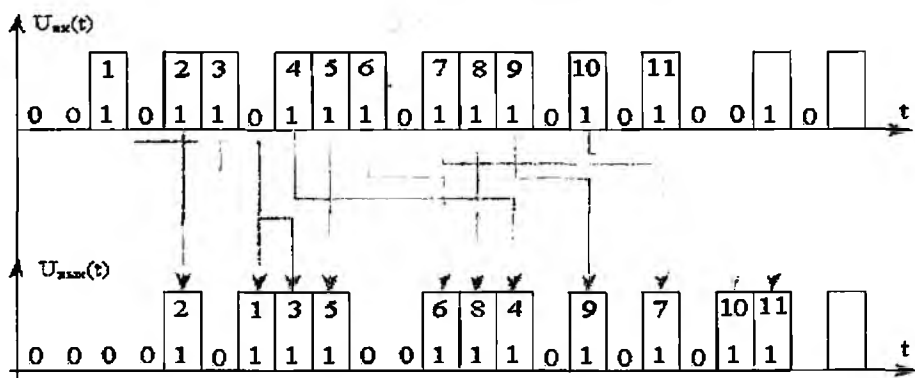


Рис. 2

Оценка эффективности приема радиосигналов с использованием устройства с перемежением сигналов ПСП в радиоканалах с замираниями

Для оценки эффективности приема сигналов в каналах с замираниями при использовании символов ПСП воспользуемся следующим критерием [3]:

$$P_{ПС} \leq \frac{1}{qN}, \quad (4)$$

где $P_{ПС}$ – вероятность того, что с данной позиции символа начнется пакет ошибок; q – коэффициент перемежения символов ПСП; N – длина базового кодового слова (БКС) в матрице перемежения поля Галуа.

Вероятность $P_{ПС}$ определяется выражением:

$$P_{ПС} = \frac{1}{T_{ср} + L_{ср}}, \quad (5)$$

где $T_{ср}$ – средняя длина безошибочного интервала между соседними пакетами ошибок (определяется количеством символов сообщений); $L_{ср}$ – средняя длина пакета ошибок.

Предположим, что произвольный пакет ошибок в радиоканале начинается и заканчивается в пределах одного определенного кодового слова (ОКС), которое формируется из базового кодового слова (БКС) матрицы перемежения, а соседние пакеты ошибочных символов могут соединяться один с другим по случайному закону.

Допущение о независимости пакетов ошибок дает основание для определения вероятности их появления $P(n, \tau)$ в блок ПСП длиной n - символов в соответствии с законом Пуассона [3]:

$$P(n, \tau) = \frac{(nP_{ПС})^n}{n!} e^{-nP_{ПС}}, \quad (6)$$

где τ – количество пакетов ошибок в блоке ПСП длиной n символов.

Введем следующие обозначения: n_B – длина БКС (в символах); $P_{ош.Б}$, $P_{ош.О}$ – вероятность искажения ошибками символов БКС и ОКС; $n_0 = qn_B$ – длина ОКС (в символах); $P_{нош.Б}$ – вероятность искажения символов БКС пакетом ошибок, которые не корректируются декодером; $P_{нош.О}$ – вероятность появления в составе ОКС хотя бы одного БКС с ошибками, которые

не исправляются декодером; η_B – коэффициент эффективности для БКС, $\eta_B = \frac{P_{\text{ош.Б}}}{P_{\text{нош.Б}}}$; η_O –

коэффициент эффективности для ОКС, $\eta_O = \frac{P_{\text{ош.О}}}{P_{\text{нош.О}}}$.

Учитывая, что $n_B P_{\text{ПС}} \ll 1$ и $n_O P_{\text{ПС}} \ll 1$, имеем

$$P_{\text{ош.Б}} = 1 - P(n_B, 0) = 1 - e^{-n_B P_{\text{ПС}}} \approx n_B P_{\text{ПС}}, \quad (7)$$

$$P_{\text{ош.О}} = 1 - P(n_O, 0) = 1 - e^{-n_O P_{\text{ПС}}} \approx n_O P_{\text{ПС}} = q n_B P_{\text{ПС}}. \quad (8)$$

Считая, что вероятность появления БКС с комбинацией ошибок, которые не корректируются декодером устройства перемежения, распределена по биномиальному закону, можно записать:

$$P_{\text{нош.О}} = 1 - (1 - P_{\text{нош.Б}}). \quad (9)$$

Тогда при $P_{\text{нош.Б}} \ll 1$ получим

$$P_{\text{нош.О}} = P_{\text{нош.Б}}. \quad (10)$$

Учитывая выражения (7)–(10), имеем:

$$\eta_O = \frac{P_{\text{ош.О}}}{P_{\text{нош.О}}} \approx \frac{n_B P_{\text{ПС}}}{P_{\text{нош.Б}}} \approx \frac{P_{\text{ош.Б}}}{P_{\text{нош.Б}}} = \eta_B. \quad (11)$$

Вероятность ошибки $P_{\text{нош.О}}$ при использовании кодирования символов, которые перемежаются с коэффициентом q для БКС при наличии заданного количества ошибочных символов V , определяется из выражения

$$P_{\text{нош.О}} = \sum_{\tau=1}^{\tau_{\text{MAX}}} P_{\text{нош.Б}}^{(\tau)} = \sum_{\tau=1}^{\tau_{\text{MAX}}} P(n_B, \tau) P(\tau \in \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\text{MAX}}) P(\tau \in \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\text{MAX}}; V), \quad (12)$$

где $P_{\text{нош.Б}}^{(\tau)}$ – вероятность появления БКС с количеством ошибочных символов более чем V при формировании ОКС пакетами длиной $\tau \in \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\text{MAX}}$; τ_{MAX} – максимальная длина пакета ошибочных символов, вероятность искажения которыми ОКС определяется из выражения (6); $P(\tau \in \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\text{MAX}})$ – вероятность появления пакетов ошибок длиной τ_1 ; $P(\tau \in \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\text{MAX}}; V)$ – вероятность появления хотя бы одного БКС в составе ОКС с количеством ошибочных символов V .

Для определения вероятности $P(\tau \in \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\text{MAX}})$ воспользуемся формулой полиномиального распределения [6]:

$$P(\tau \in \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\text{MAX}}) = \tau_{\text{MAX}}! \prod_{i=1}^{\tau_{\text{MAX}}} \left[\frac{P^{\tau_i} (L_{\text{CP}_i})}{\tau_i!} \right], \quad (13)$$

L_{CP_i} – средняя длина i -го пакета ошибок.

Таким образом, для определения вероятности $P_{\text{нош.Б}}^{(\tau)}$ в выражении (12) необходимо вы-

полнить процедуру перебора всех значений τ_i , чтобы обеспечить условие $\sum_{i=1}^{\tau_{\text{MAX}}} \tau_i = \tau_{\text{MAX}}$.

Процедуру перебора длин пакетов τ_i можно упростить, если не учитывать те из них, которые независимо от взаимного расположения в ОКС не могут привести к появлению больше чем V ошибочных символов в каждом из БКС данного ОКС.

Так, если длина пакета ошибок составляет L_{CP_i} символов, то вероятность ошибки в этом пакете $P(\tau \in \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\max})$ может быть вычислена при следующих условиях:

$$\sum_{i=1}^{\tau_{\max}} \tau_i L_{CP_i} \leq qV \text{ и } \{L_{CP_i}\} > q \left\lceil \frac{V}{\tau_i} \right\rceil \quad (14)$$

где $\lceil X \rceil$ означает целую часть числа x .

Тогда при определении вероятности $P_{\text{нош.Б}}^{(\tau)}$ в выражении (12) нет необходимости рассматривать все длины пакетов ошибок, которые не удовлетворяют условиям (14).

Для случаев, когда выполняется неравенство $P_{\text{ПС}} \leq \frac{1}{n_0} = \frac{1}{qn_B}$, вероятность $P(n, \tau)$ появления пакетов ошибок τ в ОКС существенно уменьшается с увеличением τ .

Поэтому можно считать, что уже для $\tau \geq 3$ любая комбинация длин пакетов ошибок в ОКС приведет к появлению более чем V ошибочных символов хотя бы в одном из БКС.

При небольшом количестве ошибок ($V=1..4$), которые корректируются декодером, сделанные выше допущения и не вносят погрешности при расчетах.

Тогда для каждого значения $\tau \geq 3$ выражение (6) можно записать в следующем виде:

$$P_{\text{нош.О}}^{(\tau)} = P(n_0, \tau) = \frac{(n_0 P_{\text{ПС}})^{\tau}}{\tau!} e^{-n_0 P_{\text{ПС}}} \quad (15)$$

Формула для вероятности $P(\tau \in \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\max}; V)$ из выражения (8) может быть получена комбинаторным анализом возможных взаимных расположений $\tau \geq 3$ пакетов ошибок в ОКС и соединений длин пакетов ошибок для условий (12)-(14) в следующем виде:

$$P(\tau \in \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\max}; V) = \frac{1}{q^{\tau-1}} \left\{ \begin{aligned} & \left[\tau - 1 + \sum_{i=1}^r \tau_i \right] \frac{L_{CP}}{q} \left[\prod_{i=1}^r \left(\text{Res} \frac{L_{CP_i}}{q} \right)^{\tau_i} + \right. \\ & \left. + \left[\tau - 2 + \sum_{i=1}^r \tau_i \right] \frac{L_{CP}}{q} \left[\prod_{j=1}^r \left(q \sum_{i=1}^r \left(\text{Res} \frac{L_{CP_i}}{q} \right)^{\tau_i} \right) \times \right. \right. \\ & \left. \left. \times \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^r \left(\text{Res} \frac{L_{CP_i}}{q} \right)^{\tau_i} - \tau \prod_{i=1}^r \left(\text{Res} \frac{L_{CP_i}}{q} \right)^{\tau_i} \right] \right\} \quad (16) \end{aligned} \right.$$

где $\text{Res} \left(\frac{x}{y} \right)$ – остаток от деления числа x на число y .

Подставив в (8) выражения (4), (10), (15), (16) и учитывая (14), получаем

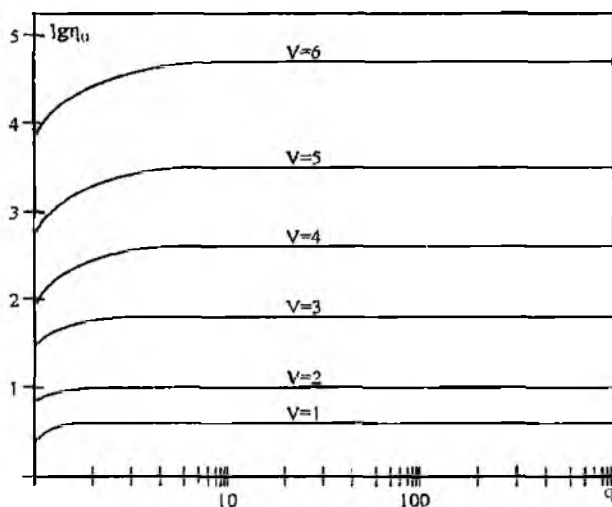


Рис. 3

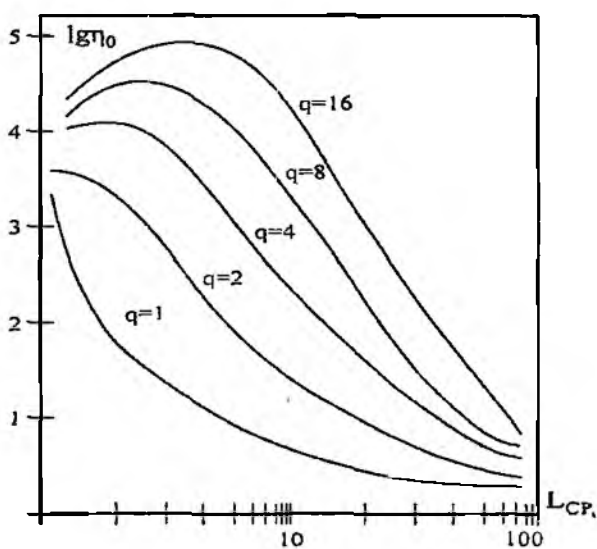


Рис. 4

Анализ зависимостей, представленных на рис. 4, показывает следующее. Применение метода перемежения символов БКС при средних длинах пакетов ошибок ($L_{ср} < 10$) даже при малой степени перемежения ($q = 2; 4$) дает значительный выигрыш по эффективности устранения ошибок.

Характер зависимостей $\eta_0 = F_2(L_{ср}, q = \text{const})$ объясняется тем, что при значениях $L_{ср}$ близких к единице, например для геометрического закона распределения вероятность появления длинных пакетов ошибок настолько мала, что введение перемежения не дает ожидаемого результата. Спад характеристики для больших значений $L_{ср}$ очевиден, так как для рассмотренных значений коэффициента q , перемежение уже не справляется с задачей разнесения очень длинных пакетов ошибок по разным БКС. Увеличение степени перемежения в этой области значений $L_{ср}$ обеспечивает возрастание оценки. Таким образом, для каждого значения существует своя эффективная зона изменений, в которой конкретным кодом достигается наибольший коэффициент достоверности. Выделение таких зон позволяет более обоснованно выбирать степень перемежения символов ОКС.

Кроме того, существует возможность создания системы с адаптацией на основании изменения коэффициента перемежения в зависимости от характеристик канала с замираниями, которые выражаются в вероятности возникновения пакетов ошибок различной длины.

Список литературы: 1. Кейнал Л.Н., Састри А.Р. Модели каналов с памятью и их применение для защиты от ошибок // ТИИЭР. 1978. Т.66. №7. С. 5-29. 2. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с переменными параметрами. М.: Сов. Радио, 1982. 427 с. 3. Батаев О.П., Дьошин Р.И. Анализ эффективности завадостійксті коду Ріда-Соломона з перемеженням // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. 2000. № 6. С.79-83. 4. SU 1542390A1 кл. Н04 К1/06. / О.П. Батаев, И.В. Рогожин. Авт. свид. на изобрет. №524468. Оpubл. 25.08.1988. Бюл.10. 5. Бахарь Э.М. Статистика ошибок в экспериментальном пакете// Передача дискретных сообщений по каналам с группирующимися ошибкам. М., 1972. С.86-93. 6. Патент на винахід / О.П. Батаев, П.Ф. Поляков, Р.И. Дьошин UA кл.61533, Н04 К1/06. Оpubл. 17.11.2003. Бюл.8. 7. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. М.: Эко-Трендз. 2000. 240 с. 8. Кеннеди Р. Каналы с замираниями и рассеянием / Пер. с англ.: Под ред. И.А. Овсеевича. М.: Сов. Радио, 1973. 304 с.

*Харьковский национальный
университет радиозлектроники,
Харьковский университет Воздушных Сил*

Поступила в редколлегию 15.03.2005

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ КОМПЕНСАЦИИ ДЖИТТЕРА СЕТЕВЫХ ЗАДЕРЖЕК

Введение

В настоящее время одним из перспективных направлений развития телекоммуникационных систем является концепция сетей нового поколения (Next Generation Network, NGN) согласно которой передача всех видов информации производится по IP сетям (принцип VoIP). В качестве базовых информационных потоков в NGN рассматриваются речь, видео, данные (Triple Play Service). Учитывая, что все информационные потоки используют общие ресурсы сети передачи данных, возникает проблема обеспечения параметров QoS. При этом проблемой при организации телематических служб, функционирующих в реальном масштабе времени (например службы передачи речевой информации), являются повышенные требования к ряду параметров QoS. В частности, при передаче речевого трафика, согласно [1], параметры, подлежащие контролю при обеспечении QoS, возможно классифицировать:

- на транспортном уровне: коэффициент потерь пакетов, средняя одноконцевая задержка джиттер сетевых задержек;

- на уровне приложения: искажения, вносимые процессом кодирования/декодирования, количество блоков данных кодека в одном речевом пакете, задержка в джиттер-буфере, метод восстановления потерянных речевых сегментов (FEC), суммарная одноконцевая задержка, коэффициент потерь блоков данных кодека.

В [2] дополнительно определяются факторы, приводящие к ухудшению качества речи:

- искажения вследствие уменьшения уровня сигнала;
- искажения вследствие групповой задержки сигнала;
- эхо-сигнал на стороне говорящего собеседника;
- случайный эффект битовых искажений передаваемого речевого потока;
- эффект групповых потерь речевых пакетов;
- эффект клиппирования речевого сигнала.

На рис. 1 показана взаимосвязь части факторов, влияющих на QoS при передаче речевого трафика.

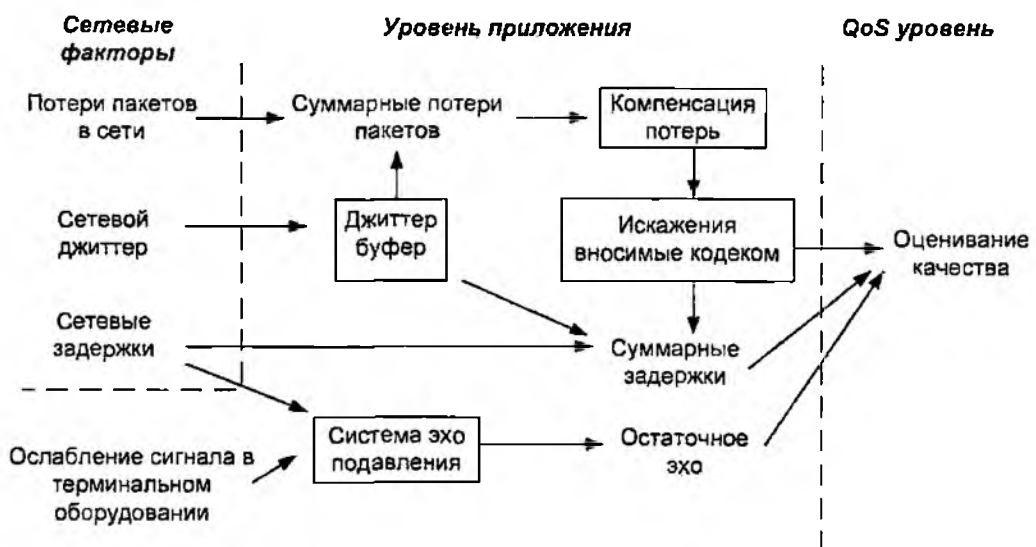


Рис. 1

Методы определения параметров QoS при передаче речевого трафика

Одним из ключевых факторов, определяющих параметры качества речи, является джиттер сетевых задержек. Согласно [3] для численной оценки джиттера возможно использовать следующие метрики:

- среднее значение изменения задержек соседних пакетов (MPPDV);
- среднее значение изменения абсолютной задержки (MAPDV).

С целью компенсации джиттера используются алгоритмы формирования задержек воспроизведения речевых пакетов (АФЗВРП). Для оценки эффективности АФЗВРП особую важность имеет использование методов, учитывающих взаимосвязь сетевых параметров (задержек, потерь, джиттера) и параметров качества передачи речи.

Как известно, методы оценки качества передачи речи делятся на два класса: субъективные и объективные. При этом, объективные, в свою очередь, подразделяются на методы анализа:

- на уровне речевого сигнала;
- на уровне параметров передачи речевых пакетов.

Для работы АФЗВРП требуется оценка качества передачи речи в реальном масштабе времени, что позволяет обеспечить методы, основанные на анализе параметров передачи речевых пакетов [4]. Наиболее часто в АФЗВРП применяется E-model, описанная в рекомендации G.107 [5]. Данная методика основана на пассивном мониторинге сетевого трафика и получения оценки качества передачи речи на основе анализа характеристик задержек и потерь речевых сегментов. В [6] предложен метод анализа эффективности АФЗВРП на основе E-model и PESQ.

В соответствии с [5] производится оценка показателя качества R:

$$R = R_0 - I_s - I_d - I_{e-eff} + A \quad (1)$$

где R_0 – фактор, связанный со значением отношения сигнал/шум, учитывает влияние шумов, возникающих при передаче (шумы оборудования, шумы в помещении); I_s – комбинация всех искажений, которым подвергается речевой сигнал, включая процессы преобразования в ЦАП/АЦП; I_d – влияние задержек и наличие эхо сигнала; I_{e-eff} – искажения, вносимые в процессе кодирования, а также влияние потерь речевых пакетов.

Расчет I_d выполняется с учетом трех факторов:

$$I_d = I_{de} + I_{le} + I_{dd}, \quad (2)$$

где I_{de} учитывает влияние остаточного эхо в тракте передачи (Talker Echo); I_{le} – влияние остаточного эха в тракте приема (Listener Echo); I_{dd} – абсолютной задержки при передаче речевого трафика.

На рис. 2 приведено пояснение смысла используемых в выражениях (1) и (2) задержек.

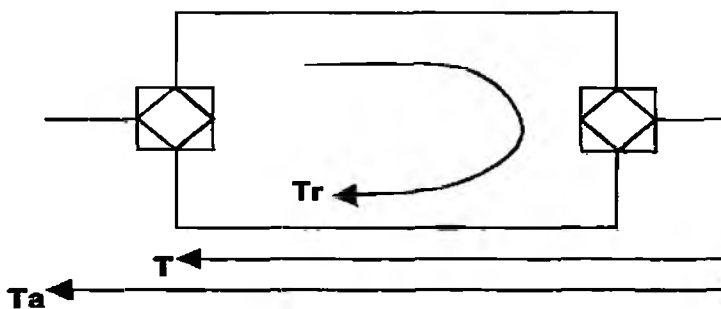


Рис. 2

На рис. 2 приняты следующие обозначения: T – средняя одноконцевая задержка; T_a – абсолютная задержка; T_r – задержка, эквивалентная времени обращения.

Влияние абсолютной одноконцевой задержки T_a может быть учтено:

$$I_{dd} = 25 \left\{ (1 + X^6)^{\frac{1}{6}} - 3 \left(1 + \left[\frac{X^6}{3} \right]^{\frac{1}{6}} \right) + 2 \right\},$$

где $X = \log \frac{\left(\frac{T_a}{100} \right)}{\log 2}$

Для оценки значения T_a для E-model учитываются следующие компоненты:

$$T_a = t_{owtd} + t_{enc} + t_{frame} + t_{jb} + t_{dec},$$

где t_{owtd} – одноконцевая сетевая задержка; t_{enc} – задержка вследствие кодирования; t_{frame} – задержка вследствие пакетизации; t_{jb} – задержка, вносимая АФЗВПР; t_{dec} – задержка вследствие декодирования.

При расчете t_{enc} необходимо учесть особенности пакетизации и кодирования (в частности время предварительного анализа речевого сигнала). Согласно [7] минимальное и максимальное значение задержки вследствие кодирования и пакетизации

$$\max(t_{enc} + t_{frame}) = (2N + 1) \cdot t_{fs} + t_{la},$$

$$\min(t_{enc} + t_{frame}) = (N + 1) \cdot t_{fs} + t_{la},$$

где N – количество блоков данных кодека, передаваемых в одном RTP пакете; t_{fs} – интервал формирования блоков данных кодеком; t_{la} – время предварительного анализа (look ahead), необходимое для формирования одного блока данных.

Влияние искажений, вносимых оборудованием, а также потерей речевых сегментов,

$$I_{e-d} = I_e + (95 - I_e) \frac{P_{pl}}{P_{pl} + B_{pl}}, \quad (3)$$

где P_{pl} – вероятность потери пакета; B_{pl} – фактор, учитывающий устойчивость кодека к потерям.

В прил. I рекомендации G.113 приведены значения P_{pl} и B_{pl} для основных кодеков.

Существенным недостатком метода E-model изложенного в [5], является игнорирование влияния характеристик процесса потерь речевых пакетов.

Иной подход к расчету фактора искажений, вносимых оборудованием, предложен группой, ТИРНОН в [8], где приводится расширение методики оценки I_e на основе пассивного мониторинга. Основными преимуществами данной методики являются:

- учет искажений, возникающих в течение интервала групповых потерь (burst) речевых сегментов;
- моделирование потерь на основе марковского процесса с 4-мя состояниями;
- учет факторов временного расположения интервала групповых потерь (burst) и интервала между групповыми потерями (gap);
- выбор параметров устойчивости к потерям для каждого типа речевых кодеков.

На рис. 3 представлены состояния марковской модели процесса, моделирующего потери речевых сегментов:

- 1 – отсутствие потерь в течение интервала gap (gap no loss);
- 2 – отсутствие потерь в течение интервала bursts (burst no loss);
- 3 – потеря пакета в течение интервала burst (burst packet loss);
- Состояние 4 – потеря пакета в течение интервала gap (gap packet loss).

Как видно, время сеанса связи делится на интервалы групповых потерь (burst) и интервалы между групповыми потерями (gap).

После определения таких параметров марковского процесса, как количество переходов между состояниями C_{ij} , интенсивности переходов P_{ij} , стационарных вероятностей P_i ,

выполняется расчет плотности потерь в течение gap и burst интервалов:

$$D_e = \frac{100 \cdot c_{11}}{c_{11}} \quad (4)$$

$$D_b = \frac{100 \cdot p_{23}}{p_{23} + p_{32}} \quad (5)$$

$$b = \frac{F \cdot (1 - p_{11})}{p_{11} \cdot p_{13}}, \quad g = \frac{F}{(1 - p_{11})},$$

где F – интервал формирования RTP пакетов.

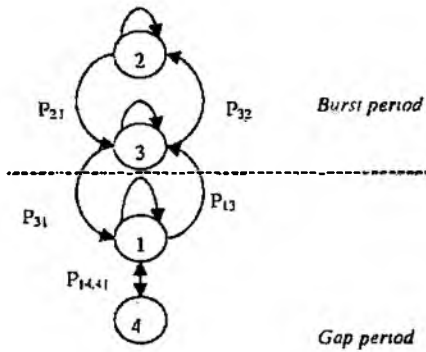


Рис. 3

В целом, согласно [8], при определении I_e необходимо учитывать следующие факторы:

$$I_e = I_e(LOSS) + I_e(PDV) + I_e(CODEC)$$

где $I_e(LOSS)$ – потери речевых сегментов; $I_e(PDV)$ – джиттер сетевых задержек; $I_e(CODEC)$ – искажения, вносимые кодеком.

Отдельно определяются искажения в течение интервала групповых потерь I_{eb} и потери в течение интервала между групповыми потерями I_{eg} .

$$I_{eb} = I_{eb}(LOSS) + I_{eb}(PDV) + I_{eb}(CODEC), \quad (6)$$

$$I_{eg} = I_{eg}(LOSS) + I_{eg}(PDV) + I_{eg}(CODEC), \quad (7)$$

При этом, согласно [7]

$$I_e(LOSS) = 0, \text{ при } D < 0.5,$$

$$I_e(LOSS) = d_1 \cdot D, \text{ при } 0.5 < D < d_2, \quad (8)$$

$$I_e(LOSS) = d_3 + d_4 \cdot D, \text{ при } d_2 < D,$$

где: d_1, d_2, d_3, d_4 – коэффициенты, индивидуально определяемые для каждого типа алгоритма кодирования речи.

Для кодека G.723.1(6.3 кбит/с) + VAD рассчитываются коэффициенты:

$$d_1 = 4.25, d_2 = 4.8, d_3 = 12, d_4 = 1.75.$$

Усредненное искажение за сеанс связи:

$$I_s(av) = \frac{\left(b \cdot I_{in} + g \cdot I_{ex} - t_1 \cdot (I_{in} - I_s) \cdot \left(1 - e^{\frac{-b}{t_1}} \right) + t_2 \cdot (I_s - I_{ex}) \cdot \left(1 - e^{\frac{-g}{t_2}} \right) \right)}{(b+g)}, \quad (9)$$

где g - длительность гар интервала; b - длительность burst интервала; t_1, t_2 - коэффициенты равные 5 и 15 соответственно; I_{eb}, I_{eg} - оценки ухудшения в течение burst и гар периодов определяемые с помощью (4)–(8). I_1, I_2 - коэффициенты, определяющие уровень искажения при переходах между гар и burst интервалами (оценками I_{eb}, I_{eg}),

$$I_1 = I_{in} - (I_{ex} - I_s) e^{\frac{-b}{t_1}}$$

$$I_2 = I_{ex} + (I_s - I_{ex}) e^{\frac{-g}{t_2}}$$

Оценка ухудшения, вносимого при кодировании речевого сигнала, $I_s(\text{CODEC})$ определяется согласно прил. I рекомендации G.113.

Анализ эффективности АФЗВРП с использованием методики E-model

Для сравнительного анализа АФЗВРП была проведена оценка эффективности на основе стандартной модели E-model [5] и модели предложенной TIPHON [8]. Анализ проводился с помощью имитационного моделирования по методике, изложенной в [9]. Топология моделируемой сети приведена на рис. 4.

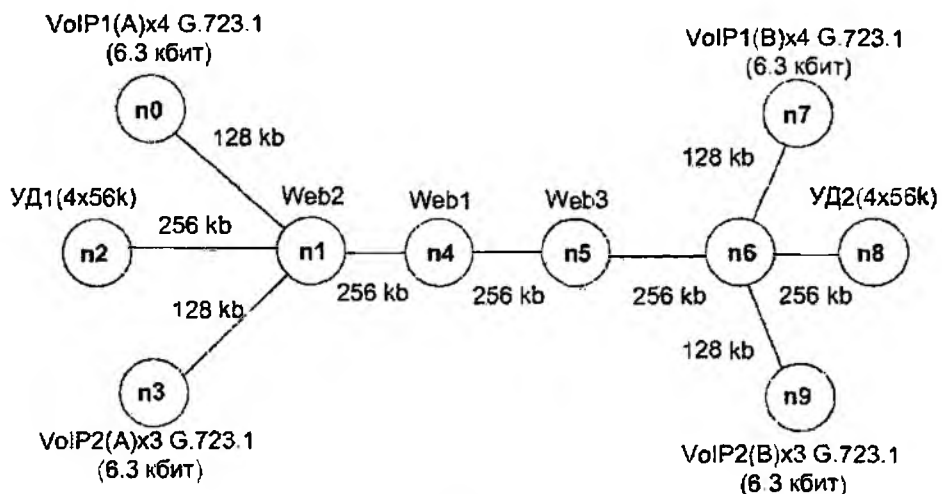


Рис. 4

Моделируемая сеть содержит:

- источники речевого трафика в виде моделей VoIP шлюзов (n_0, n_7, n_3, n_9);
- узлы доступа (УД), имитирующие подключение агентов http протокола по модемному каналу V.90 (n_2, n_8);
- web серверы (n_1, n_4, n_5).

На рис. 5 приведены результаты, полученные в ходе имитационного моделирования для различных АФЗВРП. В частности, исследовались алгоритмы 1-4 из [10], обозначенные Ramjeel-4, алгоритм описанный в [11] обозначенный Moon, так называемый "оптимальный" алгоритм [12] и перспективный алгоритм DLF [13]. В процессе моделирования использовался метод с предварительным сбором статистики сетевых задержек и потерь RTP пакетов. Далее файл статистики использовался в качестве исходных данных для исследуемого АФЗВРП. При этом для анализа эффективности алгоритма в различном диапазоне потери/задержки

изменялись специфические для каждого АФЗВРП параметры.

В частности, для алгоритмов Ramjee 1-4 этим параметром был коэффициент α , для алгоритмов Moon и "оптимального" – допустимый коэффициент потерь, для DLF – коэффициент K_d .

Как видно, практически во всем диапазоне соотношения задержки/потери ближе всех к оптимальному был алгоритм DLF. Основной задачей исследования был анализ эффективности АФЗВРП путем оценки качества передачи речевого трафика с использованием модифицированной методики E-model. На рис. 6 приведены результаты оценки эффективности

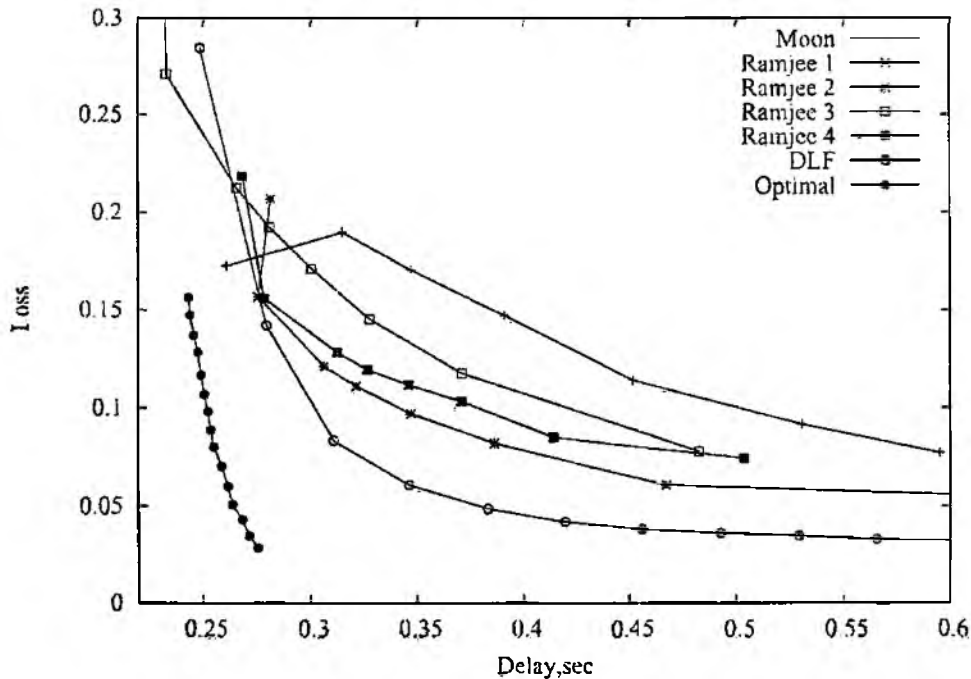


Рис. 5

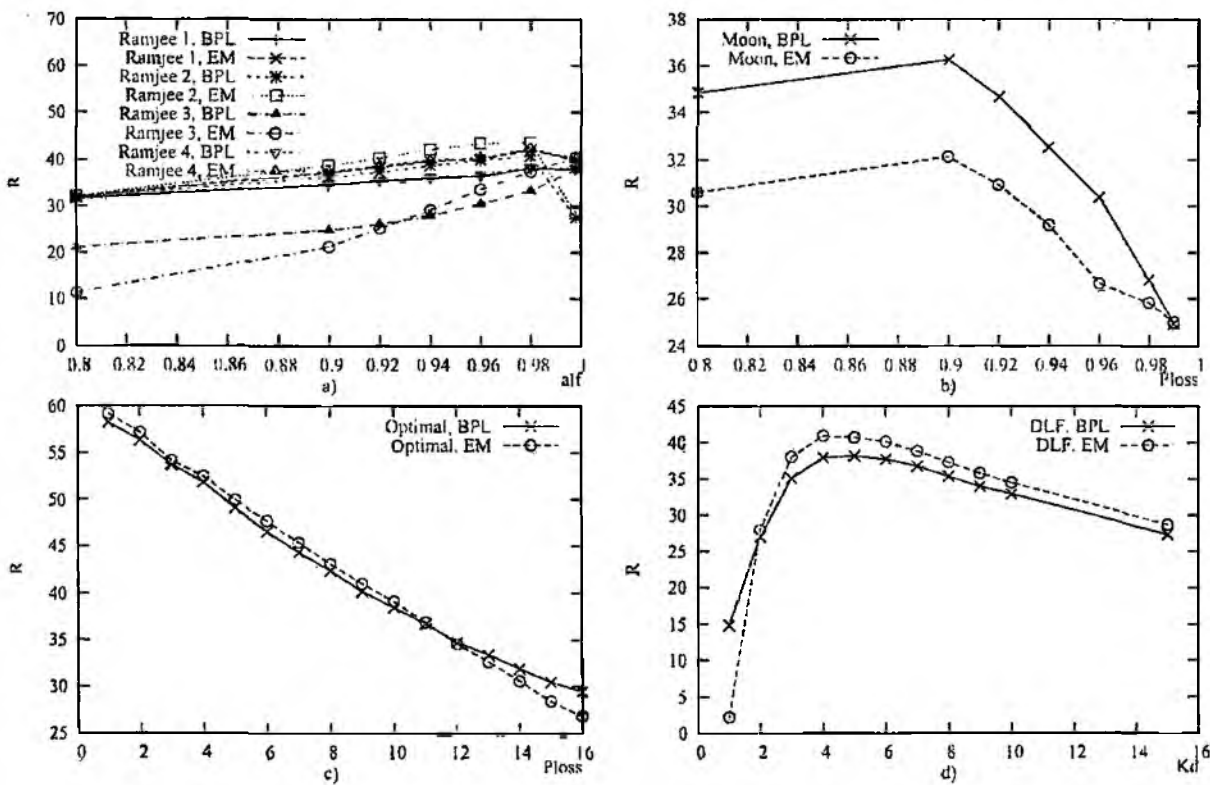


Рис. 6

АФЗВРП. Оценка проводилась анализом статистики с шагом 1000 пакетов (под BPL на легенде графика обозначены результаты оценки по традиционной методике E-model [5] с учетом параметра Bpl [2], выражение (3), под EM по модифицированной методике [8]), выражение (9). Анализ результатов, приведенных на рис.6, показывает, что оценка эффективности по критерию задержки/потери не всегда совпадает с оценкой по методике E-model. Оценка по методике EM, показывает лучшее качество при небольших значениях потерь, а также при меньшей вероятности возникновения групповых потерь пакетов. В целом, предложенная методика позволяет выполнить сравнение основных параметров АФЗВРП с учетом устойчивости к воздействию групповых потерь.

Выводы

Анализ параметров передачи речевого трафика по IP сетям, создание адекватных имитационных моделей процесса передачи речи связаны с обеспечением ряда условий:

-определение состава и функций элементов, входящих в сетевую и терминальную части имитационной модели;

-выбор метрик параметров QoS, и определение их влияния на оценку качества по методике MOS.

Существенным фактором, влияющим на качество передачи речевого трафика, является джиттер сетевых задержек, поэтому модель терминала VoIP должна содержать АФЗВРП. При анализе метрик сетевых параметров (задержки и потери речевых пакетов) обнаруживается, что АФЗВРП приводит к их ухудшению. Но с учетом особенностей процессов пакетизации и кодирования в терминалах VoIP конечные параметры оценки качества передачи речевого трафика существенно зависят от эффективности АФЗВРП. Использование модифицированной методики E-model на основе модели группы TIPHON позволяет учитывать комплекс параметров, с помощью пассивного мониторинга сетевого трафика. Результаты имитационного моделирования показывают, что для ряда АФЗВРП существует возможность определения оптимальных значений изменяемых параметров в условиях моделируемой топологии. При этом наблюдается различие оценок по классической и модифицированной методикам E-model, что объясняется влиянием фактора групповых потерь.

В дальнейшем планируется модернизация алгоритма DLF с применением модифицированной методики E-model при формировании композитной метрики оценки параметров QoS.

Список литературы: 1. ETSI TR 101-329-1: "Telecommunications and Internet Protocol Harmonization Over Networks (TIPHON) Release 3 : General aspects of Quality of Service (QoS)". 2. ITU-T Recommendation G.113 (2001): Transmission Impairments due to speech processing. 3. ITU-T SG12 D98: "Analysis, measurement and modelling of Jitter". 4. Narbutt Mirosław and Murphy Liam. VoIP Playout Buffer Adjustment using Adaptive Estimation of Network Delays. Proc. of the 18th International Teletraffic Congress (ITC-18). P. 1171-1180, Berlin, Germany, September 2003. 5. ITU-T Recommendation G.107: The E-model, a computational model for use in transmission planning. 6. Hoene C., Karl H., and Wolisz A. A Perceptual Quality Model for Adaptive VoIP Applications, In Proceedings of International Symposium on Performance Evaluation of Computer and Telecommunication Systems (SPECTS'04), San Jose, California, USA, July 2004. 7. ITU-T Recommendation G.114: "One-way transmission time" 8. ETSI TS 101 329-5: Telecommunications and Internet Protocol Harmonization Over Networks(TIPHON), Part 5: Quality of Service (QoS) measurement methodologies. 9. Оценков М.Ю. Методы моделирования речевого канала в сетях с коммутацией пакетов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2001. Вып. 123. С. 68-75. 10. Ramjee R., Kurose J., Towsley D., Schulzrinne H. 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. 11. Moon S.B., Kurose J.F., Towsley D. Packet audio playout delay adjustments: performance bounds and algorithms. ACM/Springer Multimedia Systems 27 (1998) 17-28. 12. Jonathan Rosenberg and Henning Schulzrinne. Integrating packet FEC into adaptive voice playout buffer algorithms on the internet. In Proceedings of the IEEE Infocom. P. 1705-1714, March 2001. 13. Оценков М.Ю. Модифицированный алгоритм формирования задержек воспроизведения с анализом джиттера сетевых задержек RTP пакетов // Радиотехника: 2004. Вып. 138. С. 141-145.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 10.02.2005

Д. В. НАЦИК, А. С. СТЕЦ

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА МАШИННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ
УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ

При разработке алгоритма машинного проектирования устройства управления ставилась задача не только автоматизации вычислений, но и обработки информации, а также получения соответствующих выводов из нее, т. е. автоматизации всего процесса анализа и синтеза оптимальных систем ФАП с комбинированным управлением [1–3].

Анализ включает исследование различных возможных типов оптимизируемых объектов, переходные процессы которых оптимизируются; анализ области определения возможных значений времени оптимального переходного процесса t_p объекта; анализ шага изменения Δt_p времени оптимального переходного процесса в возможной области определения; расчет начального приближения моментов переключения сигнала управления по прибли-

женной системе уравнений для каждого значения t_p из его области определения.

Задача синтеза по алгоритму состоит в отыскании такой структуры объекта и алгоритма устройства управления оптимальной по быстродействию комбинированной системы ФАП, которые обеспечивают оптимальный по быстродействию переходный процесс при условии, что устройство управления реализуется достаточно простыми техническими средствами. Структурная схема алгоритма анализа и синтеза устройства управления оптимальной по быстродействию комбинированной системы ФАП изображена на рисунке.

Будем рассматривать объекты, структурная схема которых укладывается в структурную схему обобщенной системы ФАП, где $K_i(p) = D_i(p) / F_i(p)$ – соответствующий оператор; $D_i(p), F_i(p)$ – соответствующие операторные полиномы; A, B, C – точки ввода сигнала управления в ЛК, определяющие возможные структуры разомкнутой системы ФАП.

При поиске значений моментов переключения сигнала управления оптимальной по быстродействию комбинированной системы ФАП предполагалось, что знак первого интервала оптимального управления взят положительным. В вычислительную машину вводятся данные о начальном и конечном состояниях системы, сведения о коэффициентах операторных полиномов $D_i(p), F_i(p)$, значения максимально возможного воздействия U_{\max} , степени характеристических полиномов N_i и частота среза ω_{ci} для объекта типа A, B, C (по точке ввода сигнала управления $q(t)$).

Первой задачей алгоритма является исследование по выбору объекта. Алгоритм обеспечивает выбор

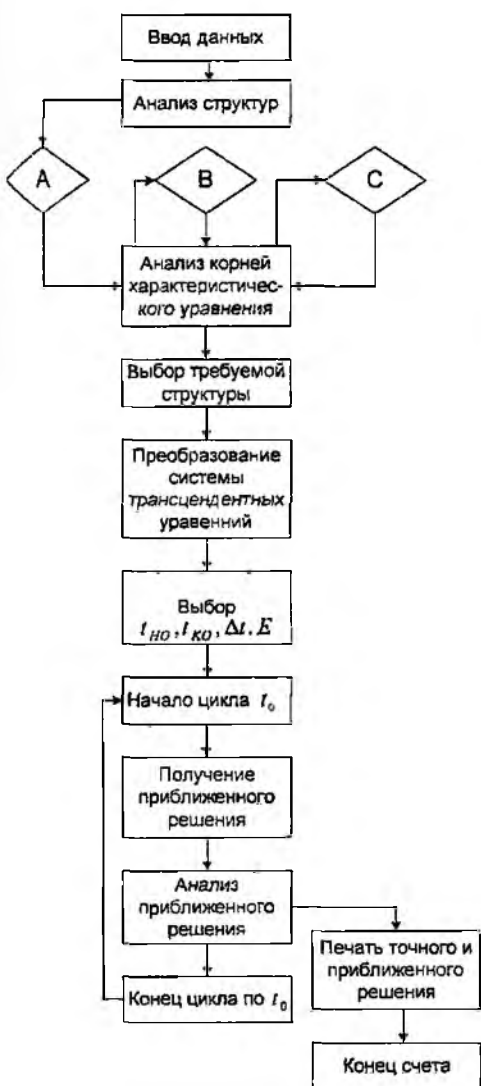


Рис. 1. Структурная схема алгоритма машинного проектирования устройства управления

приближенной системы нелинейных уравнений, соответствующих выбранному типу объекта, переходный процесс которого оптимизируется. Затем алгоритм формирует начальное $t_{\text{рнна}}$ и конечное $t_{\text{ркко}}$ значения области определения возможного точного значения $t_{\text{р}}$ и шаг его изменения $\Delta t_{\text{р}}$.

Для каждого текущего значения $t_{\text{ркко}}$ находим приближенные значения моментов переключения сигнала управления синтезируемой оптимальной системы ФАП. Если приближенные значения моментов переключения t_1, t_2, \dots, t_n выбраны достаточно близко к точным, то, решая систему трансцендентных уравнений одним из известных численных методов решения нелинейных уравнений, получаем точные численные значения моментов переключения t_1, t_2, \dots, t_n . Для решения системы трансцендентных уравнений используется стандартная процедура решения нелинейных уравнений, которая предназначена для решения системы нелинейных уравнений вида $y_i(x_1, x_2, \dots, x_n) = 0$, где y_i - заданная функция; x_i - начальное приближение к корню системы методом итераций.

Начальным приближением в данном случае являются приближенные значения моментов переключения, которые получают в результате решения приближенной системы нелинейных уравнений. Для каждого значения $t_{\text{рнна}}$ подобным образом анализируется соответствующее приближенное значение моментов переключения. Если система трансцендентных уравнений не имеет решения при данном $t_{\text{рнна}}$, алгоритм формирует следующее значение $t_{\text{р(i+1)нна}}$ в цикле и повторяет весь процесс до тех пор, пока не выберет удовлетворительное начальное приближение. При этом алгоритм прекращает счет и организует выдачу результатов, оформленную в виде таблицы.

Использование этого алгоритма при синтезе оптимальных по быстродействию комбинированных систем ФАП намного сокращает время разработчика, затрачиваемое при синтезе систем данного класса, зачастую при решении задач структурного синтеза, в частности при выборе наиболее простой структуры разомкнутой части системы.

Работа системы ФАП и устройств управления невозможна без предварительных расчетов. И с этой точки зрения использование алгоритма дает большой выигрыш времени.

Список литературы: 1. Беркман Л.Н., Охруцак В.П., Руденко А.А. Повышение точности и быстродействия систем фазовой автоподстройки: Учеб. пособ. К.: КИС УГАС им. А.С. Попова, 1996. 64 с. 2. Бесекерский В.А., Изранцев В. Системы автоматического управления с микро ЭВМ. М.: Наука, 1987. 320 с. 3. Бутенко Г.Г., Руденко А.А. Комбинированные САУ РИП. Одесса: Информатика и связь, 1998. С. 80-83.

Государственный университет
информационно-коммуникационных технологий,
г. Киев

Поступила в редколлегию 15.03.2005

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МОМЕНТОВ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ СИГНАЛА УПРАВЛЕНИЯ ОПТИМАЛЬНОЙ ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ СИСТЕМЫ ФАП С ОПТИМИЗИРУЕМЫМ ПЕРЕХОДНЫМ ПРОЦЕССОМ МКУ

В ряде случаев оптимальную по быстродействию систему фазовой автоподстройки, как показано в [2], во время длительности переходного процесса ($q_m(t) = 0$) можно представить в виде последовательно соединенных устройств управления (УУ) и оператора масштабирующего корректирующего устройства (МКУ). Учитывая вид оператора МКУ, рассмотрим особенности построения УУ и определения моментов переключения управляющего сигнала [1,3].

Структурная схема оптимальной по быстродействию системы ФАП изображена на рис. 1, а. Учитывая, что оператор $K_{МКУ}(p)$ можно представить в общем виде:

$$K_{МКУ}(p) = \frac{\tau_n p^n + \tau_{n-1} p^{n-1} + \dots + \tau_1 p + \tau_0}{d_n p^n + d_{n-1} p^{n-1} + \dots + d_1 p + d_0} = \frac{D_{МКУ}(p)}{F_{МКУ}(p)}, \quad (1)$$

уравнение динамики оптимальной по быстродействию системы можно записать так:

$$\begin{aligned} (d_n p^n + d_{n-1} p^{n-1} + \dots + d_1 p + d_0 \tau_n) \beta(t) = \\ = (\tau_n p^n + \tau_{n-1} p^{n-1} + \dots + \tau_1 p + \tau_0) q_m(t). \end{aligned} \quad (2)$$

Непосредственно применить принцип максимума к уравнению (2) невозможно, так как управляемая координата терпит разрыв второго рода при скачкообразном изменении $q_m(t)$. Чтобы применить принцип максимума, представим передаточную функцию $K_{МКУ}(p)$ в виде параллельного соединения фиктивных звеньев, т. е.

$$K_{МКУ}(p) = \frac{\beta(s)}{q_m(s)} = \frac{\sum_{j=0}^n \tau_j s^j}{\sum_{j=0}^n d_j s^j} = \sum_{j=0}^n K_j(s). \quad (3)$$

Тогда структурную схему оптимальной по быстродействию ФАП можно представить в виде, изображенном на рис.1 б. Здесь

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_n = 1; \\ q_m(t) \leq U_m. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

На рис. 1 изображена Структурная схема оптимальной по быстродействию системы ФАП, когда оптимизируется переходной процесс МКУ (а – схема общего вида; б – при разложении оператора МКУ на n звеньев; в – оптимизируется переходной процесс для объекта из двух параллельно соединенных звеньев).

Полагаем, что знаменатель $F_{МКУ}(s)$ такой, что уравнение $F_{МКУ}(p) = 0$ имеет только действительные однократные корни $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$, что может быть учтено при синтезе МКУ. Разложение ведется по формуле

$$K_{МКУ}(s) = \frac{D_{МКУ}(s)}{F_{МКУ}(s)} = \frac{A}{s - \lambda_1} + \frac{B}{s - \lambda_2} + \dots + \frac{C}{s - \lambda_n},$$

где коэффициенты A, B, \dots, C определяются по формулам

$$A = \frac{D_{МКУ}(\lambda_1)}{F_{МКУ}(\lambda_1)}; B = \frac{D_{МКУ}(\lambda_2)}{F_{МКУ}(\lambda_2)}; \dots; C = \frac{D_{МКУ}(\lambda_n)}{F_{МКУ}(\lambda_n)}.$$

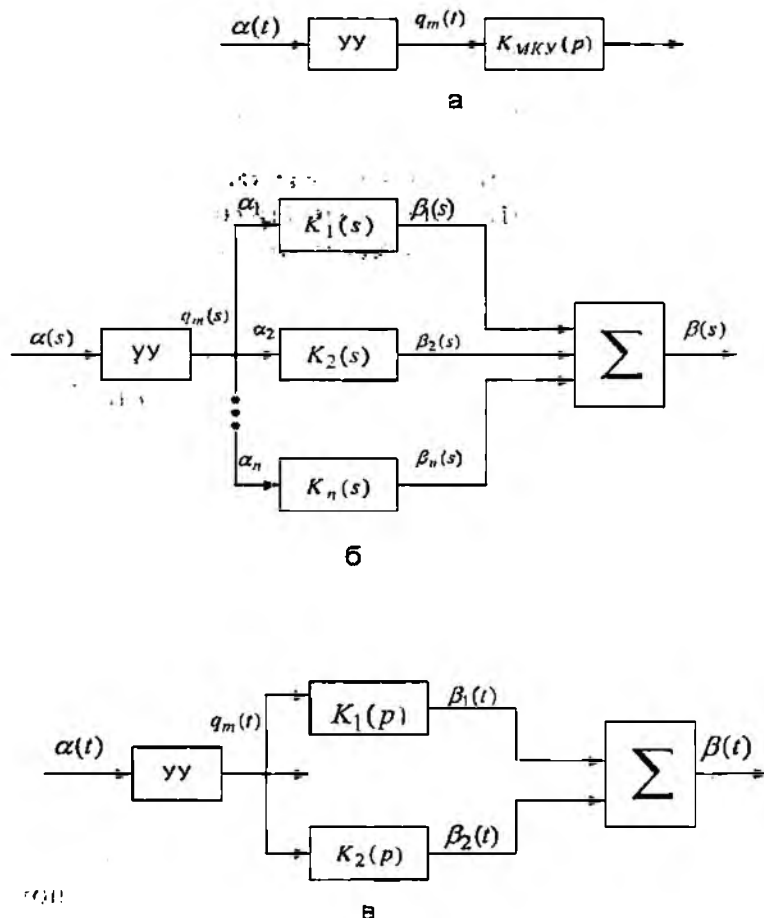


Рис. 1

Другой способ определения коэффициентов A, B, \dots, C – это метод неопределенных коэффициентов.

Найдем моменты переключения для МКУ, которые описываются оператором

$$K_{MKY}(p) = \frac{\tau_2 p^2 + \tau_1 p + \tau_0}{d_2 p^2 + d_1 p + d_0}. \quad (5)$$

С учетом выражения (5)

$$K_{MKY}(p) = K_1(p) + K_2(p), \quad (6)$$

где $K_1(p) = \frac{\lambda_1}{T_1 p + 1}$; $K_2(p) = \frac{\lambda_2}{T_2 p + 1}$; λ_1, λ_2 – корни характеристического уравнения $F_{MKY}(p) = 0$.

Структурная схема оптимальной по быстродействию системы ФАП изображена на рис.1 и ее уравнения следующие:

$$\left. \begin{aligned} T_1 \frac{d\beta_1(t)}{dt} + \beta_1(t) &= \alpha_1 U; \\ T_2 \frac{d\beta_2(t)}{dt} + \beta_2(t) &= \alpha_2 U, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$; $\beta_1 + \beta_2 = M$; $|U| \leq U_m$.

При $t = 0$ начальные условия $\beta_1 = \beta_2 = 0$. Конечное состояние находится на линии $\beta_1 + \beta_2 = M$.

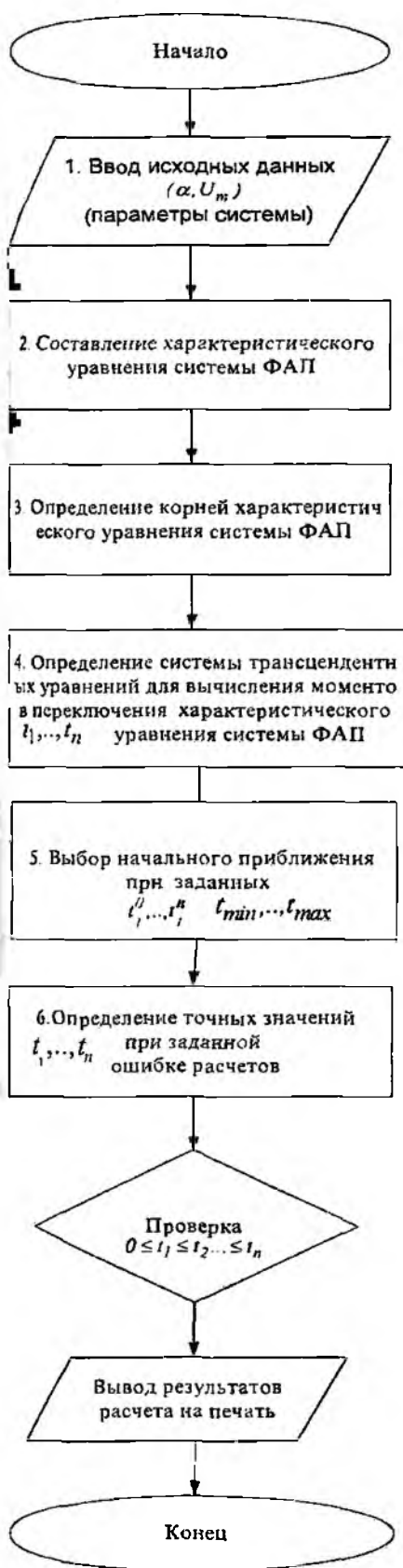


Рис. 2

Структурную схему алгоритма для определения моментов переключения сигнала управления можно изобразить в виде, показанном на рис. 2. На ЭВМ подаются сигналы соответствующие исходным данным: параметрам системы, начальным и конечным условиям, а также максимальной амплитуде U_m управляющего сигнала.

Для управления таким объектом требуется один интервал управления. Определяем его из решений дифференциальных уравнений (7) и условия попадания на воображаемую линию $M = \beta_1 + \beta_2$:

$$\left. \begin{aligned} \beta_1 &= (1 - e^{-t/T_1}) \alpha_1 U_m; \\ \beta_2(t) &= (1 - e^{-t/T_2}) \alpha_2 U_m; \\ \beta_1(t) + \beta_2(t) &= M. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Подставив значения β_1 и β_2 из первых двух уравнений выражения (8) в третье уравнение в момент переключения t_1 , получим:

$$(1 - e^{-t_1/T_1}) \alpha_1 U_m + (1 - e^{-t_1/T_2}) \alpha_2 U_m = M.$$

Из уравнения (9) графическим путем находим момент переключения t_1 .

Таким образом, в оптимальной системе, когда оптимизируется переходный процесс МКУ, возможно достижение оптимальности с помощью одного переключения сигнала управления.

Разработка алгоритма программной реализации вычисления моментов переключения сигнала управления

Принцип максимума дает только качественную сторону изменения сигнала управления. Этого явно недостаточно для инженерного проектирования оптимальной по быстродействию системы фазовой автоподстройки (ФАП). Моменты переключения зависят:

- от вектора состояния объекта в начальной $\bar{\beta}_0$ и конечной $\bar{\beta}_n$ точках (от вектора состояния замкнутого или разомкнутого контуров управления ФАП, переходный процесс которых оптимизируется);
- допустимого значения вектора сигнала управления U_m : чем больше абсолютное значение этого вектора, тем меньше длительность переходного процесса;
- параметров, характеризующих объект управления, т. е. от его постоянных времени T_ϕ, T_y и коэффициента передачи в разомкнутом состоянии K_p ;
- в общем случае и от вектора возмущений (т. е. от помех).

Таким образом, требуется получить функцию вида $T = f[\bar{\beta}_0, \bar{\beta}_k, \bar{U}, \bar{T}_\phi, \bar{T}_y, k_p, l]$.

Определение моментов переключения сигнала управления в зависимости от многих факторов – довольно сложная задача, которая может быть решена с помощью ЭВМ.

На основании исходных данных формируется характеристический полином $D_p(p) + F_p(p) = 0$ и решается характеристическое уравнение $F_3(p) = D_p(p) + F_p(p) = 0$. Полагаем, что структура системы ФАП задана. Поэтому следующим шагом в реализации алгоритма является определение уравнения динамик системы ФАП для переходного режима. На основании решения дифференциального уравнения определяется система трансцендентных уравнений для определения моментов переключения t_1^0, \dots, t_n^0 .

Далее при решении системы трансцендентных уравнений выбирается начальное приближение t_1^0, \dots, t_n^0 и определяются точные значения t_1, \dots, t_n . Точное решение оптимального управления происходит в результате численного решения системы трансцендентных уравнений. Алгоритм точного решения также может содержать циклы, результаты решения подвергаются логической проверке и затем выдаются в систему управления. Если результаты точного решения не прошли логической проверки, ЭВМ снова проводит решение трансцендентной системы, изменив, например, знак первого интервала или границы t_{\min} и t_{\max} .

Для каждой конкретной системы ФАП может быть составлена своя структурная схема алгоритма содержащая, однако, основные элементы приведенной на рис.2 структурной схемы.

Список литературы: 1. Зайцев Г.Ф., Стеклов В.К., Брицкий О.И. Теория автоматического управления. К.: Техніка, 2002. 688 с. 2. Системы фазовой автоподстройки: Учеб. пособие / Л.Н. Беркман, В.П. Охрущак, И.А. Тарасенко, А.А. Руденко. К.: КИС УГАС им. О.С. Попова, 1997. 71 с. 3. Стеклов В.К. Проектирование систем автоматического керування. К.: Вища шк., 1995. 692 с.

*Государственный университет
информационно-коммуникационных технологий,
г. Киев*

Поступила в редколлегию 18.02 2005

К ОЦЕНКЕ ДОПУСТИМЫХ УДЕЛЬНЫХ ЗАТРАТ НА СОЗДАНИЕ И ЭКСПЛУАТАЦИЮ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ГИИС

Введение

Необходимость увеличения объема, скорости и качества предоставления услуг транспорта и связи как в Украине, так и за ее пределами, курс на использование потенциала Украины как транзитной державы при соблюдении суверенитета, изучение опыта других стран по управлению подвижными объектами привели к необходимости разработки в 2003 г. Концепции создания Государственной интегрированной информационной системы управления подвижными объектами (связь, навигация, наблюдение) (ГИИС ОУПО, далее – ГИИС) [1], а в 2004 г. Программы создания и развития ГИИС. В этих документах особое внимание уделено таким основополагающим принципам построения ГИИС, как эволюционность развития при сохранении преемственности относительно информационной инфраструктуры и адаптивность к совершенствованию составных частей (связь, навигация, наблюдение), как экономическая эффективность и рентабельность создания и эксплуатации, как ориентация на преимущественное использование национального научно-технического потенциала и др.

Учитывая изложенное, на данном этапе (который можно назвать предпроектным) представляет интерес определение технико-экономической взаимосвязи между информационными возможностями предлагаемых в общих чертах вариантов построения связевого компонента ГИИС с учетом метода решения задачи местоопределения, с одной стороны, и сроками проектирования – создания интегрированной системы связь – навигация в зависимости от характера предъявляемых требований потребителя к точности определения координат, полноте и периодичности обновления информации о подвижном объекте, с другой стороны, с целью получения оценки допустимых удельных затрат (на канал, сообщение, трафик или бит информации) по результатам анализа характеристик родственных корпоративных систем связи.

В качестве последних могут быть приняты спутниковые системы связи, сбора данных с научных платформ (экологического, метеорологического, геофизического мониторинга), контроля перевозок грузов, Глобальная морская система связи при бедствии и для обеспечения безопасности мореплавания – ГМССБ (Global Maritime Distress and Safety System – GMDSS), которая является примером радиобуйковой (радиомаяковой) системы.

В силу того, что параметры системы связи напрямую зависят от параметров источника информации подвижного объекта и вида его навигационного определения (обсервации), предлагаемые варианты построения системы связи ГИИС с учетом способа местоопределения образуются на данном этапе в результате классификации характеристик рассматриваемой интегрированной системы по следующим признакам:

- вид информации (данные, речь, широковещание (конференции), факсимиле/изображение);
- способ передачи (симплекс, полудуплекс, дуплекс);
- вид используемых телекоммуникационных технологий;
- инициирование обмена информацией (автоматическая передача с подвижного объекта по заданному интервалу времени или при изменении обстоятельств, передача в ответ на индивидуальный или программируемый запрос диспетчера);
- точность знания местоположения и частота опроса (высокая, средняя, низкая);
- способ местоопределения – пассивный (с помощью аппаратуры потребителя навигационной системы – глобальной, региональной) или активный (автономно, с помощью самой системы связи).

Из анализа указанных характеристик в конкретном случае, а также из анализа подобных систем можно сформулировать следующие требования к системе связи:

- к достаточному объему сообщения о контролируемом объекте;
- форме (формату, кадру) сообщения о состоянии и местонахождении подвижного объекта;
- допустимому времени ожидания связи;
- скорости передачи и обработки информации;
- допустимой задержке поступления информации.

Характеристика планируемой системы связи и передаваемой информации

Как следует из [1], на ГИИС возлагаются функции обеспечения в реальном масштабе времени органов исполнительной власти достоверной информацией для оперативного принятия обоснованных решений по управлению подвижными объектами, а также предоставления информационных услуг пользователям на определенных условиях.

Информацию, которая циркулирует в управленческих структурах Минтранса, можно распределить по нескольким критериям [2]. В первую очередь – по степени оперативности (срочности) доставки и потребления в зависимости от отношения к технологическим процессам перевозок людей и грузов. Во вторую очередь – по степени детализации. Например, в верхние уровни управленческой пирамиды и в органы исполнительной власти информация поступает в обработанном, обобщенном, усредненном виде.

Система связи должна обеспечить абонентский доступ фиксированных и подвижных абонентов к информационным ресурсам, а также контакты участников технологических процессов между собой и с руководством. В технологическом звене доступ должен предоставляться гарантировано и без ожидания. Интервал допустимой задержки соединения в авиационной связи определен, в других департаментах требует определения. Этот параметр, а также количество участников технологического процесса на каждом объекте имеют решающее значение для обоснования параметров как перспективных систем связи с подвижными объектами и магистральной связи, так и планируемой системы связи ГИИС.

На первом этапе разработки и внедрения системы связи ГИИС (2006-2010 гг.) предусматривается обеспечить на всех уровнях управления обмен данными, речевой и факсимиле информацией, видео. В дальнейшем спектр услуг будет расширен согласно возможностям персональной мобильной связи 3-го и 4-го поколений.

При определении общих принципов построения системы связи ГИИС необходимо учесть отечественный опыт создания Единой национальной системы связи Украины (ЕНСЗ), а также международный опыт внедрения систем и сетей связи больших территориально распределенных информационных систем (например, цифровых систем интегрального обслуживания), который можно использовать для обоснования принципов построения системы связи ГИИС.

В итоге можно определить планируемую систему связи ГИИС как большую мультисервисную распределенную географически, иерархически, тематически (по видам транспорта), интегрированную межвидово (регионально) корпоративную систему связи на базе использования возможностей Единой национальной системы связи Украины и ведомственных сетей передачи информации департаментов транспорта.

Отметим, что используемое понятие интегрированной системы имеет несколько аспектов [3]. Интегрирование разнородной информации (речь, данные, изображение); межвидовое интегрирование информации, которое делается впервые, интегрирование функций нескольких составляющих (связь, навигация, наблюдение) в одной. Например, перспективные системы сотовой мобильной связи, некоторые низкоорбитальные системы спутниковой связи наделены дополнительной возможностью определения местонахождения наземного абонента средствами самой системы связи, заменяя средства навигации, наблюдения.

Предпосылки интеграции систем связи и местоопределения

Отслеживание перемещений подвижного объекта (транспортного средства) предполагает периодическое определение его координат и передачу их в диспетчерский пункт или в интегрированный региональный центр управления системой. Определиться можно (при наличии навигационного приемника) несколькими способами. Например, с помощью наземных навигационных систем Decca, Loran-C, других систем, спутниковых навигационных систем: Transit, GPS (Global Positioning System, США), ГЛОНАСС (Россия). Две последние широко используются и обеспечивают высокую точность позиционирования в различных режимах работы (от сотни до единиц метров при дифференциальном режиме), но навигационные приемники стоят дорого и требуют периодической поверки и калибровки. К тому же известно, что системе GPS для определения положения объекта необходимо иметь в зоне прямой видимости аппаратуры потребите-

ля 3...4 спутника GPS. В зоне плотной городской застройки, на подземных автостоянках, в тоннелях, в лесах, в гористой местности эта система может оказаться неработоспособной.

Поэтому в тех случаях, когда не требуется очень высокая точность и периодичность местоопределения (например, при перевозке грузов) можно отказаться от использования дорогостоящих специальных систем типа GPS/ ГЛОНАСС и устанавливать местоположение автономно по собственным сигналам многоспутниковых системы связи с функциями контроля подвижных объектов или спутниковых радиомаяковых (радиобуйковых) систем сбора данных с научных платформ. Примерами систем с автономным местоопределением являются низкоорбитальные системы связи Iridium, Globalstar, OrbcComm, Гонец (проект) и др., а также современные сотовые системы связи. В таких системах используют преимущественно широкополосные сигналы (ШПС), что позволяет совместить функции системы передачи информации и траекторных измерений.

Из параметров движения объекта важны расстояние (дальность) между приемником и передатчиком и их относительная скорость. Расстояние до объекта пропорционально времени запаздывания (задержке) принятого сигнала относительно излученного и может быть измерено с дискретностью, соответствующей разрешающей способности по дальности. Элементарный (разрешаемый) интервал дальности определяют из соотношения

$$\Delta R = 0.5 c \Delta t = 0.5 c F^{-1}, \quad (1)$$

где c – скорость распространения радиоволн, Δt – длительность элементарного импульса со спектром F при запросном способе и

$$\Delta R = c \Delta t = c F^{-1} \quad (2)$$

при беззапросном способе, который используется в радиобуйковых системах при наличии высокостабильных ($\approx 10^{-12}$ за сутки) стандартов частоты в точках излучения и приема.

Точность измерения расстояния [4] определяется шириной спектра сигнала F и отношением сигнал-помеха q^2

$$q^2 = 2 B \rho^2, \quad (3)$$

где ρ^2 – отношение сигнал – помеха на входе приемника ($\rho^2 = P_s / P_n$; P_s, P_n – мощности ШПС сигнала и помехи; $q^2 = 2E / N_n$, $E = P_s T$ – энергия ШПС сигнала, $N_n = P_n / F$ – спектральная плотность мощности помехи в полосе ШПС, $B = T / \Delta t = T F$ – база ШПС, T – длительность сигнала), и характеризуется среднеквадратической ошибкой измерения времени запаздывания

$$\sigma_t \approx (qF)^{-1}. \quad (4)$$

Точность измерения доплеровского смещения частоты определяется отношением сигнал-помеха q^2 и длительностью сигнала T и характеризуется среднеквадратической ошибкой измерения смещения частоты

$$\sigma_f \approx (qT)^{-1}. \quad (5)$$

Из (4) и (5) следует, что при совместном измерении расстояния и скорости необходимо использовать ШПС, так как только у ШПС можно независимо изменять и ширину спектра F и длительность T . В системах связи длительность T обычно определяется скоростью передачи информации, а повышение разрешающей способности по расстоянию (по дальности) можно достигнуть расширением спектра F , применяя ШПС.

Технические возможности интегрированных систем связи

В качестве примеров рассмотрим характеристики ГМССБ, спутниковых систем связи, сбора данных с научных платформ (экологического, метеорологического, геофизического мониторинга), контроля перевозок грузов: Globalstar, OrbcComm, Инмарсат.

ГМССБ представляет собой верхнюю международную ступень иерархической структуры интегрированных информационных сетей связи, в том числе автоматизированных, для обеспечения преимущественно морского транспортного процесса [5].

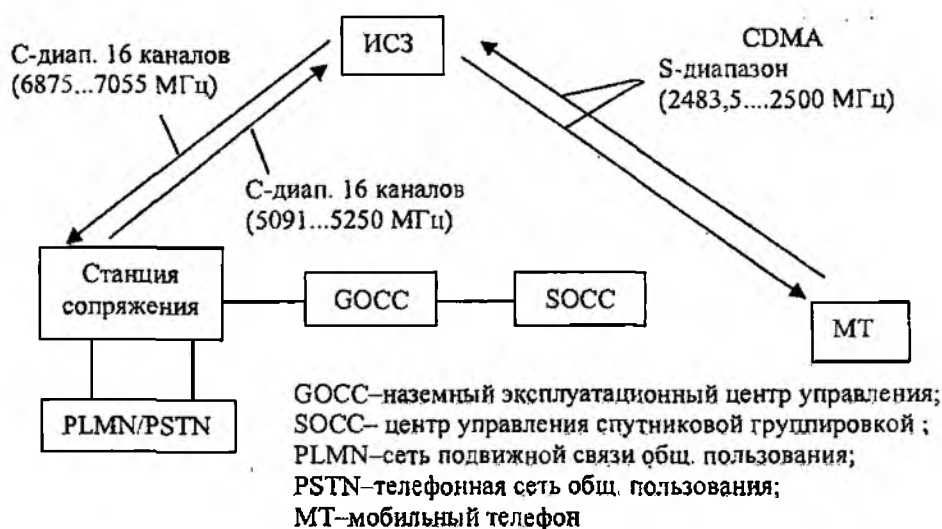
Второй уровень составляют континентальные и межконтинентальные сети, реализующие ГМССБ. В их число входят сети ИНМАРСАТ, КОСПАС - САРСАТ, НАВТЕКС и МПС.

(ИНМАРСАТ – международная морская спутниковая система связи (А, В, С, D, Е, М, Р– модификации); КОСПАС – космическая система поиска аварийных судов; САРСАТ– спутниковая система слежения, используемая для поиска и спасения; НАВТЕКС – навигационный телекс, МПС – морская подвижная связь, включающая радиосредства СВ, ПВ, КВ и УКВ диапазонов.)

Третий уровень в этой структуре занимают общегосударственные системы управления речным флотом. Четвертый уровень занимают региональные системы, либо составляющие подсистемы государственных систем, либо развивающиеся автономно.

Пятый уровень составляют автономно развивающиеся локальные системы для крупных транспортно-промышленных узлов, имеющих интенсивные переходы "река-море". Практически все системы связи речного флота третьего, четвертого и пятого уровней строятся как наземные УКВ сотовые сети, а в некоторых случаях, например в США, они дублируются наземно-космической сотовой сетью, в которой используются ИСЗ на геостационарной орбите.

Процессы интеграции сетей связи и обсервации получили дальнейшее развитие после ввода в коммерческую эксплуатацию в конце 90-х гг. систем связи и радионавигации (ССРНС) третьего поколения, например, такой, как развивающаяся система Globalstar. Ее структурная схема представлена на рисунке.



Космический сегмент включает 48 ИСЗ, двигающихся на восьми орбитах высотой 1410 км и наклоном 52° по 6 ИСЗ на каждой. Наземный сегмент включает 150-210 станций сопряжения, в том числе девять в России.

Характерно, что система работает в режиме "связь – обсервация", т. е. помимо возможностей по обеспечению связью абонентов, она определяет местоположение объекта или пользователя системы с точностью до 300 м. В этом плане Globalstar знаменует появление интегрированных информационных наземно-космических сетей глобального уровня [5].

Система Orbcomm. Система создана для поиска, слежения и низкоскоростного обмена сообщениями (пакетами данных длиной 6-250 байт). Она используется для отслеживания передвижения прицепов, железнодорожных составов, тяжелого оборудования, и других удаленных активов. Такую систему можно использовать для наблюдения за удаленными приборами, резервуарами-хранилищами нефти и газа, скважинами и трубопроводами или для связи с рабочими бригадами в любой точке земного шара. Для передачи данных на спутники этой системы используются частоты от 148,00 до 150,05 МГц, а для передачи сигналов со спутников – частоты от 137,00 до 138,00 МГц. Система связи поддерживает абонентскую скорость передачи данных на спутник, равную 2,4 Кбит/с и со спутника – 4,8 Кбит/с. В системе при реализации контроля транспортных перевозок предусмотрено взаимодополняющее использование наземных сотовых систем связи (GSM в Европе) и системы Orbcomm.

Орбитальная группировка системы Orbcomm организована так, что из 32 действующих космических аппаратов 29 КА находятся на орбитах с наклоном 45° . Эти КА обеспечивают

одное покрытие поверхности Земли достаточно устойчивой связью к 60° северной и южной широте. Еще 3 КА с наклоном орбит 70° (1 КА) и 108° (2 КА) обеспечивают связью более высокие широты. Таким образом, такая конфигурация системы Orbcomn покрывает услугами связи всю поверхность Земли, причем наилучшие условия связи обеспечиваются для средних широт 20...50°.

Среднеорбитальные системы связи

К среднеорбитальным спутниковым системам связи МЕО (*Mean Earth Orbit*) относятся КА с высотой орбиты 5–15 тыс. км. Другой термин – промежуточная круговая орбита (*Intermediate Circular Orbit*–ICO). Название ICO носит одна из систем спутниковой связи (таблица). В МЕО – группировке могут находиться до 12 спутников, масса которых составляет до 1000 кг, а срок активного существования – до 10 лет. Концепция МЕО принята в качестве перспективной для развития Международной морской спутниковой системы связи ИМАРСАТ, хотя первые пять вариантов ее орбитального построения А, В, С, М, D) были решены в геостационарном варианте (GEO).

Приведем примеры современных спутниковых систем [7]:

№	Характеристика	Iridium	Globalstar	ICO	Teledesic
1	Количество спутников	66+6	48+4	10+2	288
2	Высота, км	780	1414	10390	Прибл. 700
3	Покрывтие	всемирное	+70° широты	всемирное	всемирное
4	Минимальный угол возвышения	8°	20°	20°	40°
5	Частоты, ГГц (приблизительно)	1,6 МС 29,2 19,5 23.3 ISL	1,6 МС↑ 2,5 МС↓ 5,1 6.9	2 МС↑ 2,2 МС↓ 5,2 7	19 28,8 62 ISL
6	Метод доступа	FDMA/TDMA	CDMA	FDMA/TDMA	FDMA/TDMA
7	Межспутниковые каналы (ISL)	Есть	Нет	Нет	Есть
8	Скорость передачи	2,4 Кбит/с	9,6 Кбит/с	4,8 Кбит/с	64 Мбит/с↓ 2/64 Мбит/с↑
9	Количество каналов	4000	2700	4500	2500
10	Срок службы, лет	5-8	7,5	12	10
11	Стоимость. \$ млрд.	4,4	2,9	4,5	9

Технико-экономические показатели интегрированных систем связи и оценка сверхдопустимых удельных затрат для планируемой системы

Globalstar предлагает своим клиентам стандартный для таких систем набор услуг: телефонная и факсимиле связь, низкоскоростная передача данных, глобальный роуминг, определение места расположения объекта. Дополнительные услуги: ожидание вызова, содержания вызова, переадресация вызова, определитель номера, антиопределитель номера, детализация счета, предоставление услуг системы *Omnitracs* – двусторонней связи, применяемой для информационного управления автоперевозками.

На территории Украины эксклюзивным поставщиком услуг *Globalstar* является "ЭЛСАКОМ-Украина", "Укртелеком", ПО "Южное", КБ "Южное" и компании *ELSACOM*, которая гарантирует следующее качество услуг в ряде центрально-европейских стран:

- автоматическое переключение между спутниковой и сотовой связью;

- относительно невысокая стоимость телефонов (от \$699);
- точность определения места расположения – 10 метров (Получение координат возможно только во время разговора (последовательным нажатием кнопок 'Меню' -> '4' -> '3' -> 'Меню'). Разговор не обрывается, а на экране появляются координаты в стандартном формате, например 52o24.297N 34o14.421W с указанием точности).

Терминалы портативные двух-, трехмодовые в зависимости от фирмы-производителя (Qualcomm, Ericsson, TeliTal) и стандарта сотовой связи. В пределах зоны действия сотовой сети двух- и трехмодовые аппараты устанавливают связь через сотовую сеть. В случае невозможности – через Globalstar.

Плата за подключение составляет около \$150...200. Одна минута выходного трафика, включая тариф ТфОП, стоит \$1,39...2.

В системе ИНМАРСАТ-С применяется спутниковый терминал TT-3026LM eSTrack, разработанный компанией Thrane&Thrane. В этом блоке высотой 146 мм (диаметр 160 мм) и массой не более 1,1 кг объединены антенна, приемопередатчик информационных сообщений и 12-канальный приемник GPS-сигналов. Стоимость eSTrack не превышает \$2,5 тыс., а тариф в системе ИНМАРСАТ-С составляет для исходящих звонков (\$2,5 /мин.) и \$0,18...0,30 за 256 информационных бит в зависимости от используемых наземных линий связи.

Фирма "Морсвязьспутник" в 2000 г. создала систему федерального масштаба "Виктория", предназначенную для мониторинга судов через ИНМАРСАТ-С, что в сущности представляет собой систему общего пользования. Период опроса объектов наблюдения 15 мин и больше. Время получения информации на диспетчерском пункте (например, сигнала тревоги) – 3...5 мин с момента передачи.

Таким образом, в результате анализа решений по интегрированным системам близкого назначения, а также анализа характеристик сетей спутниковой связи, приведенных в таблице, можно предложить принять за граничную оценку допустимых удельных затрат на создание и эксплуатацию планируемой системы связи ГИИС следующие показатели:

- ожидание связи: для 10% абонентов – без ожидания, для остальных – от 1 мин.;
- период опроса объектов наблюдения 10...15 мин (уточняется заказчиком);
- точность определения места расположения объекта – радиус 250 м (уточняется заказчиком с учетом типа объекта);
- задержка на получение информации на диспетчерском пункте (например, сигнала тревоги) – 2...3 мин с момента передачи;
- стоимость создания одного канала спутниковой связи не более \$1 млн. при скорости не менее 9,6 Кбит/с и сроке существования не менее 10 лет;
- стоимость интегрированного (связь – местоопределение) терминала подвижного объекта – до \$1000;
- плата за подключение должна быть не более \$100...150;
- стоимость одной минуты исходящего трафика, включая тариф ТфОП, при наличии спутникового сегмента – до \$1,0...1,5 ;
- стоимость передачи сообщения в 256 информационных бит не более \$0,15..0,25.

Список литературы: 1. Концепция создания Государственной интегрированной информационной системы обеспечения управления подвижными объектами (связь, навигация, наблюдение). Одобрена Распоряжением КМУ от 17 июля 2003 г. № 410-р. (укр.) 2. Поповський В.В., Блінов В.С. Обґрунтування класу системи зв'язку Державної інтегрованої інформаційної системи управління рухомими об'єктами // Матер. Междунар. конф. «ИИСТ-2004» Сб. науч. Трудов. Харьков: ХНУРЭ, С. 67-68. 3. Поповський В.В., Блінов В.С. Пути создания и развития системы связи Государственной интегрированной информационной системы управления подвижными объектами // Прикладная радиоэлектроника 2004. Том 3. №4. С. 21-27. 4. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с. 5. Сикарев А.А. Интеграционные процессы на рубеже XX и XXI веков в глобальных и региональных информационных сетях связи и местоопределения подвижных объектов // Труды Международной академии связи. 2001. № 1 (17) С.27-29. 6. Андрианов В.И., Соколов А.В. Сотовые, пейджинговые и спутниковые средства связи. СПб.:БХВ-Петербург; Арлит, 2001. 400 с. 7. Шиллер Й. Мобильные коммуникации: Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2002. 384 с. 8. Материали сервера <http://www.informost.ru..>

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

УДК 621.3.006.357

Ю. Ю. КОЛЯДЕНКО, канд. техн. наук, Н. В. МОСКАЛЕЦ

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ГРУППИРОВКИ БЕСПРОВОДНЫХ ЛОКАЛЬНЫХ СЕТЕЙ

Введение

Беспроводные локальные сети (БЛС) приобрели широкое распространение как в нашей стране, так и за рубежом, благодаря простоте их развертывания, свертывания, мобильности абонентских терминалов и др. [1]. Наряду с преимуществами в этих системах есть и недостатки, среди которых одним из главных является проблема электромагнитной совместимости (ЭМС), что возникает в результате открытости эфира [2,3]. Следует отметить, что проблема появления нежелательных сигналов и помех возникает даже в радиоэлектронных системах (РЭС), где очень хорошо спланировано использование радиочастотного спектра [3,4,5], поскольку проблема ЭМС становится все более сложной относительно ее решения. Особенно трудная электромагнитная обстановка (ЭМО) может сложиться в группировках БЛС в пределах одного здания или офиса. В данном случае возможна ситуация, когда в одном здании действует несколько сетей, не зависящих друг от друга и использующих оборудование радиодоступа одного стандарта, например, наиболее популярного стандарта IEEE.802.11 [1] или IEEE.802.15. Согласно IEEE 802.11, IEEE.802.15 доступ абонентов рекомендуется обеспечивать в радиочастотных нелицензируемых диапазонах 2,4 ГГц и 5 ГГц. Близкой по параметрам является технология Hyper LAN-2, предложенная фирмой Ericsson. MAC протоколом доступа этих систем предусмотрена одновременная работа до трех приемопередатчиков с обеспечением ЭМС внутри сети. Однако, если локальные сети, близко расположенные друг от друга, используют оборудование одного стандарта, то между этими сетями могут нарушаться условия ЭМС.

Таким образом, возникает задача оценки ЭМС БЛС, которую следует решать при планировании таких сетей. Нами предпринята попытка создания методики анализа ЭМС группировки локальных сетей, позволяющая достаточно просто, на инженерном уровне, оценить ЭМО уже действующих или вновь вводимых сетей.

Общие положения

Для исследования ЭМС БЛС необходимо составить модель здания с помещениями, в которых могут быть расположены БЛС. На рис. 1 показана типовая схема расположения помещений в здании.

Например, исследуется ЭМО в помещении с уже имеющейся или проектируемой БЛС (выделенная часть здания – помещение 8). В соседних помещениях, непосредственно соприкасающихся с исследуемым, могут быть также развернуты БЛС.

Непосредственно соприкасающимися с помещением исследуемой зоны (локальная сеть в помещении 8) могут быть:

- 1) боковой офис по широкой стенке (помещение № 1);
- 2) боковой офис по узкой стенке (помещение № 2);
- 3) офис этажом выше или ниже (помещение № 3);
- 4) офис, расположенный в углу (помещение № 4);
- 5) офис боковой верхней или нижней, расположенный по широкой стенке (помещение № 5);
- 6) офис боковой верхней или нижней, расположенный по узкой стенке (помещение № 6);
- 7) офис верхней или нижней, расположенный в углу вершины исследуемого помещения (помещение № 7).

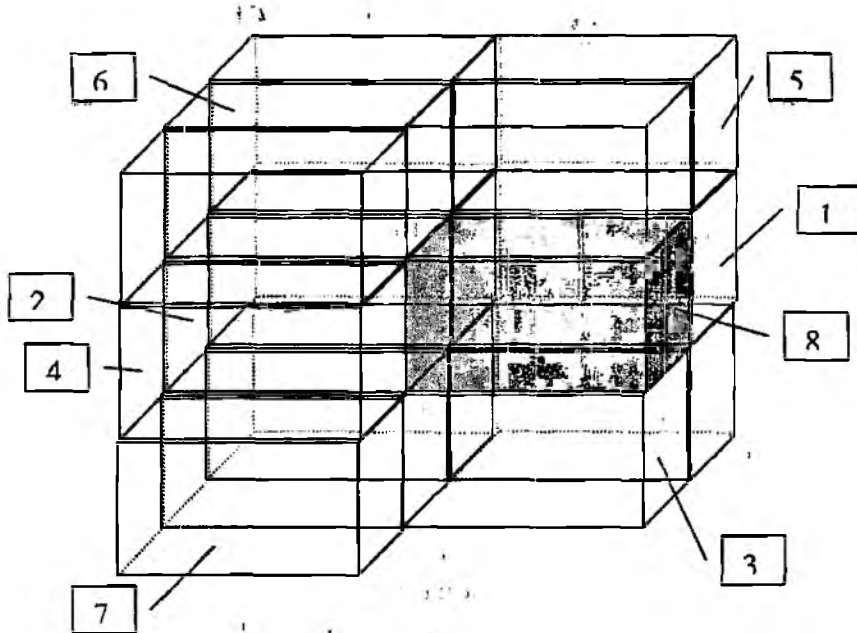


Рис. 1

Так как помещений № 1 может быть 2, помещений №2 – 2, помещений №3 – 2, помещений №4 – 4, помещений №5 – 4, помещений №6 – 4, помещений №7 – 8, то соприкасаться с исследуемым помещением могут 26 помещений.

Как было сказано выше, в каждой сети МАС протоколом доступа предусмотрена одновременная работа до трех приемопередатчиков. Приемопередатчики сетей, находящиеся в перечисленных помещениях, будут создавать помехи для исследуемой сети и друг для друга. Тогда на один источник полезного сигнала может

приходиться 78 источников помех.

Продemonстрируем возможность проведения анализа ЭМС БЛС в пределах здания.

Методика анализа ЭМС

Критерий оценки ЭМС. Для оценки ЭМС БЛС возьмем традиционный для задач связи показатель отношения мощности полезного сигнала к сумме мощностей помех и шума (ОСПШ) [6]:

$$k^2 = \frac{P_c}{\sum P_{ni} + P_{ш}} \quad (1)$$

где $P_c, P_{ni}, P_{ш}$ – соответственно мощность сигнала, i -й помехи и шума в полосе частот приема.

Для расчета ОСПШ в исследуемой зоне здания необходимо наличие таких исходных данных:

- 1) размеры помещений здания – высота h , ширина d , длина l ;
- 2) толщина стен t и перекрытий n ;
- 3) количество стен K_c и межэтажных перекрытий K_p между помещениями;
- 4) координаты размещения приемопередатчиков всех сетей (x, y, z) ,
- 5) $P_{пер}$ – мощность передатчика;
- 6) $G_{пер}, G_{пр}$ – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн, соответственно;
- 7) $\eta_{пер}, \eta_{пр}$ – коэффициенты полезного действия приемного и передающего фидеров соответственно;
- 8) λ – длина волны несущей.

Расчет уровней сигналов и помех. Уровень как сигнала, так и помехи на входе приемника $P_{вх}$, можно рассчитать, используя уравнение передачи (все слагаемые выражены в дБ):

$$P_{вх} = P_{пер} + G_{пер} + G_{пр} - \eta_{пер} - \eta_{пр} - W_{св} - W_{дон}, \quad (2)$$

где $W_{св}$ – затухание энергии в свободном пространстве; $W_{дон}$ – дополнительное затухание энергии сигнала.

Расчет затуханий сигналов и помех. Затухание энергии в свободном пространстве определяется согласно выражению

$$W_{св} = 10 \lg \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2, \quad (3)$$

где R - расстояние между приемником и передатчиком сигнала или помехи.

Дополнительное затухание энергии сигнала в здании определяется согласно выражению

$$W_{дон} = W_{дон}^{(1)} + W_{дон}^{(2)} + W_{дон}^{(3)}. \quad (4)$$

$W_{дон}^{(1)}$ - дополнительное затухание, вызванное влиянием стен и перекрытий этажей;

$$W_{дон}^{(1)} = W_{0c} \cdot K_m \left(\frac{K_c + 2}{K_c + 1} - c \right) + W_{0з} \cdot K_z \left(\frac{K_z + 2}{K_z + 1} - c \right) \quad [\text{дБ}], \quad (5)$$

где W_0 - ослабление за счет влияния стены или межэтажного перекрытия. Обычно [5,6] для стены берется $W_{0c} = 8,38$ дБ и $c = 0,51$, межэтажного перекрытия $W_{0з} = 18,3$ дБ и $c = 0,46$; K_c - количество стен; K_z - количество межэтажных перекрытий.

$W_{дон}^{(2)}$ - дополнительные потери энергии сигнала при заполнении пространства различными предметами, дБ. Данный множитель вводится, когда условия распространения таковы, что в окружающей среде достаточно много различных объектов, переизлучающих или поглощающих энергию передатчиков [3,5]:

$$W_{дон}^{(2)} = \delta \cdot R, \quad (6)$$

где δ - коэффициент погонного затухания, учитывающий заполнение пространства различными предметами. Для почти пустого пространства $\delta = 0,2$ дБ/м, для переполненного пространства $\delta = 0,6$ дБ/м.

Случайная компонента дополнительного затухания

$$W_{дон}^{(3)} = W_{св}^{(м)} + W_{св}^{(б)}, \quad (7)$$

где $W_{св}^{(м)}$, $W_{св}^{(б)}$ - отображают соответственно медленные и быстрые случайные замирания.

В расчетных задачах по энергетике радиолиний САРД быстрыми замираниями обычно пренебрегают, ибо они характерны для достаточно протяженных, когда $R > 30-50$ км, преимущественно закрытых или полужакрытых радиотрасс. Для офисных, учреждений радиолиний или радиолиний в пределах микрорайона принято считать $W_{св}^{(б)} \rightarrow 0$. Медленные замирания $W_{св}^{(м)}$ составляют 10-16 дБ.

Расчет взаимных расстояний между приемопередатчиками. Расчет расстояния между i -м приемником и j -м передатчиком сигнала или помехи производится согласно выражению:

$$R_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2 + (z_i - z_j)^2} \quad (8)$$

Оценка качества связи. По полученным данным ОСПШ можно судить о качестве связи по таким показателям, как пропускная способность канала и вероятность ошибки бита.

Пропускная способность канала может быть найдена в соответствии с формулой Шеннона [7]:

$$C = \Delta F \cdot \log_2(1 + Bh^2), \quad (9)$$

где ΔF - полоса частоты; B - база сигнала.

Требуемая пропускная способность [7] может быть рассчитана с помощью формулы Найквиста:

$$C = \Delta F \cdot \log_2(M), \quad (10)$$

где M - количество дискретных сигналов или уровней напряжения.

Сравнивая пропускную способность (9) с требуемой пропускной способностью канала (10), можно оценить реальную возможность функционирования сети в сложившейся ЭМО.

Вероятность ошибки бита при скорости передачи 2 Мбит/с [7,8] может быть определена согласно выражению

$$P = Q\left(\sqrt{5,5 \cdot h^2 \frac{\Delta F}{C}}\right), \quad (11)$$

где $Q(\cdot)$ обозначена функция Лапласа:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (12)$$

Пример практического применения разработанной методики

Приведем пример анализа ЭМС группировки БЛС согласно разработанной методике. С помощью математического моделирования проведем анализ функционирования группировки БЛС (рис. 1) в здании с коэффициентом погонного затухания $\delta=0,4$ дБ/м. Для анализа ЭМС (рис. 1) группировки БЛС возьмем следующие данные:

- 1) размеры помещений здания: высота $h=4$ м, ширина $d=5$ м, длина $l=10$ м;
- 2) толщина стен $m=0,5$ м и перекрытий $n=0,4$ м;
- 3) количество стен и перекрытий рассчитано согласно с рис. 1;
- 4) координаты размещения элементов сетей в соответствии с методом Монте-Карло выбирались случайным образом по равномерному закону распределения с учетом h, d, l, m, n ;
- 5) $P_{пер} = 0,25$ Вт – мощность передатчика;
- 6) $G_{пер} = 1$ – коэффициент усиления передающей и $G_{пр} = 1$ приемной антенн;
- 7) $\eta_{пр} = 0,7$ – коэффициенты полезного действия приемного и $\eta_{пер} = 0,7$ передающего фидеров;
- 8) длина волны несущей – $\lambda = 0,12$ м ($F=2,4$ ГГц).

В качестве исходных данных был использован также сигнал с кодом Баркера с количеством уровней напряжения $M=11$, базой $B=8$ и полосой частоты передачи $\Delta F = 5$ МГц. При этом пропускная способность по Найквисту (10) должна соответствовать 35 Мбит/с. На практике же используется не весь канал и при полосе частоты $\Delta F = 5$ МГц информация передается со скоростью 1 Мбит/с или 2 Мбит/с [8].

Усреднение полученных ниже показателей производилось по 20 выборкам случайного размещения элементов сети. На рис.2 представлены зависимости ОСПШ, рассчитанные согласно выражениям (1)–(8), при воздействии помех от элементов сетей соседних офисов. На рис. 3 и 4 представлены соответственно пропускные способности (9) и вероятности ошибки передаваемой информации (11). Номер помещения соответствует следующему перечню:

- 1 – боковой офис, расположенный по широкой стенке помещения исследуемой сети;
- 2 – боковой офис, расположенный по узкой стенке;
- 3 – офис, расположенный этажом выше или ниже;
- 4 – угловой офис, расположенный на этаже исследуемой сети;
- 5 – боковой офис, расположенный по широкой стенке этажом выше или ниже помещения исследуемой сети;
- 6 – боковой офис, расположенный по узкой стенке этажом выше или ниже помещения исследуемой сети;
- 7 – угловой офис, расположенный этажом выше или ниже помещения исследуемой сети.

Кривые 1 на рис.2, 3 и 4 соответствуют случаю воздействия одного источника помехи при расстоянии между приемником и передатчиком исследуемой сети, равном 1 м. Кривые 2 на этих же рисунках соответствуют случаю воздействия двух источников помех. Кривые 3 – трех источников помех. Кривые 4, 5 и 6 получены для тех же исходных данных соответ-

венно 1, 2 и 3 источников помех при расстоянии между приемником и передатчиком исследуемой сети равном 3 м.

Судя по показателю ОСПШ (рис. 2), видно, что наибольшее влияние оказывают БЛС, расположенные в помещениях 1 и 2 перечня. Поэтому применение в исследуемом помещении системы того же стандарта, который используется сетями помещений 1 и 2, нежелательно. Влияние БЛС, расположенных в помещениях 3 и 4, меньше и дает допустимые значения показателя ОСПШ. Наименьшее влияние оказывают БЛС, расположенные в помещениях 5, 6 и 7. Сравнивая же пропускные способности канала (рис. 3), можно сказать, по данному показателю, который принимает значения от 27 Мбит/с и выше, функционирование исследуемой сети обеспечивается при любом расположении мешающей сети. Судя по вероятности ошибки (фрагмент рис.4), расположение мешающей сети в помещениях 1 и 2 допустимо относительно исследуемой сети, если расстояние между передатчиком и приемником исследуемой сети не больше 1 м. При расстояниях между передатчиком и приемником исследуемой сети больше 1 м вероятность ошибки принимает значения от 10^{-5} и выше. В остальном же показатель вероятности ошибки (рис.4) дает такие же результаты, как и показатель ОСПШ.

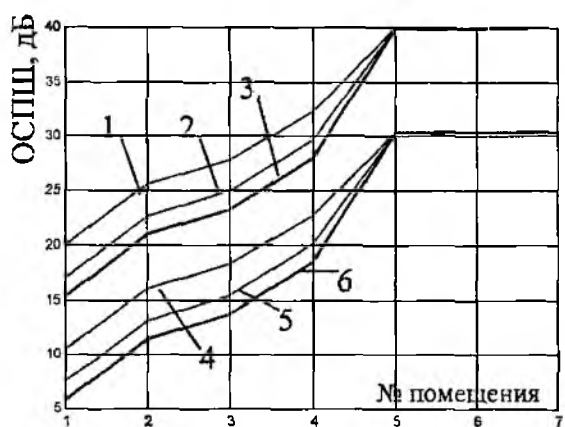


Рис. 2

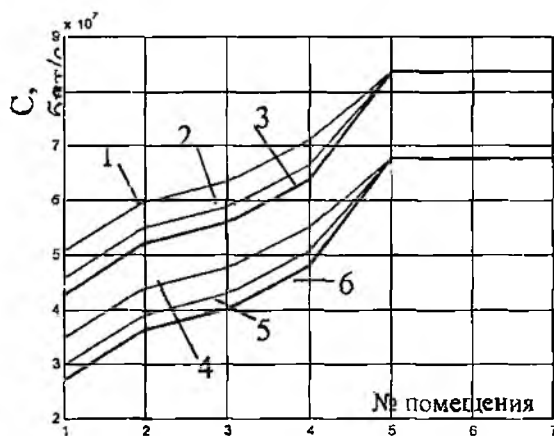


Рис. 3

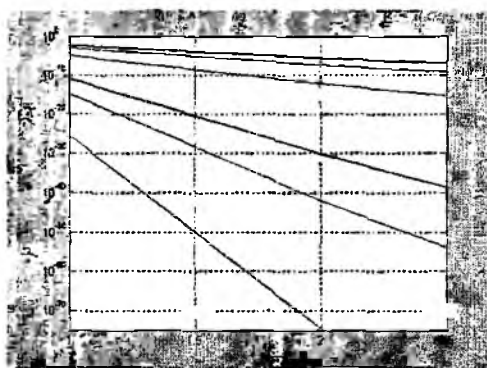
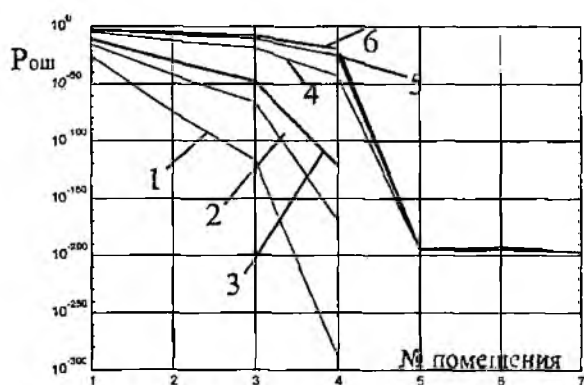


Рис. 4

Проведен анализ функционирования сети при изменении расстояния между источником полезного сигнала и приемником в исследуемой сети при воздействии БЛС, расположенной в помещении 4. Получены зависимости рассмотренных выше показателей от расстояния R между источником полезного сигнала и приемником исследуемой сети. На рис. 5, 6 и 7 пока-

Сравнивая пропускную способность (9) с требуемой пропускной способностью канала (10), можно оценить реальную возможность функционирования сети в сложившейся ЭМО.

Вероятность ошибки бита при скорости передачи 2 Мбит/с [7,8] может быть определена согласно выражению

$$P = Q\left(\sqrt{5,5 \cdot h^2 \frac{\Delta F}{C}}\right), \quad (11)$$

где $Q(\cdot)$ обозначена функция Лапласа:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (12)$$

Пример практического применения разработанной методики

Приведем пример анализа ЭМС группировки БЛС согласно разработанной методике. С помощью математического моделирования проведем анализ функционирования группировки БЛС (рис. 1) в здании с коэффициентом погонного затухания $\delta=0,4$ дБ/м. Для анализа ЭМС (рис. 1) группировки БЛС возьмем следующие данные:

- 1) размеры помещений здания: высота $h=4$ м, ширина $d=5$ м, длина $l=10$ м;
- 2) толщина стен $m=0,5$ м и перекрытий $n=0,4$ м;
- 3) количество стен и перекрытий рассчитано согласно с рис. 1;
- 4) координаты размещения элементов сетей в соответствии с методом Монте-Карло выбирались случайным образом по равномерному закону распределения с учетом h, d, l, m, n ;
- 5) $P_{пер} = 0,25$ Вт – мощность передатчика;
- 6) $G_{пер} = 1$ – коэффициент усиления передающей и $G_{пр} = 1$ приемной антенн;
- 7) $\eta_{пр} = 0,7$ – коэффициенты полезного действия приемного и $\eta_{пер} = 0,7$ передающего фидеров;
- 8) длина волны несущей – $\lambda = 0,12$ м ($F=2,4$ ГГц).

В качестве исходных данных был использован также сигнал с кодом Баркера с количеством уровней напряжения $M=11$, базой $B=8$ и полосой частоты передачи $\Delta F = 5$ МГц. При этом пропускная способность по Найквисту (10) должна соответствовать 35 Мбит/с. На практике же используется не весь канал и при полосе частоты $\Delta F = 5$ МГц информация передается со скоростью 1 Мбит/с или 2 Мбит/с [8].

Усреднение полученных ниже показателей производилось по 20 выборкам случайного размещения элементов сети. На рис.2 представлены зависимости ОСПШ, рассчитанные согласно выражениям (1)–(8), при воздействии помех от элементов сетей соседних офисов. На рис. 3 и 4 представлены соответственно пропускные способности (9) и вероятности ошибки передаваемой информации (11). Номер помещения соответствует следующему перечню:

- 1 – боковой офис, расположенный по широкой стенке помещения исследуемой сети;
- 2 – боковой офис, расположенный по узкой стенке;
- 3 – офис, расположенный этажом выше или ниже;
- 4 – угловой офис, расположенный на этаже исследуемой сети;
- 5 – боковой офис, расположенный по широкой стенке этажом выше или ниже помещения исследуемой сети;
- 6 – боковой офис, расположенный по узкой стенке этажом выше или ниже помещения исследуемой сети;
- 7 – угловой офис, расположенный этажом выше или ниже помещения исследуемой сети.

Кривые 1 на рис.2, 3 и 4 соответствуют случаю воздействия одного источника помехи при расстоянии между приемником и передатчиком исследуемой сети, равном 1 м. Кривые 2 на этих же рисунках соответствуют случаю воздействия двух источников помех. Кривые 3 – трех источников помех. Кривые 4, 5 и 6 получены для тех же исходных данных соответст-

венно 1, 2 и 3 источников помех при расстоянии между приемником и передатчиком исследуемой сети равном 3 м.

Судя по показателю ОСПШ (рис. 2), видно, что наибольшее влияние оказывают БЛС, расположенные в помещениях 1 и 2 перечня. Поэтому применение в исследуемом помещении системы того же стандарта, который используется сетями помещений 1 и 2, нежелательно. Влияние БЛС, расположенных в помещениях 3 и 4, меньше и дает допустимые значения показателя ОСПШ. Наименьшее влияние оказывают БЛС, расположенные в помещениях 5, 6 и 7. Сравнивая же пропускные способности канала (рис. 3), можно сказать, по данному показателю, который принимает значения от 27 Мбит/с и выше, функционирование исследуемой сети обеспечивается при любом расположении мешающей сети. Судя по вероятности ошибки (фрагмент рис. 4), расположение мешающей сети в помещениях 1 и 2 допустимо относительно исследуемой сети, если расстояние между передатчиком и приемником исследуемой сети не больше 1 м. При расстояниях между передатчиком и приемником исследуемой сети больше 1 м вероятность ошибки принимает значения от 10^{-5} и выше. В остальном же показатель вероятности ошибки (рис. 4) дает такие же результаты, как и показатель ОСПШ.

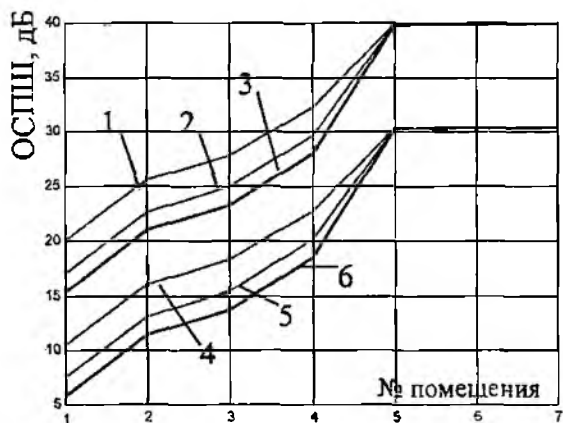


Рис. 2

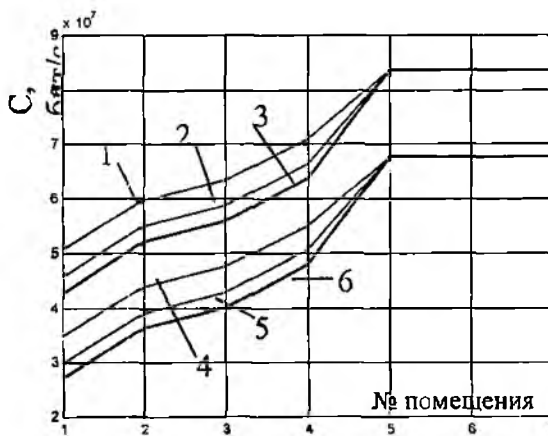


Рис. 3

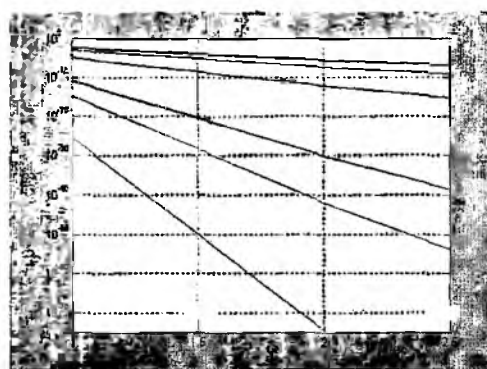
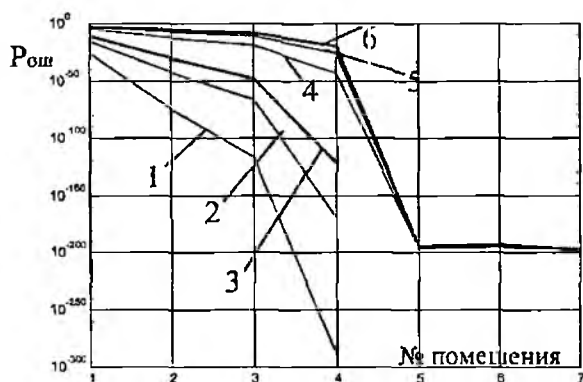


Рис. 4

Проведен анализ функционирования сети при изменении расстояния между источником полезного сигнала и приемником в исследуемой сети при воздействии БЛС, расположенной в помещении 4. Получены зависимости рассмотренных выше показателей от расстояния R между источником полезного сигнала и приемником исследуемой сети. На рис. 5, 6 и 7 пока-

заны соответственно зависимости ОСПШ, пропускной способности и вероятности искажения одного бита информации от расстояния R . Кривые 1, 2 и 3, как и в предыдущем исследовании, соответствуют случаям воздействия 1, 2 и 3 источников помех. Из полученных графиков видно, что влияние помех элементов сети, находящейся в помещении 4 несущественно при расстоянии передатчика от приемника исследуемой сети не более 2 м.

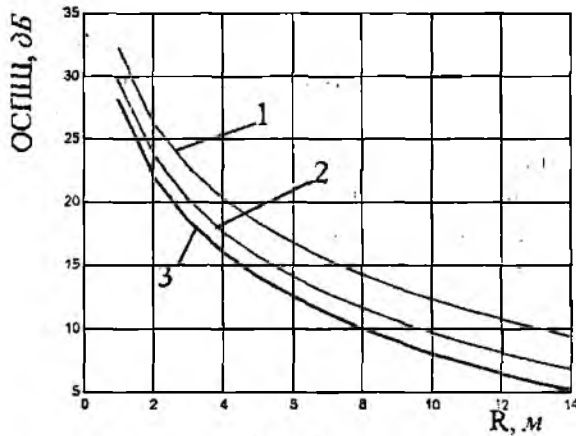


Рис. 5

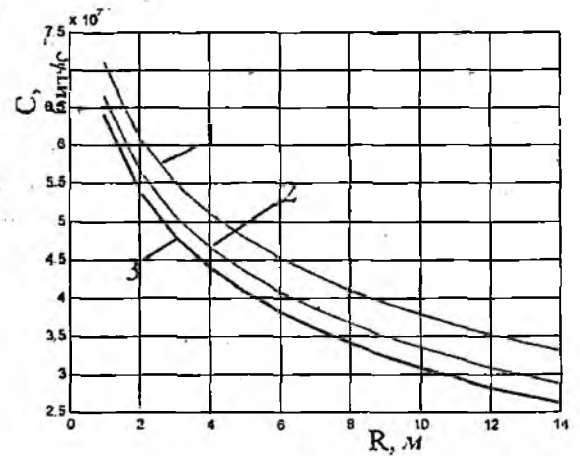


Рис. 6

Проведен анализ функционирования сети при изменении расстояния между источником полезного сигнала и приемником в исследуемой сети при воздействии БЛС, расположенной в помещении 4. Получены зависимости рассмотренных выше показателей от расстояния R

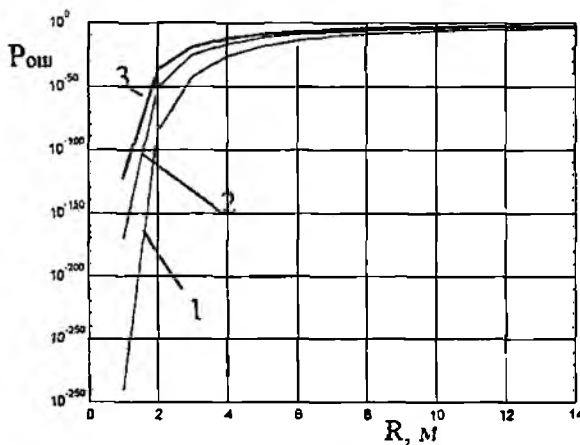


Рис. 7

между источником полезного сигнала и приемником исследуемой сети. На рис. 5, 6 и 7 показаны соответственно зависимости ОСПШ, пропускной способности и вероятности искажения одного бита информации от расстояния R . Кривые 1, 2 и 3, как и в предыдущем исследовании, соответствуют случаям воздействия 1, 2 и 3 источников помех. Из полученных графиков видно, что влияние помех элементов сети, находящейся в помещении 4 несущественно при расстоянии передатчика от приемника исследуемой сети не более 2 м.

Данная методика анализа ЭМО БЛС позволяет вести прогнозирование влияния вновь вводимых сетей и мониторинг уже существующих сетей. При наличии систе-

мы измерения и общей для всего здания центральной станции в режиме мониторинга возможно создание системы управления параметрами ЭМС [9].

Заключение

1. Разработана методика анализа ЭМС группировки локальных сетей, позволяющая достаточно просто, на инженерном уровне, оценить ЭМО уже действующих сетей и предоставить рекомендации по вновь вводимым сетям.

2. С помощью математического моделирования проведен анализ функционирования группировки БЛС в здании. Показано, что наибольшее влияние могут оказать сети, находящиеся: 1) в боковом офисе, расположенном по широкой стенке помещения исследуемой

сети, 2) в боковом офисе, расположенном по узкой стенке. Влияние сети, находящейся в офисе, расположенном этажом выше, или ниже и в угловом офисе, расположенном на этаже исследуемой сети, допустимо при расстоянии передатчиков от приемников исследуемой сети не больше 1-2 м. Наименьшее влияние оказывают сети, расположенные: 1) в боковом офисе, расположенном по широкой стенке этажом выше или ниже; 2) в боковом офисе, расположенном по узкой стенке этажом выше или ниже; 3) в угловом офисе, расположенном этажом выше или ниже помещения исследуемой сети;

3. При наличии системы измерения и общей для всего здания центральной станции в режиме мониторинга возможно создание системы управления параметрами ЭМС.

Список литературы: 1. Колхеп Р. Беспроводные сети стандарта 802.11 – в массы // Сети и системы связи (61). 2000. № 11. С. 22–25. 2. *Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем* / В.И.Владимиров, А.Л. Докторов и др.; Под ред. Н.М.Царькова. М.: Радио и связь, 1985. 272 с. 3. Певницкий В.П., Полозок Ю.В. Статистические характеристики промышленных помех. М.: Радио и связь, 1988. 248 с. 4. Ремизов Л.Т. Естественные помехи. М.: Наука, 1985. 200 с. 5. Апорович А.Ф. Статистическая теория электромагнитной совместимости. Минск: Наука и техника, 1984. 6. Альтер Л.Ш. Оценка эффективности нормирования параметров ЭМС приемо-передающей аппаратуры спутниковой подвижной службы // *Электросвязь*. 1986. №7. С. 52–64. 7. Бабанов Ю.Н., Силин А.В. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных систем. ГГУ, 1976. 8. Бадалов А.Л., Михайлов А.С. Нормы и параметры электромагнитной совместимости РЭС: Справочник. М.: Радио и связь, 1990. 272 с. 9. Малицкий А.Г., Мельникова Л.И., Олейник В.Ф. Методы управления коллективным ресурсом и параметрами РЭС связи по критериям ЭМС: сб. тезисы НТК. Методы передачи, приема и обработки информации. Туапсе, 1998.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 20.03.2005

РАЗНОСТНЫЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ УГОЛКОВЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК С ЦЕНТРАЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Введение

Волноводно-щелевые и микрополосковые антенны бегущей волны давно и широко используются в науке и технике. Этому способствует как их достаточная изученность, так и высокие эксплуатационные характеристики. Наиболее распространено применение таких антенн на фиксированной рабочей длине волны. При этом можно достаточно просто удовлетворить требованиям к характеристикам направленности, предъявляемым к конкретной антенне, таким как ориентация и ширина главного лепестка диаграммы направленности, коэффициент полезного действия и другим. Основным эффектом у таких антенн при изменении рабочей длины волны является изменение положения максимума излучения в пространстве. Это их свойство используется, например, в антеннах с частотным сканированием. Направленные характеристики антенны при этом могут очень сильно различаться на краях и в центре рабочего диапазона частот. Другим свойством антенн бегущей волны является то, что направление максимума излучения в них зависит также и от направления распространения волны возбуждения в них. В работах [1,2] были исследованы характеристики некоторых типов линейных антенн бегущей волны с двухканальным возбуждением, в различных частях которых волны возбуждения излучателей распространяются в различных направлениях. Расчеты показали, что в таких антеннах направление максимума диаграммы направленности (ДН) постоянно направлено по нормали к антенне в некотором диапазоне рабочих длин волн без значительного ухудшения направленных характеристик. Наиболее простыми в конструктивном исполнении оказались уголковые антенные решетки (УАР) с центральным возбуждением. В [3] были исследованы характеристики суммарных ДН таких антенных решеток. В настоящей статье исследованы характеристики их разностных диаграмм направленности, которые также широко применяются на практике.

Характеристики разностных диаграмм направленности уголковых антенных решеток

Уголковые антенные решетки с центральным возбуждением могут быть реализованы в двух конфигурациях: желобковой и коньковой, их схемы показаны на рис. 1 (сплошной линией – желобковая, пунктирной – коньковая). Однако при исследовании желобковой антенной решетки необходимо рассматривать вопрос о взаимном влиянии секций антенной решетки друг на друга, так как они находятся в области прямой видимости подрешеток. Это

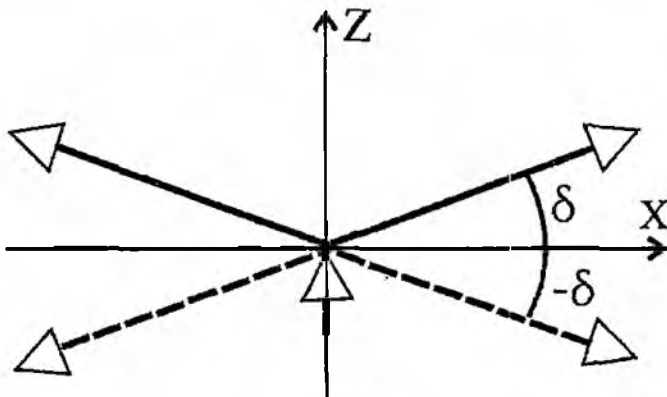


Рис. 1

значительно усложняет задачу. Поэтому в [3] в качестве начального приближения эффект взаимного влияния секций не учитывался, но для желобковой антенной решетки было принято ограничение на минимальный угол раствора уголковой антенной решетки $\alpha = \pi - \delta \leq 150^\circ$. Расстояние d между излучателями в УАР однозначно определяется типом системы возбуждения и углом δ наклона секций. Его величину можно найти из следующего условия: максимумы парциальных ДН секций

должны совпадать с осью OZ. Для волноводной системы возбуждения и расположенных в шахматном порядке продольных щелей получаем [3]:

$$d = \frac{\lambda_0 \lambda_{g0}}{2(\lambda_0 - \lambda_{g0} \sin \delta)}, \quad (1)$$

где λ_0, λ_{g0} – рабочая длина волны в вакууме и в волноводе соответственно.

Диаграмму направленности $f(\theta, \lambda, \delta)$ УАР с центральным возбуждением можно записать как сумму парциальных ДН левой “L” и правой “R” секций в виде:

$$f(\theta, \lambda, \delta) = f_L(\theta, \lambda, \delta) + f_R(\theta, \lambda, \delta) \cdot e^{i\psi_0}, \quad (2)$$

$$f_L(\theta, \lambda, \delta) = \sum_{n=1}^N A_n f_{1n}(\delta - \theta) e^{-i k x_n \sin(\delta - \theta) - i \beta_n - \beta_1}, \quad (2a)$$

$$f_R(\theta, \lambda, \delta) = \sum_{n=1}^N A_n f_{1n}(\delta + \theta) e^{-i k x_n \sin(\delta + \theta) - i \beta_n - \beta_1}, \quad (2b)$$

где $k = 2\pi/\lambda_0$, f_{1n} , x_n , A_n , $\beta_n = n \cdot k \cdot d \cdot \sin \delta$ – ДН, координата, амплитуда и фаза возбуждения n -го излучателя, соответственно; β_1 – фаза возбуждения 1-го излучателя; ψ_0 – постоянная разница фаз возбуждения между секциями. За точку отсчета фазы принято начало системы координат, совпадающее с вершиной угла раствора УАР.

Для получения разностных ДН УАР в (2) необходимо положить $\psi_0 = \pm \pi$. Были рассчитаны характеристики разностных ДН УАР на волноводах со стандартным поперечным сечением $23 \times 10 \text{ мм}^2$, которые возбуждаются волной основного типа. Излучателями служили продольные резонансные щели, прорезанные в широкой стенке волновода в шахматном порядке. ДН всех щелей принимались одинаковыми и задавались в виде ДН полуволнового вибратора. Распределение амплитуд возбуждения щелей задавалось однородным. Взаимодействие между щелями в секциях УАР по волноводу и внешнему пространству не учитывалось.

Рассчитывались следующие характеристики разностных ДН УАР в плоскости антенной решетки: ширина воронки $2\Delta\Theta_C$, ширина главного лепестка $2\Delta\Theta$, крутизна $S = \left. \frac{dF}{d\theta} \right|_{\theta = \Delta\Theta_C}$

пеленгационной характеристики по уровню -3 дБ . В [3] показано, что сравнивать характеристики различных УАР удобнее в нормированном виде, когда в качестве эталонной величины берется ее значение для линейной антенной решетки с центральным возбуждением ($\delta = 0$),

например, $\bar{S}(\delta) = \frac{S(\delta)}{S(0)}$.

На рис. 2 а для волноводно-щелевой УАР с числом щелей в секциях $N=10$ на длине волны $\lambda_0/\lambda_c = 0.7$ (где λ_c – критическая длина волны волновода) показаны зависимости от угла наклона секций δ : “1” – расстояния между щелями \bar{d} , нормированных “2” – ширины ДН $2\Delta\Theta$, “3” – ширины воронки $2\Delta\Theta_C$, “4” – крутизны \bar{S} разностных ДН. Здесь же для сравнения приведена зависимость парциального коэффициента направленного действия $\bar{D}(\delta)$ суммарной ДН в плоскости УАР (кривая 5), которая взята из [3]. Как видно из рис. 2 а, зависимости характеристик разностных ДН УАР имеют монотонный вид, в то время как коэффициент направленного действия $\bar{D}(\delta)$ достигает максимума при $\delta \cong 10^\circ$. Объясняется это тем, что $\bar{D}(\delta)$ определяется по ДН во всей области углов наблюдения, а характеристики разностных ДН – в конкретных точках только главного лепестка.

На рис. 2 б приведены зависимости от числа щелей N в секциях: крутизны пеленгационной характеристики (кривая “1”) и коэффициента направленного действия (КНД) D (кри-

вая "2") суммарной ДН эталонной ($\delta=0^\circ$) антенны и зависимости тех же параметров УАР ($\delta=10^\circ$) (кривые "3" и "4") на длине волны $\lambda_0/\lambda_c = 0.7$. Как видно из рис. 2 б, характер зависимостей указанных параметров от числа излучателей одинаков, так как они определяются, в частности, размерами излучающего раскрыва, однако по абсолютной величине их значения выше для УАР.

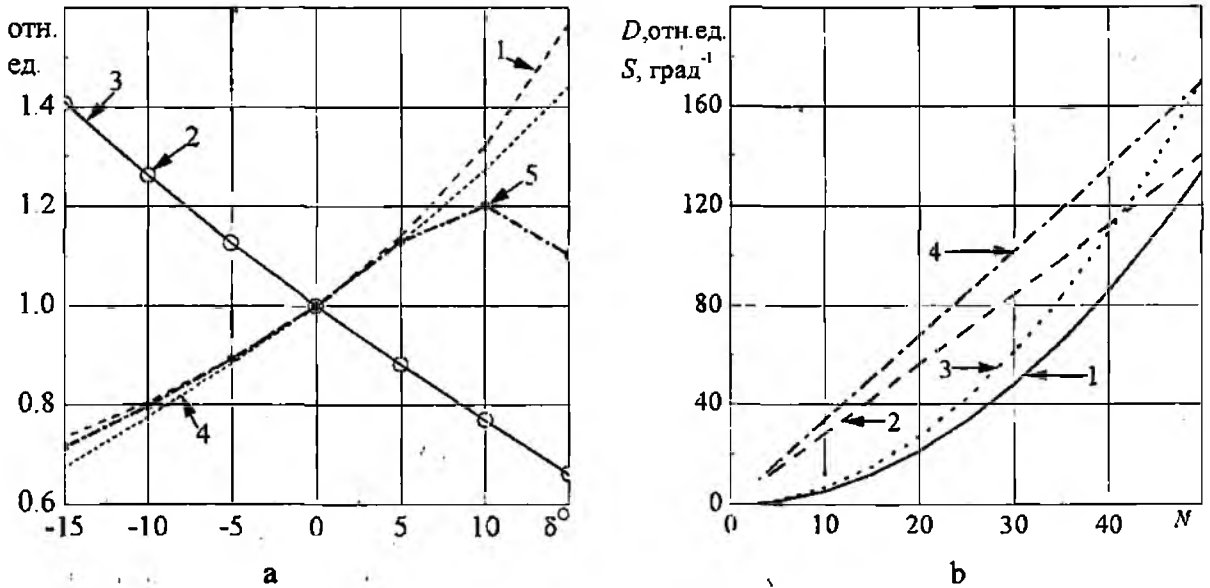


Рис. 2

Как уже отмечалось в [1,3], характерной особенностью антенных решеток с двухканальным возбуждением и, в частности, УАР с центральным возбуждением является сохранение направления главного максимума суммарной ДН постоянным при изменении рабочей длины волны. В связи с этим представляет интерес исследование поведения характеристик разностной ДН УАР в диапазоне частот. На рис. 3 а показаны зависимости некоторых характеристик суммарной и разностной ДН УАР при $\lambda_0/\lambda_c = 0.7$, $\delta=10^\circ$, $N=10$ от относительного отклонения рабочей частоты δf : "1" – КНД и "2" – уровень первого бокового лепестка суммарной ДН, "3" – крутизны и "4" – ширины главного лепестка разностной ДН. Как видно из рис. 3 а, с увеличением отклонения частоты δf для суммарной ДН характерно снижение КНД и значительный рост уровня первого бокового лепестка (который является также и максимальным боковым лепестком), а для разностной ДН – уменьшение крутизны и увеличение ширины главного лепестка. На рис. 3 б приведены некоторые ДН УАР при $\lambda_0/\lambda_c = 0.7$, $\delta=10^\circ$, $N=10$: разностные для $\delta f=0$ ("1") и $\delta f=3.5\%$ ("2") и суммарные для $\delta f=0$ ("3") и $\delta f=3.5\%$ ("4"). Как видно из рис. 3 б, максимальный боковой лепесток суммарной ДН при этом отклонении уже сильно искажает главный лепесток ДН. Это происходит вследствие пересечения главного лепестка ДН УАР с первым боковым лепестком парциальных ДН секций. То же самое явление происходит и в разностной ДН. Однако это не столь критично сказывается на ее характеристиках. Так, рассчитанные соответственно на центральной ($\delta f=0$) и крайней рабочей ($\delta f=3.5\%$) частотах характеристики равны: КНД $D=\{33.9, 19.5\}$, ширина суммарной ДН $2\Delta\Theta_s=\{2.78, 2.92\}^\circ$, крутизна $S=\{6.79, 5.87\} \text{град}^{-1}$, ширина воронки $2\Delta\Theta_c=\{2.3, 2.19\}^\circ$ и ширина главного лепестка $\Delta\Theta=\{2.51, 2.85\}^\circ$ разностной ДН. Следует отметить, что при отклонении рабочей частоты в другую сторону ($\delta f < 0$) характеристики разностной ДН будут выше, чем на центральной частоте, за счет увеличения электрической длины УАР, как это характерно и для линейных антенн.

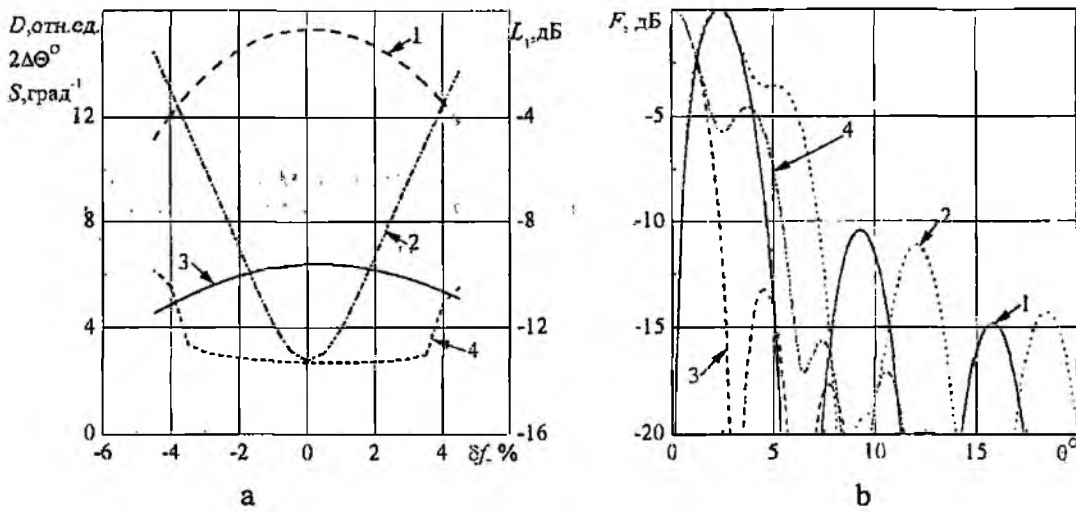


Рис. 3

Как следует из изложенного, характеристики ДН УАР зависят как от рабочей длины волны, так и от угла наклона секций. На рис.4 а показаны линии равных значений крутизны S разностных ДН волноводно-щелевых УАР с числом щелей в секциях $N=10$. На рис. 4 б показаны аналогичные зависимости для КНД D суммарных ДН. Как видно из сравнения этих рисунков, КНД УАР при изменении рабочей длины волны имеет максимальное значение при некоторых значениях угла δ , а зависимости крутизны S имеют монотонный характер.

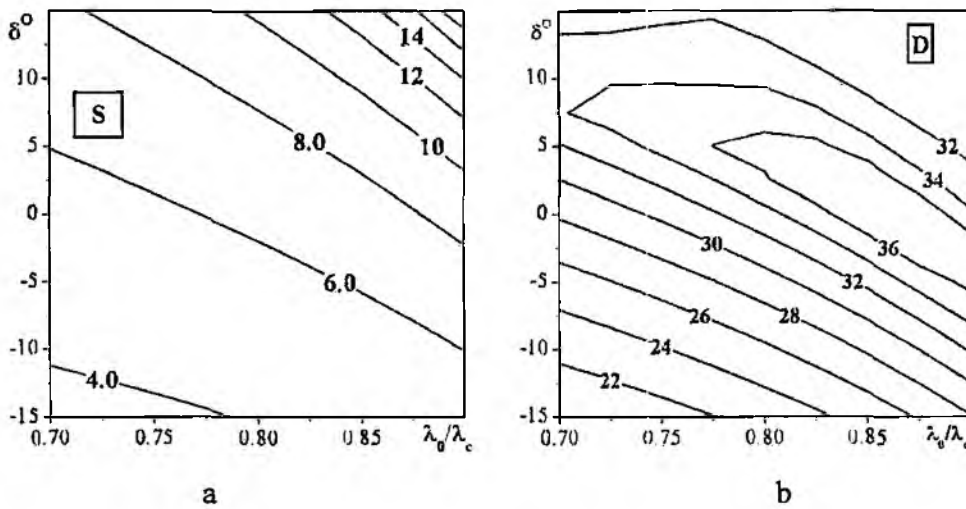


Рис. 4

Заключение

Проведенные исследования показывают, что предложенные уголкового антенные решетки можно с успехом применять и для получения разностных ДН в широком диапазоне частот. При этом направление нулевого излучения постоянно совпадает с биссектрисой угла раствора УАР.

Список литературы: 1. Горобец Н.Н., Горобец Ю.Н., Дахов В.М. Характеристики направленности антенн бегущей волны с двусторонним возбуждением // Радиофизика и радиоастрономия. 1998. Т.3. № 1. С.87-91. 2. Горобец Н.Н., Горобец Ю.Н., Дахов В.М. Направленные и диапазонные характеристики антенных решеток бегущей волны с двухканальным возбуждением // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. 2001. Т.44. № 3. С.3-10. 3. Горобец Н.Н., Горобец Ю.Н., Дахов В.М. Уголкового антенные решетки бегущей волны с центральным возбуждением // Радиофизика и радиоастрономия. 2000. Т.5. № 4. С.416-423

Харьковский национальный университет им. В.Н. Каразина

Поступила в редколлегию 22.12.2004

В.Н. МАНЖОС, д-р техн. наук, А.М. ПОПОНИН, канд. техн. наук,
Ю.А. ПОПОНИН, канд. техн. наук, Э.Э. АСАНОВ, канд. техн. наук.

ДВУМЕРНАЯ ПЕЛЕНГАЦИЯ ИСТОЧНИКОВ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ПРОСТРАНСТВЕННЫМ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЕМ

В условиях высокой плотности радиоэлектронных средств, что имеет место при организации мобильной радиосвязи, диспетчерской связи аэропортов актуальной является задача их электромагнитной совместимости (ЭМС). Эффективное решение задачи ЭМС возможно при наличии информации о местоположении источников излучений. Наиболее просто местоположение источников излучений определяется пеленгационным методом. В процессе пеленгования необходимо обеспечить пространственное разрешение источников излучений. В связи с этим в статье рассмотрен вопрос пространственной пеленгации источников излучений с использованием алгоритма сверхразрешения.

Известно, что недостатком использования кольцевых антенных решеток (КАР) для пространственной пеленгации шумовых сигналов является их низкая разрешающая способность при измерении относительно малых углов места целей ($\epsilon \leq 5^\circ$) [1]. Это объясняется плоскостным характером раскрыва КАР. В этом смысле определенный интерес представляют антенные решетки с объемным раскрывом, в частности цилиндрические.

Целью данной статьи является выявление новых возможностей по двумерной пеленгации источников шумовых сигналов (ИШС) при использовании цилиндрической антенной решетки (ЦАР) и алгоритма сверхразрешения Кейлона [2].

На рис.1 схематично показана ЦАР, приемные элементы которой расположены на огибающей цилиндра по закону спирали с шагом h . Спираль имеет радиус ρ_0 , количество витков n и высоту $H = n \cdot h$.

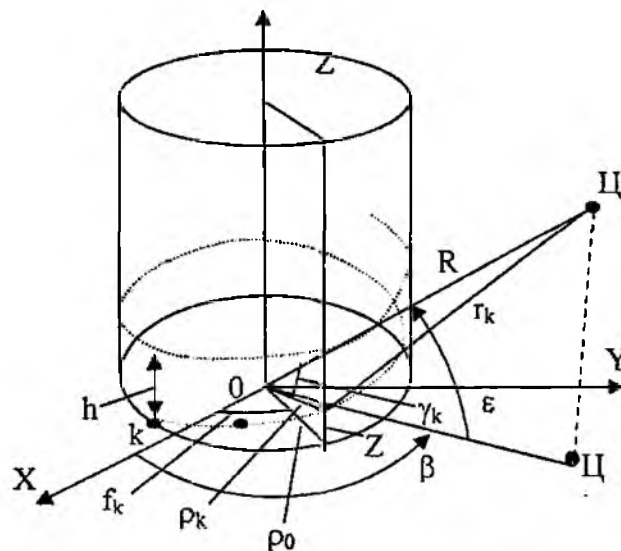


Рис. 1

В соответствии с геометрическим построением антенной решетки (рис. 1) аналитическое выражение для пространственного вектора $\dot{X}(\beta, \epsilon)$ с угловыми параметрами β и ϵ , описывающее распределение фаз на элементах ЦАР, имеет вид

$$\dot{X}(\beta, \epsilon) = \|x(\beta, \epsilon, k)\| = \left\| \exp \left[j \cdot \pi \cdot D_0 \cdot (\cos(\beta - f_k) + Z_k \cdot \sin(\epsilon)) \right] \right\|. \quad (1)$$

где k – количество элементов ЦАР; $D_0 = 2 \cdot \rho_0 / \lambda$ – нормированный по длине волны λ диаметр ЦАР; f_k – угловое положение k -го элемента относительно оси x ; $Z_k = (k-1) \cdot \alpha / N$, где N – общее число приемных элементов на винтовой линии, $k = \overline{1, N}$, α – параметр. При $\alpha=1$ значение высоты ЦАР H равно радиусу ЦАР ρ_0 , при $\alpha=2$ это значение равно диаметру ЦАР $H = 2 \cdot \rho_0$. Временной параметр, описывающий закон изменения во времени комплексных амплитуд сигнальных колебаний, общий для всех антенных элементов в (1), в дальнейшем учитывать не будем, поскольку последний не влияет на результаты пространственной обработки принимаемых колебаний.

Пеленгационную характеристику ЦАР, определяемую на основе пространственной обработки принимаемых колебаний по методу Кейпона, можно представить в виде следующего соотношения:

$$P(\beta, \varepsilon) = (\dot{X}^{*T}(\beta, \varepsilon) \cdot \Phi^{-1} \cdot \dot{X}(\beta, \varepsilon))^{-1}, \quad (2)$$

где Φ^{-1} – матрица обратная корреляционной матрице принимаемых колебаний Φ [3,4].

Для случая, когда ЦАР принимает на фоне внутренних шумов с дисперсией σ_0^2 колебания от M внешних источников шумовых сигналов, соотношение для корреляционной матрицы помех Φ можно представить в виде [4]:

$$\Phi = \sigma_0^2 \cdot \left[I + \sum_{m=1}^M h_m \cdot \dot{X}(\beta_m, \varepsilon_m) \cdot \dot{X}^{*T}(\beta_m, \varepsilon_m) \right], \quad (3)$$

где I – единичная матрица размерностью $(N \times N)$; h_m – нормированная по σ_0^2 дисперсия принимаемых колебаний; β_m и ε_m – истинные значения азимута и угла места пеленгуемых источников.

В соответствии с алгоритмом (2), процедура пеленгования M ИШС сводится к вычислению двумерного массива $P(\beta_m, \varepsilon_m)$, где текущие значения параметров β и ε задаются в соответствии с выбранным сектором обзора пространства.

С целью более наглядного пояснения алгоритма (2) рассмотрим простейший пример пеленгации одного источника излучений, азимут и угол места которого соответственно равны $\beta_1 = \beta_1$ и $\varepsilon_1 = \varepsilon_1$. В этом случае соотношения для корреляционной матрицы Φ и ей обратной имеют вид

$$\Phi = \sigma_0^2 \cdot \left[1 + h_1 \cdot \dot{X}(\beta_1, \varepsilon_1) \cdot \dot{X}^{*T}(\beta_1, \varepsilon_1) \right], \quad (4)$$

$$\Phi^{-1} = \sigma_0^{-2} \cdot \left[1 - (h_1 \cdot \dot{X}(\beta_1, \varepsilon_1) \cdot \dot{X}^{*T}(\beta_1, \varepsilon_1)) \cdot (1 + h_1 \cdot \dot{X}^{*T}(\beta_1, \varepsilon_1) \cdot \dot{X}(\beta_1, \varepsilon_1))^{-1} \right]. \quad (5)$$

С учетом (5) выражение, описывающее квадратичную форму в (2), можно записать в виде

$$P(\beta, \varepsilon) = \dot{X}^{*T}(\beta, \varepsilon) \cdot \Phi^{-1} \cdot \dot{X}(\beta, \varepsilon) = \sigma_0^{-2} \cdot \left[N - \left[(h_1 \cdot \left| \dot{X}^{*T}(\beta, \varepsilon) \cdot \dot{X}(\beta_1, \varepsilon_1) \right|^2) \cdot (1 + h_1 \cdot N)^{-1} \right] \right] \quad (6)$$

где $N = \dot{X}^{*T}(\beta_1, \varepsilon_1) \cdot \dot{X}(\beta_1, \varepsilon_1)$. При подстановке истинных значений азимута $\beta = \beta_1$ и угла места $\varepsilon = \varepsilon_1$ квадрат скалярного произведения в (6) достигает максимума, равного N^2 .

Вводя нормированное значение последнего $f(\beta, \varepsilon) = \left| \dot{X}^{*T}(\beta, \varepsilon) \cdot \dot{X}(\beta_1, \varepsilon_1) \right|^2 \cdot (N^2)^{-1}$, квадратичную форму $P(\beta, \varepsilon)$ можно представить в виде следующего соотношения:

$$P(\beta, \varepsilon) = \sigma_0^{-2} \cdot \left[N - (h_1 \cdot N^2) \cdot (1 + h_1 \cdot N)^{-1} \cdot f(\beta, \varepsilon) \right] = N \cdot \sigma_0^{-2} \cdot \left[1 - \chi \cdot f(\beta, \varepsilon) \right], \quad (7)$$

где $\chi = (N \cdot h_1) / (1 + N \cdot h_1)$.

С учетом соотношения (7) пеленгационная характеристика (2) описывается выражением

$$P(\beta, \varepsilon) = \sigma_0^2 / N \cdot [1 - \chi \cdot f(\beta, \varepsilon)]. \quad (8)$$

При подстановке значений азимута $\beta = \beta_1$ и угла места $\varepsilon = \varepsilon_1$ выражение (8) имеет вид:

$$P(\beta_1, \varepsilon_1) = \sigma_0^2 \cdot (1 + N \cdot h) / N. \quad (9)$$

На рис. 2 а и 2 б представлены пеленгационные характеристики одного ИШС, соответственно в азимутальной и угломестной плоскостях. Эти характеристики были получены для ЦАР со следующими параметрами: число витков спирали $n = 3$, число приемных элементов на витке $n_0 = 12$, общее число приемных элементов $N = n_0 \cdot n = 36$, нумерация приемных элементов $k = \overline{1, N}$. При этом полагалось, что относительная интенсивность источника $h = P/\sigma_0^2 = 50$, азимут и угол места источника соответственно равны $\beta = 7.2^\circ$, $\varepsilon = 0.4^\circ$.

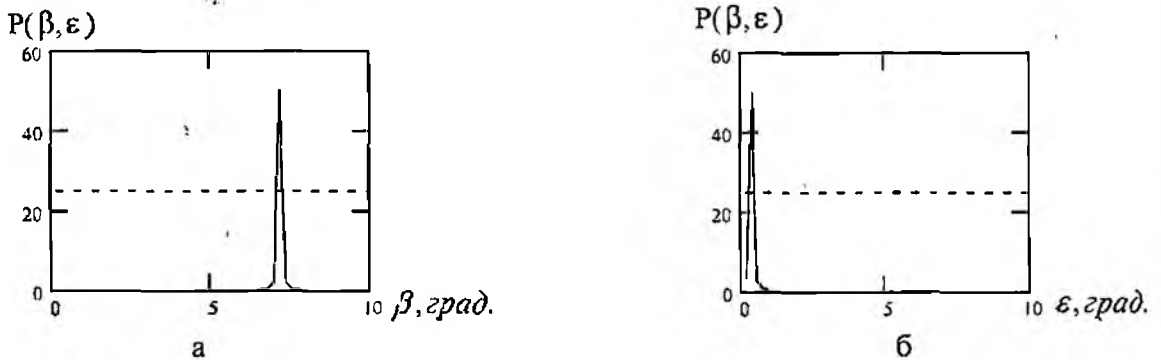


Рис. 2

Анализ результатов моделирования показал, что при $N = 36$ и нормированном значении диаметра ЦАР $D_0 = 2 \cdot \rho_0 / \lambda = 10$ ширина пеленгационной характеристики по азимуту на уровне 0.5 при $\alpha = 1$ и $\alpha = 2$ составляет $\Delta\beta \approx 5'$. Вместе с тем, ширина пеленгационной характеристики по углу места $\Delta\varepsilon$ на уровне 0.5 зависит как от величины α (высоты ЦАР), так и от угла места ИШС ε .

Таблица 1

ε	0.4°	4°	20°
$\Delta\varepsilon$ $\alpha = 1$	12.6'	12.3'	9.5'
$\alpha = 2$	6.3'	6.2'	5.9'

Как видно из табл. 1, значения текущих ошибок $\Delta\varepsilon$ уменьшаются с ростом угла места ИШС ε и существенно зависят от параметра α . Для сравнения в табл. 2 приводится зависимость между $\Delta\varepsilon$ и ε для кольцевой решетки с тем же числом элементов $N = 36$ и нормированным значением диаметра $D/\lambda = 10$ при малых углах места ИШС.

Из сравнительного анализа этих таблиц видим, что ЦАР имеет явные преимущества по точности пеленгования ИШС в области малых углов места.

Таблица 2

ε	2.5°	3°	4°
$\Delta\varepsilon$	101.2'	87.9'	69'

Рассмотрим далее качество разрешения ИШС в ЦАР при $\alpha = 2$ для случая трех ИШС. На рис. 3 а и 3 б приведены пеленгационные характеристики для ИШС с относительными интенсивностями $h_1 = 50$, $h_2 = 250$ и $h_3 = 100$ с угловым разносом по азимуту 0.4° , для азимутальной и угломестной плоскостей соответственно.

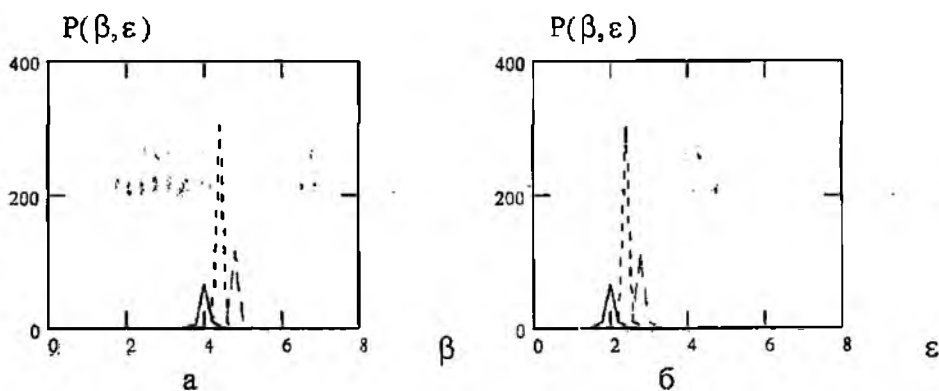


Рис. 3

Как видно из рис. 3, пеленгуемые источники уверенно разрешаются.

Произведем интервальную оценку среднеквадратического значения ошибки (СКО) измерения угловой координаты β при $h = 50$. Будем полагать, что угол места ИШС известен и равен $\varepsilon = 1^\circ$. Выходной эффект пеленгатора описывается выражением

$$P(\beta_0, \varepsilon) = \{N \cdot [1 - \chi \cdot f(\beta_0, \varepsilon)]\}^{-1} \quad (10)$$

Интервальное значение СКО оценим с помощью соотношения

$$S2 = \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} (\beta_0 - m)^2 \cdot P(\beta_0, \varepsilon) \cdot d\beta_0}, \quad (11)$$

где β_0 – текущее значение параметра β ; m – математическое ожидание параметра β ; χ – значение границы доверительного интервала, которое выбирают таким образом, чтобы вероятность попадания случайной величины β в интервал ненулевых значений $P(\beta_0, \varepsilon)$ составляла величину порядка $V \approx 0.9$ [5]. Как показывают результаты расчетов, потенциальное значение $S2$ примерно составляет 0.07° или $4.22'$. С увеличением числа приемных элементов N , диаметра и высоты ЦАР значение СКО уменьшается.

Таким образом, использование ЦАР для двумерного пеленгования ИШС является целесообразным, поскольку последняя обеспечивает достаточно высокое разрешение ИШС при малых углах места. Использование метода пространственного сверхразрешения Кейпона, в свою очередь, при относительно небольшом числе приемных элементов, позволяет обеспечить высокое разрешение по азимуту и углу места при отсутствии боковых лепестков в пеленгационной характеристике [3–5].

Список литературы: 1. Манжос В.Н., Пшеничных С.В., Крылов Е.Б., Попонин Ю. А. Двумерная пеленгация источников шумовых сигналов с помощью кольцевой фазированной антенной решетки при использовании методов Кейпона и MUSIC // Радиотехника. 2001. Вып. 120. С. 71-75. 2. Марпл-мл С.П. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир. 1990. 584С. 3. Фалькович С.Е., Хомяков Э.Н. Статистическая теория обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 360С. 4. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 415С. 5. Костылев А.А., Милев П.В., Дорский Ю.Д. и др. Статистическая обработка результатов экспериментов на микроЭВМ и программируемых калькуляторах. Л.: Энергоиздат, Ленингр. отд-ние, 1991. 237С.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники,
Объединенный научно-исследовательский
институт вооруженных сил

Поступила в редколлегию 28.03.2005

ЭКРАНИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ И НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ЭКРАНИРОВАННЫХ КАМЕР

Информация с ограниченным доступом (ИсОД) в процессе информационной деятельности, основными видами которой есть получение, использование, распространение и сохранение информации с ограниченным доступом, может быть подвергнута влиянию угроз её утечки или нарушения ее целостности. В процессе реализации основных технических мероприятий по предотвращению утечки информации используются специальные инженерно-технические сооружения, в том числе специальные экранированные камеры [ДСТУ 3396-96]. Электромагнитное экранирование применяется в тех случаях, когда необходимо обеспечить защиту информации, возможный путь распространения которой связан с электромагнитным излучением источника [1–3].

Реальные экраны, состоящие из большого числа соединенных между собой элементов, нельзя рассматривать как однородные. В местах стыков листов и соединений элементов (двери, лючки и т.д.) ток проходит через участки с уменьшенным сечением, поскольку надежный контакт осуществляется не по всей поверхности, а лишь в отдельных областях. Это приводит к неравномерному распределению токов, к возрастанию сопротивления экрана, снижению его эффективности в целом и созданию объемной диаграммы излучения.

Излучение из экранированных объемов создают щели, устройства ввода–вывода энергии и информации, системы вентиляции, кондиционирования и пр.

Таким образом, актуальным является решение следующих двух задач. Во-первых, рассмотрение требований к протяженности «охранной зоны» и эффективности экранирования камеры с учетом параметров всех составляющих системы «источник – приемник». Во-вторых, определение некоторых рекомендаций по изготовлению камер в тех случаях, когда требования к эффективности их экранирования могут быть снижены, а экономические показатели при достижении необходимого коэффициента экранирования выступают на первый план.

Эффективность экранирования может быть оценена следующим образом (в децибелах):

$$\mathcal{E}_E = 20 \lg \left| \frac{E_{своб}}{E_{экр}} \right|, \quad \mathcal{E}_H = \left| \frac{H_{своб}}{H_{экр}} \right|, \quad (1)$$

где $E_{своб}$ ($H_{своб}$) – напряженность электрического (магнитного) поля в точке наблюдения в случае распространения волны от источника излучения в свободном пространстве; $E_{экр}$ ($H_{экр}$) – напряженность электрического (магнитного) поля в той же точке наблюдения при экранировании источника излучения.

При оценке влияния параметров экрана на экранируемое устройство важно учитывать два следующих момента, определяющих характер помещенных внутри экрана устройств. В качестве источника излучения может выступать, например, устройство отображения информации вычислительной машины. В этом случае теоретически возможно изменение параметров такого устройства за счет влияния экрана. Но на практике такое влияние не имеет принципиального значения. В другом случае в качестве источника излучения может выступать резонансная измерительная антенна, подключаемая к высокочастотному генератору. Экран может оказывать существенное влияние на параметры антенны, в том числе на её сопротивление излучения. Как следствие, может измениться мощность излучения по сравнению со случаем, когда экран отсутствует. Таким образом, вносится определенная ошибка при определении экспериментальным путем эффективности экранирования \mathcal{E}_E (\mathcal{E}_H).

Представим структурную схему системы передачи информации по радиоканалу в виде следующих основных элементов: передающий узел 1 и приемный узел 2 (рис. 1).

В состав передающего узла 1 входят: источник излучения (ИИ), направляющая структура (НС), с помощью которой электромагнитная энергия передается от источника к излучателю (И). Передающий узел может быть помещен в металлический экран. Излученное электромагнитное поле принимается резонансной антенной (А) приемного узла 2, расположенного на расстоянии r от передающего. В состав приемного узла входят также линия передачи (ЛП) и непосредственно приемник (Пр).

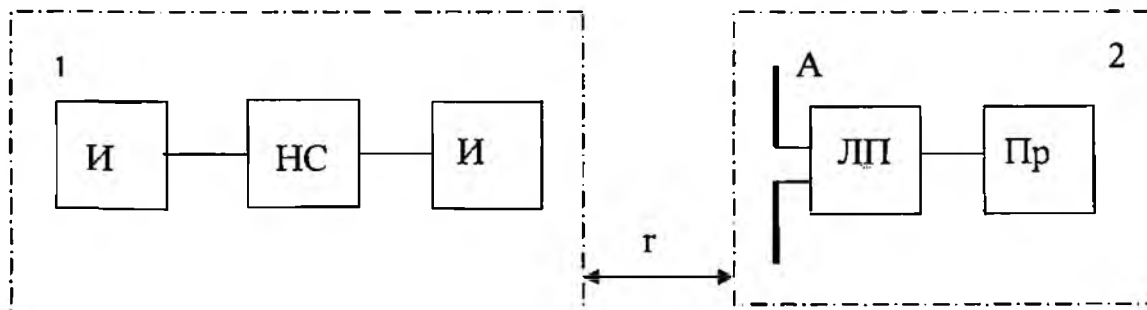


Рис. 1

Для представленной системы запишем уравнение радиопередачи в следующем виде:

$$P_{\text{ПР}} = P_{\text{ПЕР}} \cdot \eta_{\text{ПР}} \cdot \eta_{\text{ПЕР}} \cdot G_{\text{ПР}} \cdot G_{\text{ПЕР}} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot r \cdot \mathcal{E}} \right)^2, \quad (2)$$

где $P_{\text{ПР}}$ – мощность, отдаваемая приемной антенной в согласованную с ней нагрузку; $P_{\text{ПЕР}}$ – выходная мощность источника излучения; $\eta_{\text{ПР}}$ – КПД линии передачи ЛП; $\eta_{\text{ПЕР}}$ – КПД направляющей структуры передающего узла; $G_{\text{ПР}}$ – коэффициент усиления приемной антенны А; $G_{\text{ПЕР}}$ – коэффициент усиления излучателя И передающего узла; λ – длина волны; \mathcal{E} – эффективность экранирования (в относительных единицах).

При расчете эффективности экранирования передающего узла 1 в качестве исходных данных задаются напряженность поля излучения $E_{\text{ПЕР}}$ и чувствительность приемника $U_{\text{ПР мин}}$. Для того чтобы воспользоваться уравнением (2), необходимо учесть, что мощность $P_{\text{ПР}}$ определяется через эффективную площадь антенны $S_{\text{ЭФ}}$ и вектор Пойнтинга Π :

$$P_{\text{ПР}} = \Pi \cdot S_{\text{ЭФ ПР}} = \frac{E^2}{120\pi} \cdot S_{\text{ЭФ ПР}}. \quad (3)$$

В то же время напряжение на клеммах приемной антенны $U_{\text{ПР}}$ и напряженность электрического поля E в месте приема связаны между собой действующей длиной антенны $h_{\text{Д}}$, т.е.

$$U_{\text{ПР}} = E h_{\text{Д}} \quad (4)$$

С учетом этого выражение (3) переписывается в виде

$$P_{\text{ПР}} = \frac{U_{\text{ПР}}^2}{h_{\text{Д}}^2 \cdot 120\pi} \cdot S_{\text{ЭФ ПР}}. \quad (5)$$

Аналогично соотношению (3) для передающего узла имеем

$$P_{\text{ПЕР}} = \frac{E_{\text{ПЕР}}^2}{120\pi} \cdot S_{\text{ЭФ ПЕР}}. \quad (6)$$

В качестве приемной антенны может быть использован симметричный полуволновой вибратор, для которого

$$S_{\text{ЭФ ПР}} = \frac{\lambda^2}{4}, \quad (7)$$

а величина

$$h_{\text{Д}} = \frac{\lambda}{\pi} \quad (8)$$

Теперь соотношение (5) запишется так:

$$P_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{пр}}^2 \cdot \pi^2}{\lambda^2 \cdot 120\pi} \cdot \frac{\lambda^2}{4} = \frac{U_{\text{пр}}^2 \cdot \pi}{480}$$

или с учетом максимальной чувствительности приемника

$$P_{\text{пр}} = \frac{U_{\text{пр} \min}^2 \cdot \pi}{480} \quad (9)$$

Принимая $\eta_{\text{пр}} = \eta_{\text{пер}} = 1$, после подстановки выражений (6) и (9) в соотношение (2) имеем

$$\mathcal{E} = \frac{0,115 \cdot E_{\text{пер}} \cdot \lambda}{U_{\text{пр} \min}} \sqrt{S_{\text{эф} \text{пер}} \cdot G_{\text{пер}}} \quad (10)$$

Приведенное соотношение предполагает заданными параметры передающего излучателя $S_{\text{эф} \text{пер}}$, $G_{\text{пер}}$. Допустим, оценивается эффективность экранирования при включении в состав передающего узла такой же антенны, как и на приемном узле, т.е. симметричного полуволнового излучателя, для которого

$$S_{\text{эф} \text{пер}} = \frac{\lambda^2}{4}, G_{\text{пер}} = 1,64.$$

Тогда соотношение (10) принимает вид

$$\mathcal{E} = 0,0736 \frac{E_{\text{пер}} \cdot \lambda^2}{U_{\text{пр} \min} \cdot r} \quad (11)$$

Поскольку зачастую удобнее оценивать величину \mathcal{E} в диапазоне частот, а напряженность поля $E_{\text{пер}}$, как правило, выражается в мВ/м , $U_{\text{пр} \min}$ – в мкВ , расстояние r – в метрах, то окончательно выражение для эффективности экранирования запишется в виде

$$\mathcal{E} = 6,63 \cdot 10^6 \frac{E_{\text{пер}} \left[\frac{\text{мВ}}{\text{м}} \right]}{U_{\text{пр} \min} [\text{мкВ}] \cdot r [\text{м}] \cdot f^2 [\text{МГц}^2]} \quad (12)$$

Рассчитанная согласно (12) эффективность экранирования может быть выражена в децибелах:

$$\mathcal{E} [\text{дБ}] = 20 \lg \mathcal{E} \quad (13)$$

Ниже даны рассчитанные согласно выражениям (12) и (13) графические зависимости эффективности экранирования в диапазоне частот при дискретных значениях расстояния r между передающим и приемным узлами и при заданных значениях чувствительности приемника.

Пусть задана напряженность поля $E_{\text{пер}} = 1 \text{ мВ/м}$ (т.е. $E_{\text{пер}}$ составляет 60 дБмкВ/м). Рассчитаем частотные зависимости эффективности экранирования при следующих фиксированных расстояниях «охранной зоны» r : $10; 30; 100 \text{ м}$ и при фиксированной чувствительности приемника $U_{\text{пр} \min} = 0,25 \text{ мкВ}$. Как показывают результаты расчетов (рис. 2), требуемая эффективность экранирования с увеличением частоты плавно уменьшается. Причем её величина тем меньше, чем больше «охранная зона».

Увеличение уровня напряженности поля до 10 мВ/м увеличивает эффективность экранирования на 20 дБ (рис. 3) при неизменном характере частотной зависимости этого параметра.

Проведем анализ полученных зависимостей. Прежде всего отметим, что при неизменных «охранной зоне», чувствительности приемника и напряженности поля передающего узла требование к эффективности экранирования с ростом частоты снижается (на 40 дБ при изменении частоты от 100 до 1000 МГц). Второй вывод очевиден и состоит в том, что с увеличением «охранной зоны» снижается требование к коэффициенту экранирования камеры (примерно на 10 дБ при изменении расстояния r в три раза). Наконец, требования к экранированию увеличиваются при повышении чувствительности приемной аппаратуры.

Заметим, что, хотя данные выводы получены с использованием упрощенной модели, они позволяют сформулировать требования к экранированной камере, исходя из известных

данных по параметрам приемной и передающей частей системы и расстояния между ними r (либо оценить требование к величине r при известной эффективности экранирования).

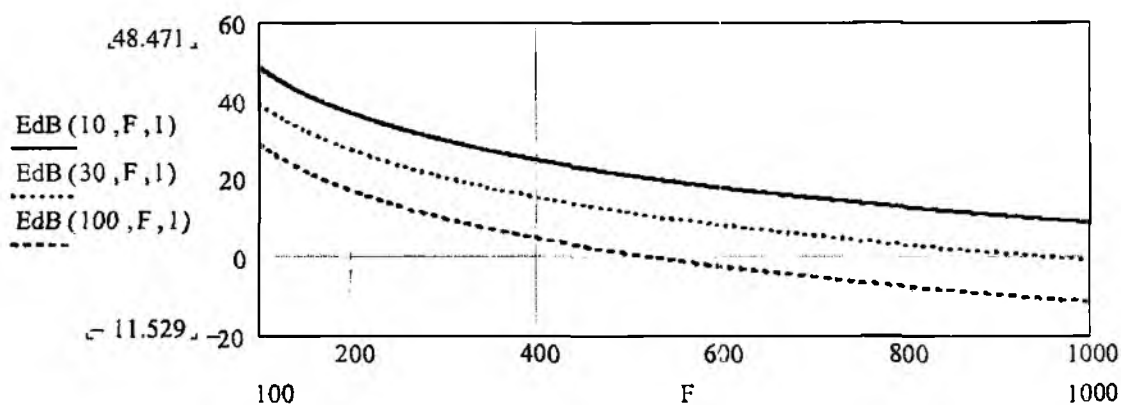


Рис. 2

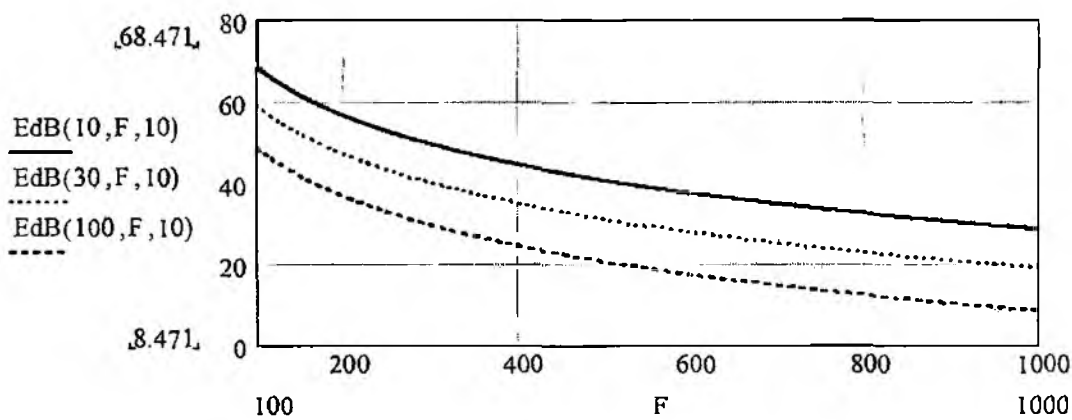


Рис. 3

Оценим влияние на формирование диаграммы излучения камеры наличия несплошного сварного шва, скрепляющего два металлических листа. Допустим, что участки вертикального сварного шва чередуются с периодом p , а длина непроверенных участков l составляет часть от размера p . Участки длиной l представляют собой излучающие щели. Используя принцип двойственности, можно построить модель линейной антенной решетки, состоящей из определенного количества вибраторов длиной l . Их количество определяется общей высотой свариваемых металлических листов L и размером вибратора l . Для определенности примем $L=2,5$ м, что соответствует типовой высоте экранированной камеры.

При возбуждении экрана с данной решеткой излучателей плоской волной максимум излучения будет перпендикулярен экрану ($\theta=90$ град.) на всех частотах рассматриваемого диапазона волн (рис. 4). Форма же диаграммы направленности (ДН) решетки зависит от длины волны возбуждающих колебаний и периода p .

В частности, если $p=50$ см, а частота $f=f_1=600$ МГц (длина волны также равна 50 см, т.е. $\lambda=p$), ДН состоит из главного лепестка и боковых, относительный уровень которых составляет 0,2.

При уменьшении частоты сигнала (увеличение длины волны, когда $\lambda > p$) главный лепесток ДН вначале расширяется ($f=f_2=300$ МГц), а количество боковых лепестков уменьшается.

При дальнейшем уменьшении частоты $f=f_3=100$ МГц и $f=f_4=10$ МГц форма ДН стремится к полусинусоиде с максимумом при $\theta=90$ град.

$$f1 := 0.6 \cdot 10^9 \quad f2 := 0.3 \cdot 10^9 \quad f3 := 0.1 \cdot 10^9 \quad f4 := 0.1 \cdot 10^8$$

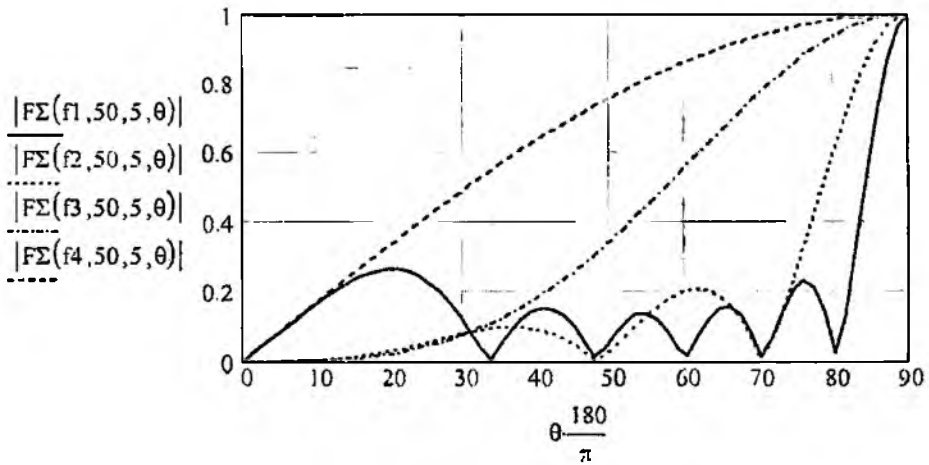


Рис. 4

Далее рассмотрим случаи, когда частота сигнала выше 600 МГц, т.е. выполняется соотношение $\lambda < p$ (рис. 5). Их особенностью является наличие дифракционных максимумов, амплитуда которых соизмерима с величиной главного лепестка ДН. Причем положение этих максимумов зависит от частоты: $\theta = 50$ град. для $f = f2 = 900$ МГц и $\theta = 55$ град. при $f = f1 = 1000$ МГц.

$$f1 := 10^9 \quad f2 := 0.9 \cdot 10^9 \quad f3 := 0.6 \cdot 10^9$$

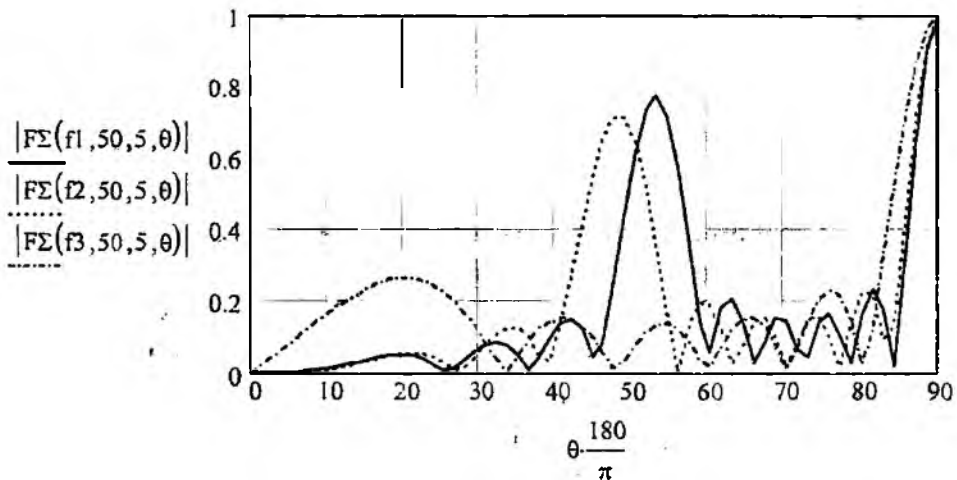


Рис. 5

На излучающие свойства рассматриваемой решетки влияет её период p . Результаты машинного моделирования показывают (рис. 6), что при увеличении периода p от 5 до 45 см (что соответствует значениям p/λ для принятой частоты от 0,17 до 1,5) форма ДН изменяется от однолепестковой (сплошная линия) до многолепестковой с большим числом боковых лепестков и далее – к многолепестковой с главным лепестком, дифракционными (при $\theta = 48$ град. и 132 град.) и боковыми лепестками.

И, наконец, рассмотрим влияние длины излучателя l на форму ДН решетки при неизменном периоде p (рис. 7). Расчеты показывают, что увеличение l/p от 0,17 до 0,66 приводит к следующему изменению ДН. При увеличении l/p от 0,17 до 0,5 уровень боковых лепестков плавно уменьшается, а при $l/p > 0,5$ – увеличивается.

Из этого следует, что длина сварного шва должна быть не менее половины периода решетки, образуемой по линии сварки двух соседних листов.

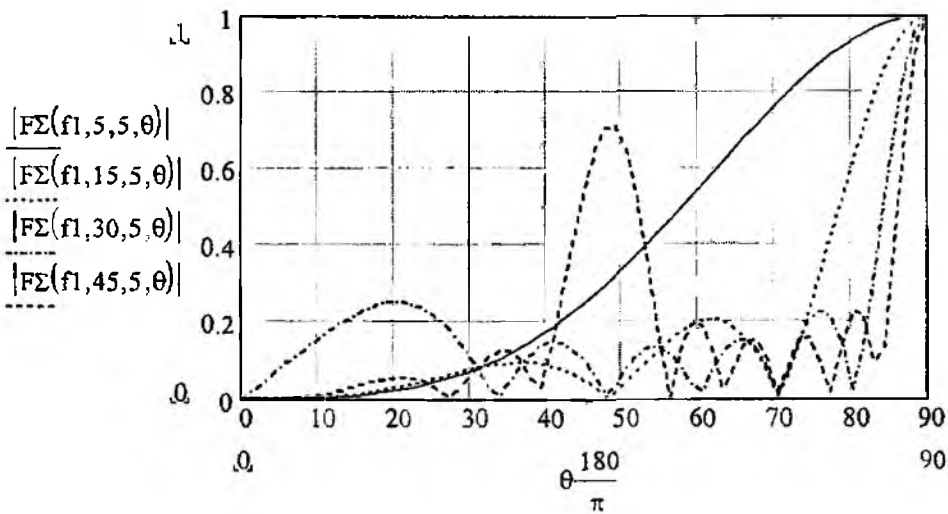


Рис. 6

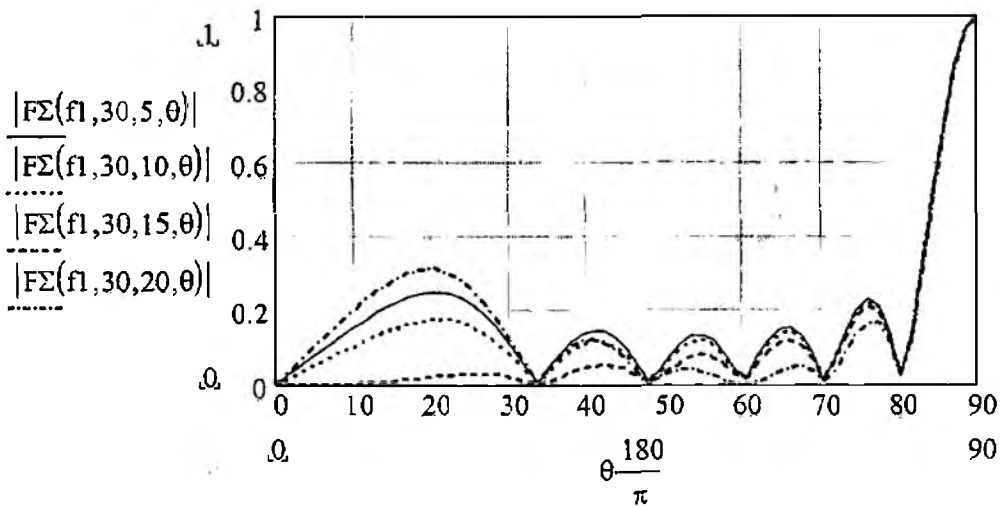


Рис. 7

Случай несинфазного возбуждения экрана. Пусть экран с размером L размещен вертикально, излучающие щели длиной $2l$ расположены периодически с периодом $2p$ (рис. 8). Точечный источник излучения находится в точке A на расстоянии $AO = r$ от экрана. Допустим, что точка O находится в центре экрана L . В данном случае экран возбуждается равноамплитудно, а фаза возбуждающего поля для каждой щели определяется сферическим фронтом волны. В точке M (рис. 8) фаза отстает от фазы в точке O на угол:

$$\psi_x = \frac{2\pi}{\lambda}(AM - r).$$

Подставим значение AM из прямоугольного треугольника AOM , подставим это значение в вышеприведенное выражение и разложим в степенной ряд. В результате имеем:

$$\psi_x = \frac{2\pi}{\lambda}(\sqrt{r^2 + x^2} - r) = \frac{2\pi}{\lambda}\left(\frac{x^2}{2r} - \frac{x^4}{(2r)^3} + \frac{x^6}{(2r)^5} - \dots\right) \quad (14)$$

Пусть расстояние от источника до экрана r существенно больше расстояния x от центра экрана до рассматриваемой точки, т.е. $r \gg x$. Тогда в степенном ряду можно пренебречь членами высшего порядка и записать:

$$\psi_x \approx \frac{\pi}{\lambda} \cdot \frac{x^2}{r}.$$

Максимальное значение x равно половине высоты экрана $L/2$. Таким образом, получаем

$$\psi_x \approx \frac{\pi}{\lambda} \cdot \frac{L^2}{4r}. \quad (15)$$

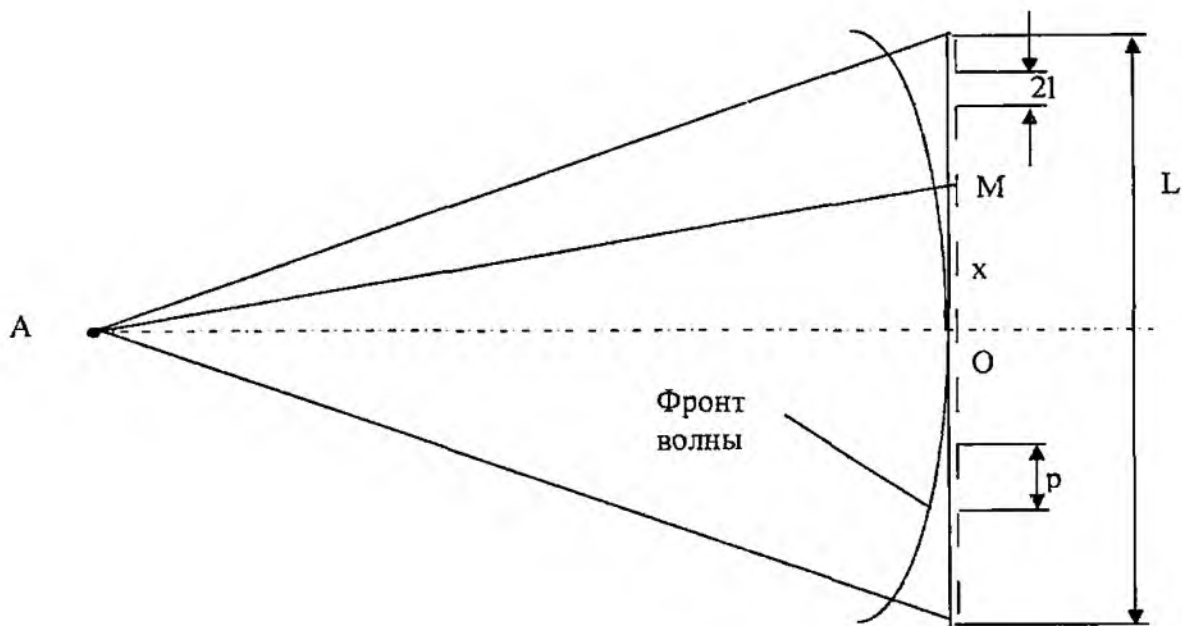


Рис. 8

Допустим, величина фазы равна $\Psi_x = \pi/4$. При таком значении Ψ_x можно считать, что экран возбуждается синфазно. В этом случае минимальное расстояние от источника до экрана

$$r_{\min} = \frac{L^2}{\lambda} \quad (16)$$

или

$$\frac{r_{\min}}{L} = \frac{L}{\lambda}.$$

Таким образом, отношение минимального расстояния от источника до экрана r_{\min} к размеру экрана L должно быть равно отношению L к длине волны источника излучения. В этом случае возбуждение экрана можно считать синфазным, а его объемные диаграммы излучения – аналогичными рассмотренным выше.

Например, при типовом размере экрана $L=2,5$ м данное условие выполняется для длины волны $\lambda=2,5$ м (частота 120 МГц) и расстояния $r_{\min}=2,5$ м.

Случай смещения точечного источника вверх (вниз) от точки А. Если для этого случая размер экрана и расстояние от источника до экрана таковы, что в первом приближении фронт возбуждающей волны можно считать плоским, ток второй щели будет отставать от тока первой щели по фазе на угол ψ , ток третьей – на угол 2ψ , четвертой – на угол 3ψ и, вообще, k -го – на угол $(k-1)\psi$. При этом главный максимум функции направленности будет отклоняться от нормали к экрану на угол θ_{\max} , определяемый соотношением

$$\cos \theta_{\max} = \frac{\psi}{kp} = \frac{\lambda}{p} \cdot \frac{\psi}{2\pi}.$$

Данное соотношение можно переписать по-другому, если обозначить отклонение максимума диаграммы направленности от нормали к экрану через $\Delta\theta$ ($\Delta\theta = \pi/2 - \theta_{\max}$), а соответствующий этому отношению сдвиг фазы между отдельными щелями $\Delta\psi$. Тогда

$$\sin(\Delta\theta) = \frac{\lambda}{p} \cdot \frac{\Delta\psi}{2\pi},$$

откуда имеем

$$\Delta\theta = \arcsin\left(\frac{c}{f} \cdot \frac{\Delta\psi}{2\pi p}\right). \quad (17)$$

Графическая зависимость угла отклонения диаграммы направленности от нормали к экрану от $\Delta\psi$ приведена на рис. 9. Эта зависимость получена для частоты 1 ГГц и периода p , равного 40 мм (линия из точек), 50 мм (сплошная линия) и 60 мм (пунктир).

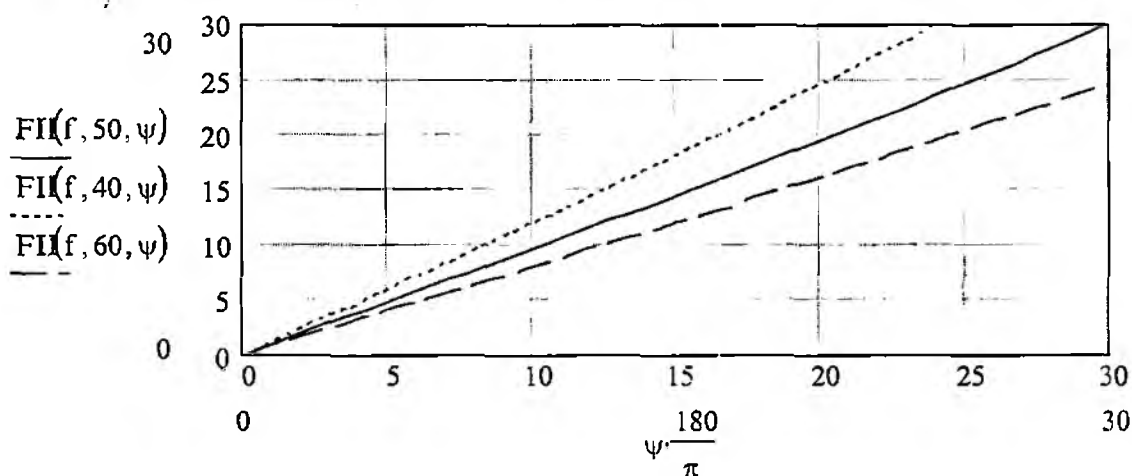


Рис. 9

Таким образом, из проведенного анализа следуют определенные рекомендации для проектирования экранированных помещений. Ширину листов металла необходимо брать разной, а сварной прерывистый шов выполнять с различным переменным шагом. Размеры стенки экрана и эффективность излучения синфазных элементов, созданных щелями в экране, связаны. Эффективное излучение, определяющее канал утечки информации, возможно в информативном диапазоне частот защищаемой аппаратуры.

Список литературы: 1. *Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем* / В.И.Владимиров, А.Л.Докторов и др.; Под ред. Н.М.Царькова М.: Радио и связь, 1985. 272 с. 2. *Бабанов Ю.Н., Силин А.В. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных систем. ГГУ, 1976.* 3. *Уайт Д.Р.Ж. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи* / Пер. с англ. В 3 т. М.: Сов. радио, 1977-1979.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.05.2005

ПРИБЛИЖЕННАЯ ОЦЕНКА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ АБОНЕНТСКОЙ СТАНЦИИ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ

Абонентская станция (АС) является малогабаритным приемопередатчиком. В зависимости от стандарта АС передача ведется в диапазоне частот 453–1800 МГц. Мощность излучения является величиной переменной, в значительной степени зависящей от состояния канала связи "АС – базовая станция", т. е. чем выше уровень сигнала базовой станции в месте приема, тем меньше мощность излучения АС. Максимальная мощность находится в границах 0,125–1 Вт. Наибольшей выходной мощностью характеризуются АС стандарта NMT-450 (номинальная мощность около 1 Вт), меньшей – GSM-900 (0,25 Вт) и самой меньшей – GSM-1800 (0,125 Вт).

В действии любого электромагнитного излучения принято выделять два эффекта: термический и нетермический (последний часто обозначают как информационный).

Термический эффект. БО поглощает энергию, излучаемую антенной АС. Антенна находится в 3–5 см от головного мозга. Основная часть, мощности излучаемой АС, поглощается в области уха. Температура отдельных участков мозга повышается. При длительном разговоре этот эффект можно ощущать по повышению температуры ушной раковины. Подсчитано, что при величине специального коэффициента абсорбции 4 Вт/кг в течение 30 мин температура ткани у здорового взрослого индивидуума поднимается на 1 °С. Это неблагоприятный эффект для любых органов.

Нетермический, или информационный, эффект изучен весьма слабо. Суть его заключается в следующем. АС стандарта GSM осуществляют передачу информации импульсами, объединенными в блоки. Блок состоит из восьми импульсов. В распоряжении каждого пользователя имеется только один из восьми импульсов. Остальные семь принадлежат другим семи абонентам, которые в этот момент на данной частоте могут вести телефонные разговоры. Продолжительность одного GSM-блока составляет 4,616 миллисекунды (мс), следовательно, частота пульсации АС составляет $1/4,616 \text{ мс} = 216,6 \text{ Гц}$. С генерацией каждого восьмого импульса происходит и пропорциональное выделение энергии. Если номинальная мощность АС сотового аппарата, согласно инструкции равна 2 Вт, то мощность, выделяемая при каждом импульсе будет: $2/8 = 0,25 \text{ Вт}$. Блоки упомянутых импульсов между АС и базовой станцией группируются в мультиблоки, состоящие из 26 повторений. Следовательно, второй частотой, которая излучается АС, является частота: $217/26 = 8,35 \text{ Гц}$. Некоторые виды мобильных аппаратов, работающие в энергосберегающем режиме (DTX), способны генерировать третью частоту – 2 Гц. В наборе низкочастотного излучения состоит еще одна опасность мобильной связи. Упомянутые частоты АС совпадают с частотами собственной, естественной биоэлектрической активности головного мозга человека, которые регистрируются на электроэнцефалограмме. Так, частота 217 Гц совпадает с так называемым гамма-ритмом мозга, 8,35 Гц – с альфа-ритмом, а 2 Гц – с дельта-ритмом. Следовательно, извне (из непосредственной близости) в головной мозг человека переносятся сигналы, которые способны взаимодействовать с собственной биоэлектрической активностью головного мозга (например, вследствие резонанса) и тем самым нарушать его функции. Такие изменения заметны на электроэнцефалограмме и не исчезают длительное время после окончания разговора. Очень важно отметить еще и то, что именно альфа-волны чрезвычайно индивидуальны, непосредственно связаны с умственной деятельностью человека и, как считают, являются отражением сканирования внутренних образов сознания. Абстрактное мышление связано именно с альфа-ритмом мозга. Во время сна преобладает дельта-ритм, а гамма-волны преобладают при активной деятельности человека.

В мировой практике для оценки влияния электромагнитного поля (ЭМП) ближней зоны на тело человека применяют специальный коэффициент абсорбции [1] (или коэффициент удельного поглощения) — SAR (SAR – specific absorption rate):

$$SAR = \frac{d}{dt} \left(\frac{dW}{dm} \right) = \frac{\sigma \cdot |E|^2}{\rho} = c \frac{dT}{dt}, \quad (1)$$

где σ – проводимость биологической ткани; ρ – плотность (удельный вес) биологической ткани; E – действующее (среднеквадратическое) значение напряженности электрического поля в биологической ткани; c – удельная теплоемкость биологической ткани; dt/dT – прирост температуры биологической ткани.

Этот параметр представляет собой мощность dW , поглощаемую биологической тканью массой dm за время dt , и, таким образом, при его определении учитываются практически все аспекты, связанные с ЭМП ближней зоны: технические характеристики источника излучения, биологические характеристики тканей, искажения поля, вносимые телом человека.

Величину SAR измерить весьма сложно. Определение значений SAR проводится двумя основными методами [2]:

- с помощью «фантома», т.е. имитатора тканей человеческого организма. «Фантом может иметь различную форму», более или менее точно копирующую человеческое тело. Электрические свойства наполнителя фантома должны в той или иной степени соответствовать электрическим свойствам реальных биологических тканей (кожи, мускулов, жира, кости, крови и т.д.). Измеряя с помощью датчика напряженность электрического поля в различных точках «фантома» и учитывая электрические параметры наполнителя, можно определить величину SAR. Для определения SAR используют также имплантируемый датчик температуры;

- с помощью компьютерного моделирования. Значение SAR можно рассчитать одним из многочисленных методов: методом моментов (Method of Moments, MoM), методом конечно-разностного домена времени (finite-difference time-domain, FDTD), методом конечных элементов (Finite Element Method, FEM) и т.д. [3,4]. Эти методы используют цифровые модели человеческого тела, которые по своему качеству варьируются от простых блочных до высокоточных моделей, созданных на основе данных, полученных при магнитно-резонансной томографии. В перечисленных методах тело человека разбивается на некоторое количество однородных ячеек. Моделируя параметры ЭМП, в каждой ячейке рассчитывают значения SAR.

Любой из вышеперечисленных методов является технически очень сложным, трудоемким, до конца не отработанным. Оснащение испытательной лаборатории при работе с «фантомом» требует значительных капитальных затрат. Компьютерное моделирование электромагнитных структур вышеперечисленными методами обуславливает необходимость использования мощных, дорогостоящих программ, требующих больших ресурсов компьютера и продолжительного времени для расчета.

Для определения величины SAR необходимо знать напряженность ЭМП. Нами предлагается метод расчета напряженности ЭМП, основанный на использовании выражений для компонент поля, создаваемого антенной АС [5]. В качестве антенны был выбран несимметричный укороченный электрический вибратор. Распределение тока по антенне и поле, созданное этим током, удовлетворяют уравнениям Максвелла. Как известно, векторы напряженности электрического E и магнитного H полей могут быть выражены через векторный потенциал A :

$$E = -i\omega A - \text{grad}(\text{div}(A)); \quad (2)$$

$$H = \frac{1}{\mu} \text{rot}(A) \quad (3)$$

где

$$A_j = dV \frac{\mu}{4\pi r} \int \frac{e^{-i\beta r}}{r}; \quad (4)$$

$r = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2}$ – расстояние от точки интегрирования с координатами x', y', z' до точки наблюдения с координатами x, y, z ; $\beta = \omega\sqrt{\epsilon \cdot \mu}$ – коэффициент фазы; V – объем, включающий в себя все области, в которых имеются токи.

При решении задачи о распределении токов необходимо учесть граничные условия на поверхности антенны. В такой постановке задача нахождения распределения тока по антенне сводится к решению некоторого интегрального уравнения.

При нахождении распределения тока по длине вибратора его проводимость полагается бесконечной. Это означает, что ток существует в бесконечно тонком слое на поверхности плеча вибратора. При расчете поля, создаваемого этим током, можно считать, что вектор поверхностной плотности тока проводимости на боковой поверхности вибратора имеет только одну составляющую вдоль оси z , совпадающую с продольной осью вибратора. Следовательно, векторный потенциал A имеет только одну параллельную оси z компоненту:

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \int_S J_z \frac{e^{-i\beta r}}{r} dS. \quad (5)$$

Здесь S – боковая поверхность плеч вибратора, по которой протекает ток с поверхностной плотностью I_s .

Ниже приведены выражения для компонент поля, создаваемого элементом тока $ld\xi$, протекающего по антенне АС. Воспользуемся сферической системой координат r, θ, ϕ , в которой угол θ отсчитывается от оси, совпадающей с направлением тока:

$$E_r = \frac{60ld\xi}{\beta} \cos\theta \left[-i\frac{1}{r^3} + \frac{\beta}{r^2} \right] e^{-i\beta r} \quad (6)$$

$$E_\theta = \frac{30ld\xi}{\beta} \sin\theta \left[-i\frac{1}{r^3} + \frac{\beta}{r^2} + i\frac{\beta^2}{r} \right] e^{-i\beta r} \quad (7)$$

$$E_\phi = 0 \quad (8)$$

График зависимости $|E_\theta|$ от расстояния r для малых значений расстояния от источника влияния в свободном пространстве представлен на рис. 1. Как видно из графика, напряженность ЭМП, а значит, и поглощаемая мощность весьма существенно зависят от расстояния между головой пользователя и АС. Следовательно, защита расстоянием служит одним из способов обеспечения безопасности пользователя.

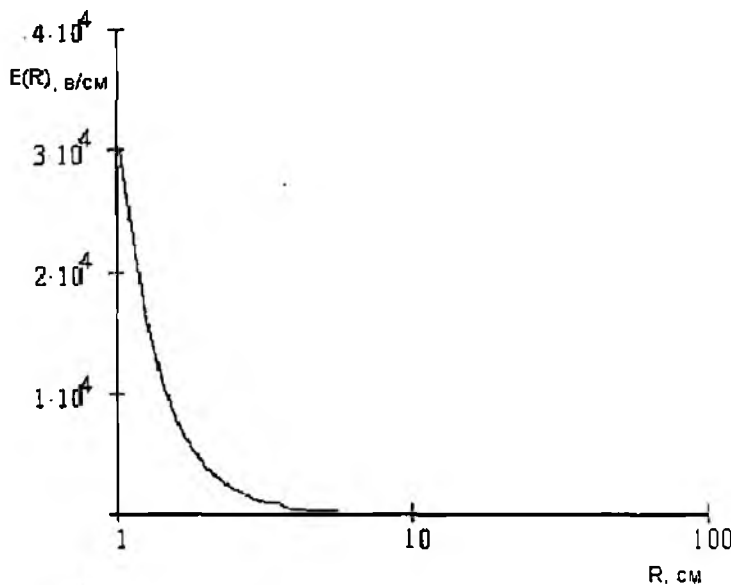


Рис. 1

Электромагнитная энергия, излучаемая АС в единицу времени, очень сильно зависит от частоты колебаний электрического тока. Следовательно, на разных частотах влияние ЭМП на человеческий организм различно. Диаграммы направленности антенны АС для частот 900 и 1800 МГц приведены на рис. 2 и 3.

Многочисленные эксперименты убедительно показывают, что последствия воздействия ЭМП зависят как от величины воздействующего электромагнитного излучения, так и от несущей частоты и модуляции радиосигнала, а также от времени облучения и периодичности действия ЭМП.

Взаимодействие ЭМП с БО носит весьма сложный характер. С одной стороны, БО является неоднородной структурой сложной конфигурации, а с другой – диэлектрические свойства тканей БО зависят от параметров ЭМП, главным образом, от частоты.

Результаты экспериментальных и теоретических исследований показали, что относительная диэлектрическая проницаемость определяется в основном содержанием воды в тканях. При этом биоткани можно разделить на два класса: ткани с высоким и низким содержанием воды. Данные, касающиеся обобщенных электрофизических свойств тканей с высоким и низким содержанием воды, а также рассчитанные, исходя из них, значения глубины проникновения ЭМП в БО необходимы для качественных оценок пространственного распределения электромагнитного поля в объеме биотканей.

Параметр SAR важен для определения степени безопасности пользователя 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 (SAR). Уменьшение габаритов АС и улучшение качества связи приводит к увеличению SAR. Для выбора оптимального варианта конструкции АС производители используют моделирование,

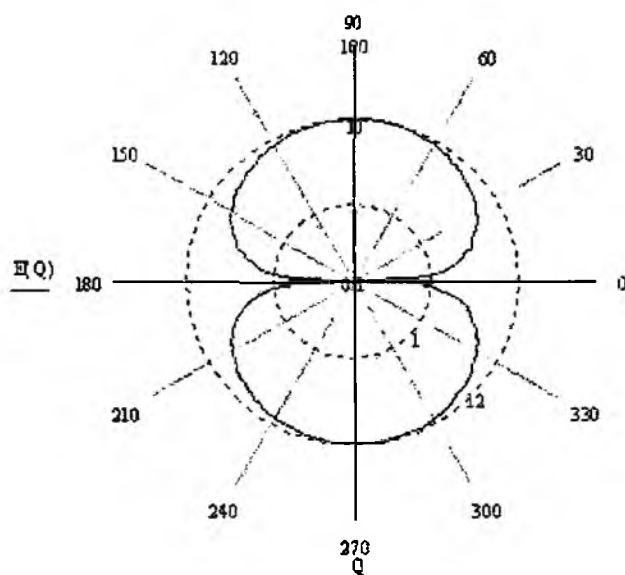


Рис. 2

Зная среднее значение модуля напряженности в определенной области пространства и учитывая электрофизические свойства тканей, можно рассчитать SAR. При расчете предложено использовать приближенный метод определения напряженности ЭМП АС системы подвижной связи с укороченными вибраторными антеннами. Полученные формулы достаточно просты и позволяют быстро получить данные о напряженностях поля и коэффициенте SAR в ближней зоне действия АС. Результаты моделирования ЭМП АС достаточно хорошо совпадают с данными приведенными в литературе.

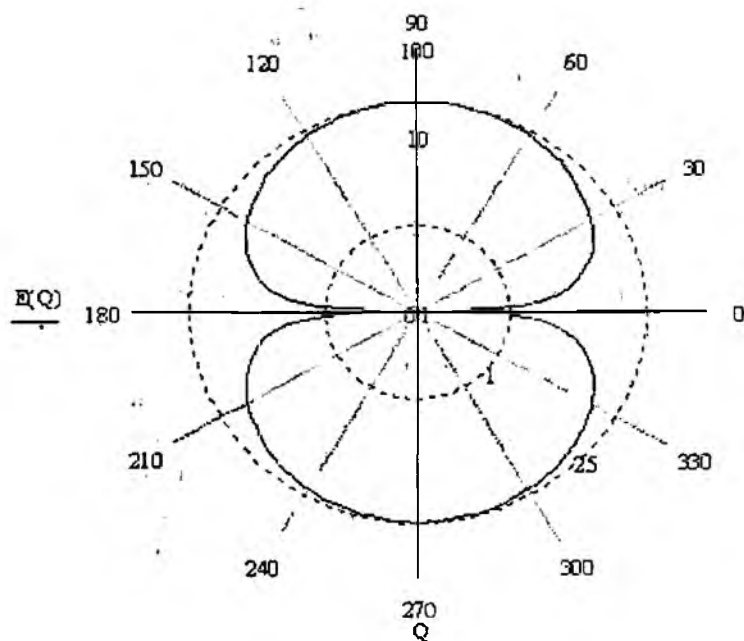


Рис. 3

Список литературы: 1. *Li L. W.* Specific Absorbion 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. V. 14. P. 987 – 1000. 2. *Chavannes N.* Suitability Of FDTD-Based TCAD Tools for RF design of Mobile Phones. / *Chavannes N., Yew-Siow R., Nikolaski N., Kuster N.* // *IEEE Antennas and Propagation. Magazine*. V. 45. No. 6. December 2003. P. 52 – 66. 3. *Yee K. S.* Conformal hybrid finite difference time domain and finite volume time domain / *K. S. Yee, J. S. Chen* // *Proc. IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1994. V.42. No. 10. 4. *Dimbylow P. J.* 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. V. 36. No. 1. P. 075 – 1089. 5. *Айзенберг Г.З.* Коротковолновые антенны / *Г.З. Айзенберг, С.П Белоусов, Э.М. Журбенк, Г.А. Кли-тер, А.Г. Курашо* // М.: Радио и связь, 1985. 563 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 13.04.2005

Н.Д. ПЛОТНИКОВ, канд. техн. наук, Ю.О. ЗУБЧЕНКО

ОЦЕНКА ТЕРРИТОРИАЛЬНО-ЧАСТОТНЫХ ПЛАНОВ СОТОВЫХ СИСТЕМ СВЯЗИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ МАЛОРАЗМЕРНЫЕ КЛАСТЕРЫ

В настоящее время непрерывно увеличивается число пользователей сотовой связью. В этих условиях возникает необходимость в непрерывном повышении пропускной способности этих систем, значение которой существенно зависит от размерности кластера C . Величина параметра C выбирается исходя из соотношения $C = i^2 + j^2 + i \cdot j$, где i, j – любые числа (0, 1, 2, ...). Размерностью кластеров в современных системах являются значения C из ряда чисел 3, 4, 7, 9, 12, 21.

К числу основных характеристик сотовой системы связи (ССС) относятся ее пропускная способность (число рабочих каналов) и качество связи. Повышение пропускной способности СССР достигается уменьшением размера ячеек (уменьшением радиуса R сот), использованием на базовых станциях антенн с секторными диаграммами направленности (ДНА) с шириной в горизонтальной плоскости $\varphi = 120^\circ$ или $\varphi = 60^\circ$, построением территориально-частотных планов (ТЧП) с использованием кластеров возможно меньшей размерности. Одним из вариантов размещения базовых станций (БС) является расположение их в центрах сот. В системе стандарта AMPS используется вариант размещения БС с секторными ДНА ($\varphi = 120^\circ$) в чередующихся через один углах каждой соты. Уменьшение размерности кластера повышает эффективность использования частотного диапазона, причем самой высокой эффективностью обладает модель ТЧП, в которой каждая группа частот используется дважды на каждой из четырех БС, что эквивалентно использованию кластера размерностью $C = 2$ [1, 2]. Базовые станции оборудованы антеннами с секторными ДНА ($\varphi = 60^\circ$).

Как известно, размерность кластера определяет собой защитное расстояние D между базовыми станциями, работающими на одинаковых частотах $D = R \cdot \sqrt{3 \cdot C}$, а секторизация ДНА влияет на число БС M , от которых на абонентской станции (АС) принимаются соканальные помехи. Если БС размещены в центрах сот, то секторизация ДНА и их ориентация может обеспечить $M = 2$ при $\varphi = 120^\circ$ и $M = 1$ при $\varphi = 60^\circ$. При ином размещении БС значение M , определяется исходя из геометрической модели размещения БС.

Для сравнительной оценки эффективности моделей ТЧП целесообразно использовать параметры, характеризующие качество связи, такие как: $\bar{\rho}$ – отношение сигнал / взаимная

помеха по мощности ($\bar{\rho} = \frac{P_c}{P_{ин}}$); P_c – вероятность понижения $\bar{\rho}$ ниже порогового значения ρ_0

и пропускная способность СССР, которая определяется количеством БС на территории обслуживания и количеством каналов на каждой из БС ($n_{к1}$), которое может быть выделено каждой из них из общего числа каналов $n_{к\Sigma}$ сотовой системы связи. Как известно,

$n_{к1}$ обратно пропорционально параметру C , т.е. $n_{к1} \sim \frac{1}{C}$. Таким образом, чем меньше C ,

тем выше пропускная способность СССР, тем более эффективно используется выделенный ей частотный диапазон.

Сравним модели ТЧП, которые используют кластеры минимальной размерности: модели с размерностью кластеров $C = 3$ ($\varphi = 60^\circ$) и $C = 2$ ($\varphi = 60^\circ$), базовые станции кото-

рых размещены в центрах сот, и модель ТЧП с размерностью кластера $C = 3$ ($\varphi = 120^\circ$), базовые станции которой размещены в чередующихся углах шестиугольных сот.

В соответствии с известной методикой [3] медианное значение отношения сигнал / взаимная помеха $\bar{\rho}$ определяется выражением

$$\bar{\rho} = \frac{P_c}{P_{ин}} = 10 \lg \frac{1}{\beta_M}, \quad (1)$$

где β_M определяется соотношением

$$\beta_M = \sum_{i=1}^M \beta_i \exp\left(\frac{\gamma^2(\alpha^2 - \alpha_M^2)}{2}\right). \quad (2)$$

В свою очередь значение α_M определяется по формуле

$$\alpha_M^2 = \frac{1}{\gamma^2} \ln \left[1 + (e^{\gamma^2 \alpha^2} - 1) \frac{\sum_{i=1}^M \beta_i^2}{\left(\sum_{i=1}^M \beta_i\right)^2} \right], \quad (3)$$

где $\gamma = 0,11 \ln 10 = 0,23$; α – параметр, определяющий диапазон случайных флуктуаций уровня сигнала в точке приёма. Для сотовых систем $\alpha = 6 \dots 10$ дБ (в пригородной зоне $\alpha = 6 \dots 8$ дБ, в городской $\alpha = 8 \dots 10$ дБ).

Значение M зависит от вида ДНА, используемых на БС (круговая или секторная), и определяется исходя из геометрической модели ТЧП.

Параметр β_i определяет величину, обратную отношению мощности сигнала к мощности помех, создаваемых на абонентской станции i -й «мешающей» базовой станцией.

С учетом того, что обычно мощность собственных шумов $P_{ш}$ значительно меньше мощности соканальных помех от «мешающих» базовых станций, соотношение для $\bar{\rho}$ можно записать в виде

$$\bar{\rho} = \frac{P_c}{\sum_{i=1}^M P_{иi}}. \quad (4)$$

$P_c \sim D_{AC}^{-k}$, где D_{AC} – расстояние от АС до обслуживающей ее БС; k – параметр затухания радиоволн, величина которого может принимать значение от 2 до 5. В теоретических расчетах значение k принимают равным 4 [2,3].

Вероятность отказа радиоканала P_t определяет процент времени, в течение которого отношение сигнал/взаимная помеха $\bar{\rho}$ на входе приемника будет меньше допустимой величины ρ_0 . Значение P_t определяется табулированной Q – функцией, аргумент которой X , свою очередь, определяется соотношением

$$\bar{X} = \frac{\bar{\rho} - \rho_0}{\alpha_\rho}, \quad (5)$$

$$\text{где } \alpha_\rho = \sqrt{\alpha^2 + \alpha_M^2}.$$

Сравним параметры моделей ТЧП.

Первая из указанных моделей изображена на рис. 1. Используемая ориентация антенн обеспечивает воздействие мешающих сигналов (взаимных помех) лишь от одной БС, удаленной от АС на расстояние $D_1 = 4R$.

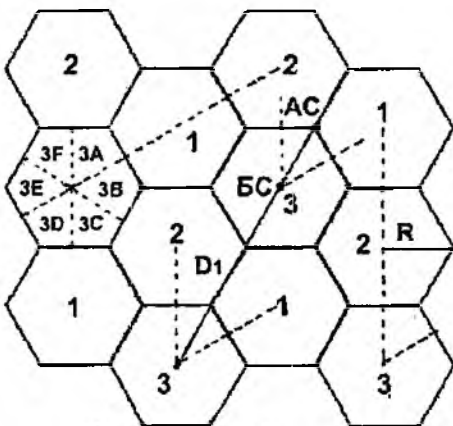


Рис. 1

Распределение частотных каналов по секторам БС должно удовлетворять соотношению

$$n_{kc} = i + 6k + 6mc,$$

где i – номер БС; $m=1,2,3\dots$; $k=0$ – для сектора a , $k=2$ – для сектора c , $k=4$ – для сектора e , $k=1$ – для сектора b , $k=3$ – для сектора d , $k=5$ – для сектора f .

На рис. 2 приведена модель ТЧП с размерностью кластера, эквивалентной двум, и секторными ДНА ($\varphi = 60^\circ$) базовых станций.

Из рис. 2 следует, что необходимо учитывать мешающее воздействие трех БС, удаленных на взаимно соизмеримые расстояния от АС $D_1 = 4R$ и $D_2 = D_3 = R\sqrt{19}$. Влиянием более удаленных “мешающих” БС можно пренебречь. Частотный план (распределение групп частотных каналов) модели приведен в табл.1. Частотный интервал между каналами в каждом из секторов кратен 12. Увеличение этого интервала уменьшает межканальное влияние.

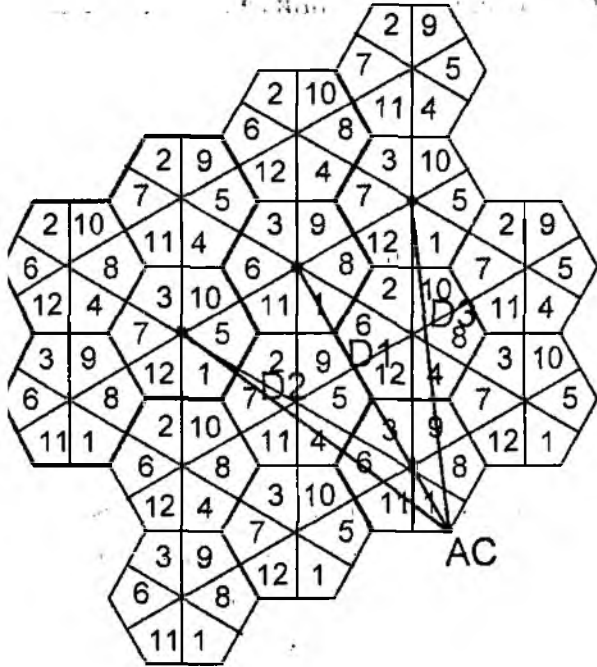


Рис. 2

Таблица 1

	Секторы											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
БС-1		X		X		X		X		X		X
БС-2		X		X	X		X		X		X	
БС-3	X		X		X		X			X		X
БС-4	X		X			X		X	X		X	

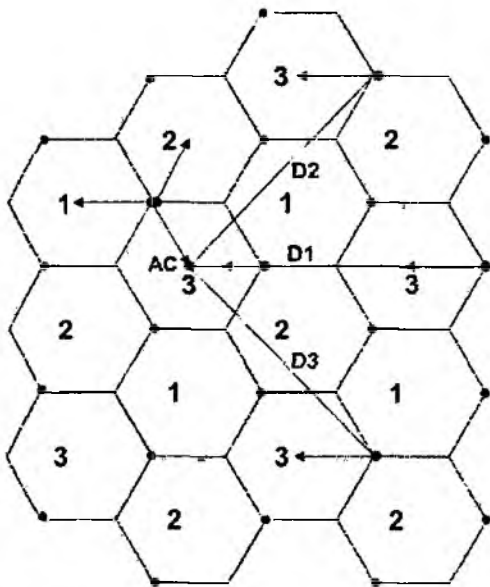


Рис. 3

Распределение частотных каналов по секторам подобрано таким образом, чтобы обеспечить одинаковые защитные расстояния от АС до “мешающих” БС при любом граничном положении АС (в углах шестиугольной “рабочей” соты). На рис.3 изображена модель с размерностью кластера $C=3$, секторными ДНА ($\varphi = 120^\circ$) и размещением БС в углах шестиугольной соты. В этой модели АС размещена в центре соты и равноудалена от “рабочих” БС, на обслуживание которых она переходит в зависимости от уровня сигнала, принимаемого от каждой из них. Расстояния от АС до трех БС, создающих соканальные помехи, соответственно равны $D_1 = 4R$, $D_2 = D_3 = R\sqrt{13}$.

Частотный план этой модели аналогичен первой из приведенных выше ($C=3, \varphi = 60^\circ$).

Расчетные значения $\bar{\rho}$ для значений $\alpha = 6, 8, 10$ дБ приведены в табл. 2. При расчете P_r значение ρ_0 принято равным 9 дБ. Эта величина соответствует минимально допустимому значению ρ_0 в ССС стандарта GSM-900(1800).

Таблица 2

Параметры		k=4			
		C = 3, $\varphi = 60^\circ$	C = 2, $\varphi = 60^\circ$	C = 3, $\varphi = 120^\circ$	C = 7, $\varphi = 120^\circ$
$\bar{\rho}, \text{дБ}$	$\alpha = 6$	24,1	18,5	16,3	22,3
	$\alpha = 8$	24,1	18,1	15,9	21,9
	$\alpha = 10$	24,1	18	15,7	21,8
$P_r, \%$	$\alpha = 6$	3,8	10,4	16,9	3,8
	$\alpha = 8$	9,2	19,2	25,5	10,9
	$\alpha = 10$	14,5	25,1	30,8	17,1

Полученные результаты расчетов параметров $\bar{\rho}$ и P_r указывают на то, что наиболее надежная связь (достаточно высокое значение $\bar{\rho}$ и малая вероятность понижения отношения сигнал/взаимная помеха $\bar{\rho}$ ниже 8дБ, а вероятность P_r больше на 8...10%. Причиной этого и в данном случае является необходимость считаться с воздействием помех от трех БС. Если же в этой модели увеличить параметр C до 7, то качество связи (значения $\bar{\rho}$ и P_r) при этом обеспечивается практически таким же, как в первой модели ТЧП ($C = 3, \varphi = 60^\circ$). Кроме того, проявляются достоинства этой модели ТЧП – направленность излучений антенн БС трех секторов вовнутрь соты уменьшает влияние затенений, что повышает устойчивость связи. Естественно, что при увеличении параметра C более чем вдвое (в 7/3 раз) уменьшается число каналов на каждой БС и, соответственно, снижается пропускная способность ССС по сравнению с первой моделью ТЧП ($C = 3, \varphi = 60^\circ$).

Существенное влияние на процент времени, в течение которого отношение сигнал/помеха $\bar{\rho}$ ниже порогового ρ_0 , оказывают флуктуации уровня сигнала и помех, которые характеризуются параметром α .

Выводы

1. Для всех моделей ТЧП ССС с малоразмерными кластерами характерны высокая пропускная способность и вместе с тем сравнительно низкое качество связи.

2. Наиболее высокую пропускную способность обеспечивает модель построения ССС с кластером $C = 2$ и ДНА $\varphi = 60^\circ$. Увеличение пропускной способности сопровождается снижением качества связи по сравнению с моделью, у которой $C = 3, \varphi = 60^\circ$: уменьшается отношение сигнал/помеха, снижается надежность радиоканала.

3. Модели ТЧП с кластером $C = 3, \varphi = 120^\circ$ и размещением БС в углах сот присущи наиболее низкие показатели: наименьшее отношение сигнал/помеха ρ_0 и наиболее низкое качество связи, характеризуемое вероятностью P_r снижения отношения сигнал/помеха $\bar{\rho}$ ниже порогового значения ρ_0 . По этой причине использование такой модели ТЧП нецелесообразно.

Список литературы: 1. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной связи. М.: Эко – Трендз, 1997. 238 с. 2. Карташевский В.Г., Семзнов С.Н., Фирстова Т.В. Сети подвижной связи. М.: Эко – Трендз, 2001. 299 с. 3. Быховский М.А. Частотное планирование сотовых сетей подвижной связи. Электросвязь. 1993. №8. С.30-32.

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И ИХ ОБРАБОТКА

УДК 621.391.037

А. В. МИЛЕНЬКИЙ, д-р техн. наук, А. К. СУНДУЧКОВ

СИНТЕЗ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО ФИЛЬТРА В ПРИЕМНИКЕ КАМ-СИГНАЛОВ

Для обеспечения настройки приемника сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ) передатчик вначале формирует сигнал на основе заранее известной тренировочной последовательности символов. Под символом понимают совокупность r бит входной информации. Каждому из $R = 2^r$ символов соответствует точка в сигнальном "созвездии", координатами которой являются значения квадратурных сигналов. Для $r = 4$ "созвездие" состоит из $R = 16$ точек и квадратурные сигналы могут принимать значения, пропорциональные, например, числам $-0.75, -0.25, 0.25, 0.75$.

Настройка приемника осуществляется весьма сложной системой автоматического регулирования, которая включает в себя несколько подсистем, обеспечивающих:

- частотную синхронизацию подстройкой частоты f_c и фазы φ_c генератора опорных колебаний несущей частоты (carrier recovery);
- временную синхронизацию, которая заключается в определении оптимальных моментов времени для отсчета значений восстановленных квадратурных сигналов (timing recovery), причем эти моменты могут отличаться от опорных моментов – границ символьных интервалов – на величину τ , не кратную интервалу дискретизации T_D , то есть требуется определять интерполированные значения квадратурных сигналов:
- коррекцию частотных искажений сигнала в канале связи, вызванных неравномерностью амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и нелинейностью фазово-частотной характеристики (ФЧХ) канала (equalization);
- нейтрализацию "дрожания" (jitter) амплитуды и фазы сигнала, возникающего в канале связи.

Существующие системы адаптации (весьма подробно описанные в [1], [2]) обычно используют обратную связь по решению, то есть, определяют отличие восстановленных значений квадратурных сигналов от их номинальных значений для каждого символа тренировочной последовательности и вырабатывают управляющие сигналы, которые минимизируют эти отличия.

Использование систем адаптации с обратной связью по решению позволяет в дальнейшем при обработке реальных сигналов подстраивать приемник, отслеживая относительно небольшие изменения их параметров. Однако на начальном этапе настройки по тренировочной последовательности неважно, каким способом получена информация, необходимая для синхронизации приемника и коррекции искажений. Такая информация содержится в спектральных характеристиках принятого сигнала, и сопоставление их с известными спектрами тренировочной последовательности позволяет непосредственно оценить указанные выше параметры сигнала f_c, φ_c, τ , а также частотные искажения сигнала, и тем самым обеспечить настройку приемника. Необходимо подчеркнуть, что такой подход, *в принципе*, может обеспечить качество адаптации даже лучше, чем с помощью систем автоматического регулирования, подобно тому как непосредственное решение, например квадратного уравнения, обеспечивает более высокую точность, чем решение итерационными методами последовательных приближений.

Для реализации этого подхода вполне достаточно производительности современных сигнальных процессоров. Более того, поскольку он не связан с операциями демодуляции, которые требуют весьма большого объема вычислений (за счет фильтрации каждого квадратурного сигнала для каждого отсчета фильтром Найквиста [1] высокого порядка), то в целом

На рис. 1 приведен модуль спектра КАМ-сигнала для данной последовательности.

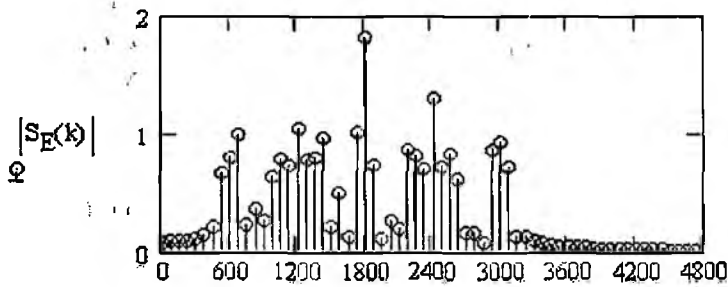


Рис. 1

Спектр получен с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) дискретного КАМ-сигнала, который смоделирован для номинального значения несущей частоты, $\varphi_C = 0$, $\tau = 0$, отсутствия частотных искажений и используется в дальнейшем как эталонный.

Поскольку спектр реального КАМ-сигнала ограничен полосой частот 400 – 3200 Гц, то в дальнейшем будем оперировать множеством K спектральных составляющих с номерами от 4 до 44. Обозначим комплексную k -ю составляющую эталонного спектра:

$$S_E(k) = me_k \cdot e^{-j \cdot ae_k}, k \in K, \quad (1)$$

где j – мнимая единица; me , ae – массивы соответственно модуля и фазы спектральных составляющих.

Обозначим f – неизвестный фазовый сдвиг колебаний несущей частоты КАМ-сигнала после фильтрации по отношению к эталонному сигналу. Тогда с учетом этого сдвига выражение (1) можно записать в виде

$$\begin{aligned} S_E(k) &= me_k \cdot \exp(-j \cdot ae(k, f)) = re(k, f) + j \cdot ie(k, f) = \\ &= me_k [\cos(ae(k, f)) - j \sin(ae(k, f))] \end{aligned} \quad (2)$$

где re – действительная часть k -й спектральной составляющей; ie – мнимая, а функция ae равна:

$$ae(k, f) = ae_k + f. \quad (3)$$

Опишем аналогично спектр S_R принятого сигнала;

$$S_R(k) = rr(k) + j \cdot ir(k), \quad (4)$$

где rr – действительная часть k -й спектральной составляющей; ir – мнимая. Это известные значения, полученные в результате БПФ фрагмента принятого сигнала, который соответствует эталонному тренировочному сигналу.

Пусть M – заданный порядок корректирующего КИХ-фильтра с искомыми коэффициентами C_0, \dots, C_{M-1} . Его комплексную частотную характеристику (КЧХ) можно представить выражением:

$$H(k) = \sum_{m=0}^{M-1} C_m \cdot \exp(-j \omega_k m T_D) = \sum_{m=0}^{M-1} C_m [\cos(\omega_k m T_D) - j \sin(\omega_k m T_D)], \quad (5)$$

где $\omega_k = k \cdot 2\pi \Delta f$ – угловая частота k -й спектральной составляющей; $\Delta f = 75$ Гц – дискретность составляющих по частоте, которая соответствует числу дискретных отсчетов сигнала $N = 128$ через интервал T_D .

Спектр сигнала на выходе фильтра S_H равен произведению КЧХ фильтра H на спектр входного сигнала S_R , то есть, произведению выражений (4) и (5), которое можно представить в виде

$$S_H(k) = \sum_{m=0}^{M-1} C_m rh(k, m) + j \sum_{m=0}^{M-1} C_m ih(k, m), \quad (6)$$

где

$$\begin{aligned} rh(k, m) &= rr(k) \cdot \cos(\omega_k m T_D) + ir(k) \cdot \sin(\omega_k m T_D), \\ ih(k, m) &= ir(k) \cdot \cos(\omega_k m T_D) - rr(k) \cdot \sin(\omega_k m T_D) \end{aligned} \quad (7)$$

Сформулируем критерий оптимизации Dl корректирующего фильтра как квадрат модуля разности эталонного спектра S_E и спектра выходного сигнала S_H :

$$Dl(C_0, \dots, C_{M-1}, f) = \sum_{k \in K} |S_E(k) - S_H(k)|^2.$$

Критерий зависит от неизвестных коэффициентов фильтра C_0, \dots, C_{M-1} и неизвестной фазы f . После подстановки выражений (2), (6), (7) и ряда преобразований его можно представить в виде

$$Dl(C_0, \dots, C_{M-1}, f) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{M-1} C_m C_n A_{m,n} - 2 \sum_{m=0}^{M-1} C_m B(m, f) + P, \quad (8)$$

где

$$A_{m,n} = \sum_{k \in K} [rh(k, m) \cdot rh(k, n) + ih(k, m) \cdot ih(k, n)], \quad (9)$$

$$B(m, f) = \sum_{k \in K} [re(k, f) \cdot rh(k, m) + ie(k, f) \cdot ih(k, m)], \quad (10)$$

$$P = \sum_{k \in K} me_k^2. \quad (11)$$

Требуется найти коэффициенты C_0, \dots, C_{M-1} и фазу f , которые обеспечивают минимум выражения (8). Отметим, что элементы квадратной симметрической матрицы A зависят только от спектра принятого сигнала и их нетрудно вычислить по формулам (7) и (9). Элементы векторной функции $B(f)$ зависят как от спектра принятого сигнала, так и от искомой фазы f , и при фиксированном её значении вычисляются по формулам (2), (7), (10). Последнее слагаемое в правой части выражения (8) является константой, значение которой определяется формулой (11).

Решение поставленной задачи возможно произвести несколькими способами.

Во-первых, относительная простота выражения (8) позволяет использовать методы нулевого порядка численной минимизации функции нескольких переменных, например, метод покоординатного спуска.

Во-вторых, способ вытекает из необходимого условия экстремума функции нескольких переменных, в соответствии с которым её частные производные первого порядка в точке минимума должны быть равны нулю. Дифференцируя выражение (8) по коэффициентам C_i и приравнивая производные к нулю, получим систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ):

$$\sum_{m=0}^{M-1} C_m A_{m,i} = B(i, f), \quad i = 0, \dots, M-1, \quad (12)$$

которая имеет единственное решение для заданного значения фазы f . СЛАУ (12) можно записать в векторно-матричной форме $A \cdot C = B(f)$, откуда получаем вектор коэффициентов корректора:

$$C = A^{-1} B(f). \quad (13)$$

Полагая эти коэффициенты фиксированными, можно найти очередное $h+1$ -е приближение к искомой фазе, воспользовавшись известной формулой Ньютона:

$$f^{(h+1)} = f^{(h)} - \frac{Dl'(f^{(h)})}{Dl''(f^{(h)})}, \quad (14)$$

где Dl' , Dl'' – соответственно первая и вторая частные производные по f функции (8) для фиксированных аргументов C_0, \dots, C_{M-1} .

Процесс последовательных приближений организуется поочередным использованием выражений (13), (14). Данный способ по сравнению с первым обеспечивает на каждом шаге

приближений определение сразу всех коэффициентов фильтра C для текущего значения f , однако требует предварительного вычисления обратной матрицы A^{-1} .

В-третьих, зависимость коэффициентов C от фазы f позволяет реализовать способ, который заключается в минимизации критерия непосредственно по переменной f . Запишем правую часть выражения (8) в векторно-матричной форме:

$$C^T A C - 2B^T(f)C + P,$$

где верхний индекс "Т" обозначает транспонирование. Подставляя в это выражение C , определяемое выражением (13), и учитывая, что $A \cdot A^{-1}$ является единичной матрицей, а $(A^{-1})^T = A^{-1}$, получим

$$\begin{aligned} & (A^{-1}B(f))^T A A^{-1}B(f) - 2B^T(f)A^{-1}B(f) + P = \\ & = B^T(f)A^{-1}B(f) - 2B^T(f)A^{-1}B(f) + P = P - B^T(f)A^{-1}B(f). \end{aligned}$$

Таким образом, критерий (8) можно представить в виде функции одной переменной f :

$$D2(f) = P - \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{M-1} A_{m,n}^{-1} B(m, f) B(n, f). \quad (15)$$

В этом случае искомое значение фазы можно определить без вычисления производных $D2(f)$ по f , выполняя минимизацию (15), например, методами половинного деления или золотого сечения [6]. Затем для полученного значения фазы нетрудно вычислить коэффициенты фильтра C по формуле (13).

Сравнение объема вычислений для указанных способов и выбор наиболее экономного из них является предметом отдельного анализа. Здесь отметим, что при выполнении изложенных ниже экспериментов использовался третий способ.

В качестве одного из вариантов КАМ-сигнала использован сигнал непосредственно на выходе модема типа USRobotics Courier, то есть, не искаженный каналом связи. Модуль спектра для указанного выше фрагмента тренировочной последовательности изображен на рис. 2 а. На рис. 2 б изображен модуль спектра сигнала после коррекции.

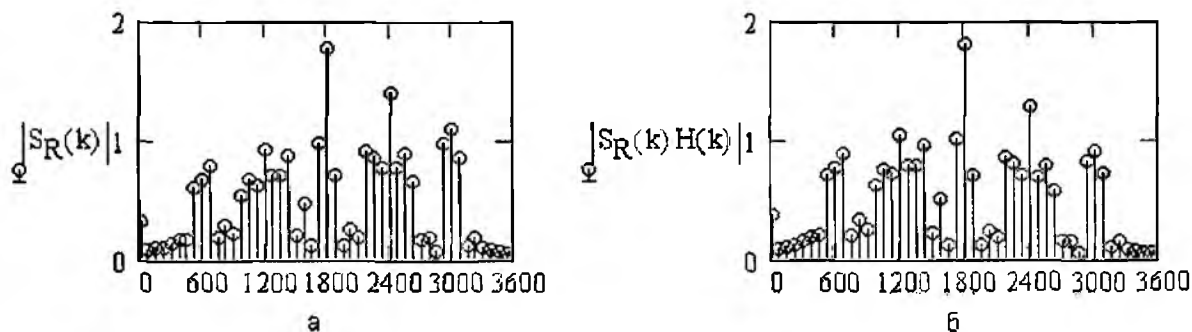


Рис. 2

Сравнение этого спектра с эталонным, приведенным на рис. 1, свидетельствует о том, что амплитуда спектральных составляющих на нижних частотах (600 Гц) несколько меньше, а на высоких частотах (3000 Гц) несколько выше, чем у эталонного спектра. То есть, модем формирует сигнал с учетом последующего ослабления в канале связи высокочастотных составляющих по отношению к низкочастотным. В данном случае синтезирован фильтр порядка $M = 8$, коэффициенты которого C изображены на рис. 3 а, а частотные характеристики – на рис. 3 б: сплошной линией АЧХ и точечной – ФЧХ.

Нетрудно видеть, что фильтр обеспечивает нейтрализацию введенных в передатчике искажений за счет усиления низкочастотных и ослабления высокочастотных составляющих. В результате спектр сигнала на выходе фильтра, изображенный на рис. 2 б, практически не отличается от эталонного (полученное минимальное значение критерия оптимизации (15) равно 0.015).

Вначале синтезированный фильтр используется для фильтрации запомненного входного сигнала на интервале $128T$ ($N = 512$ отсчетов) в 1 сегменте тренировочной последовательности, после чего вычисляются спектральные составляющие 600, 1800 и 3000 Гц. По полученным значениям фаз этих составляющих определяются параметры φ_c и τ , на основе которых осуществляется частотная и временная синхронизация приемника [3], [4].

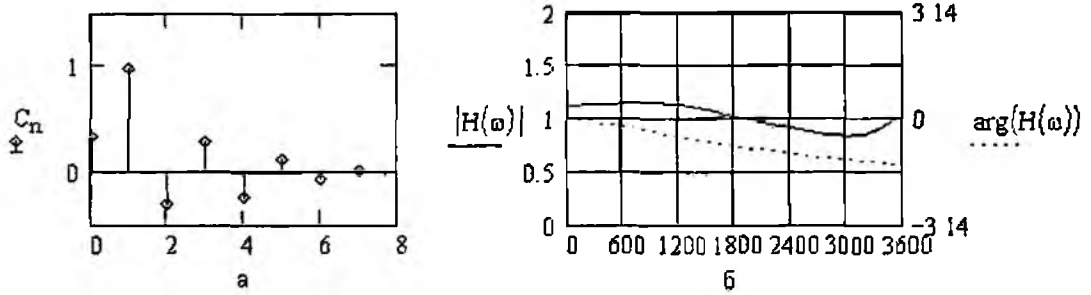


Рис. 3

Результаты демодуляции данного варианта сигнала представлены на рис. 4 (а – без коррекции, б – с коррекцией).

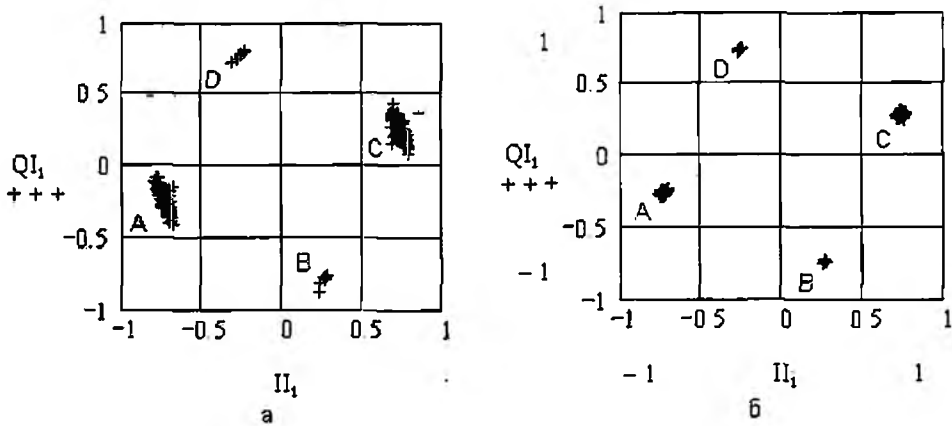


Рис. 4

Как видно из рис. 4 а, даже относительно небольшие частотные искажения КАМ-сигнала вызывают значительный разброс восстановленных значений квадратурных сигналов I_1 , Q_1 . То есть, при отсутствии предварительной коррекции система адаптации приемника должна функционировать с самого начала. При использовании синтезированного фильтра демодуляция существенно улучшается и приближается к идеальной, что иллюстрирует рис. 4 б. Поэтому в данном случае для настройки приемника, по крайней мере в течение тренировочной последовательности, система адаптации фактически не нужна.

Другим показательным примером может служить значительно искаженный сигнал того же самого модема. На рис. 5 изображен модуль его спектра S_R (а – до коррекции, б – после), который свидетельствует о сильном подавлении не только нижних, но, особенно, верхних частот, что привело к асимметрии спектра, обратной по сравнению с предыдущим вариантом.

В данном случае для достижения приемлемого качества коррекции пришлось увеличить порядок фильтра до $M = 20$ (при этом минимальное значение критерия оптимизации равно 0.122). Коэффициенты синтезированного фильтра представлены на рис. 6 а, а его частотные характеристики – на рис. 6 б.

Фильтр примерно в 0.8 раза ослабляет средние частоты в диапазоне 1000–2000 Гц, почти не изменяет интенсивность спектральных составляющих вблизи частот 600 и 2400 Гц и значительно усиливает высокочастотные составляющие вблизи частоты 3000 Гц. Нелинейность фазовой характеристики свидетельствует также о существенных фазовых искажениях

сигнала. Тем не менее, спектр сигнала на выходе фильтра, изображенный на рис. 5 б, лишь незначительно отличается от эталонного спектра.

Результаты синхронизации и демодуляции для данного варианта иллюстрируются рис. 7 (а – без коррекции, б – с коррекцией).

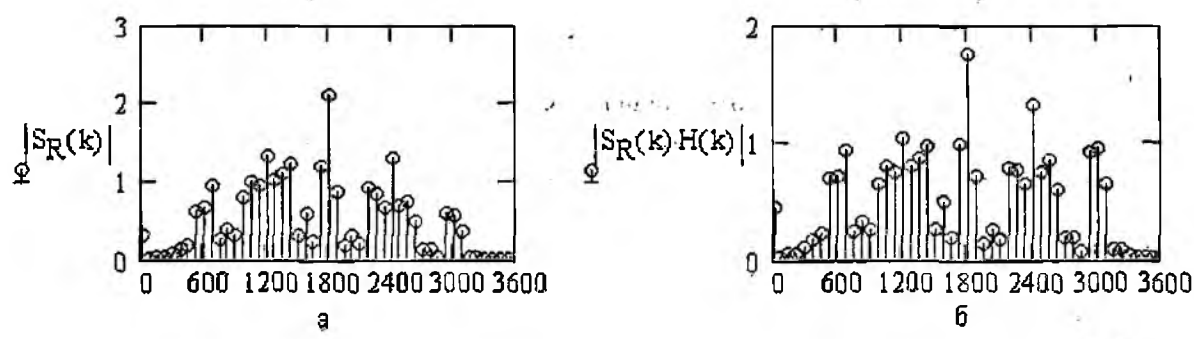


Рис. 5

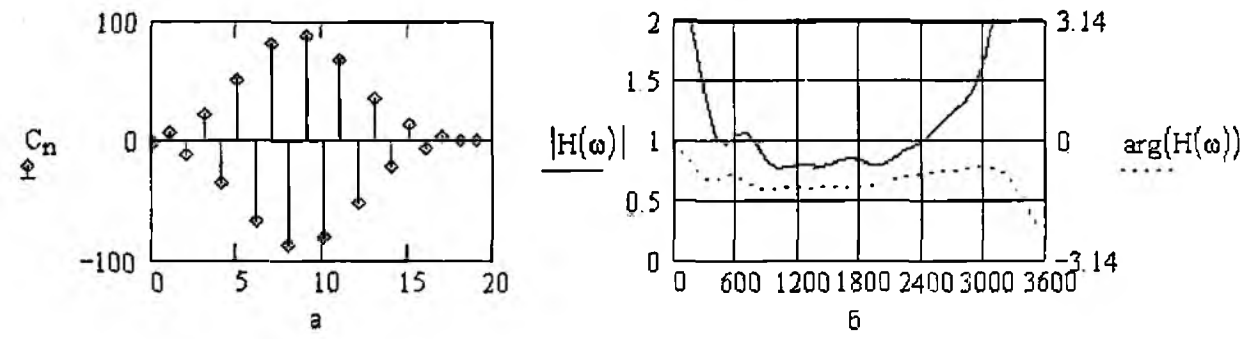


Рис. 6

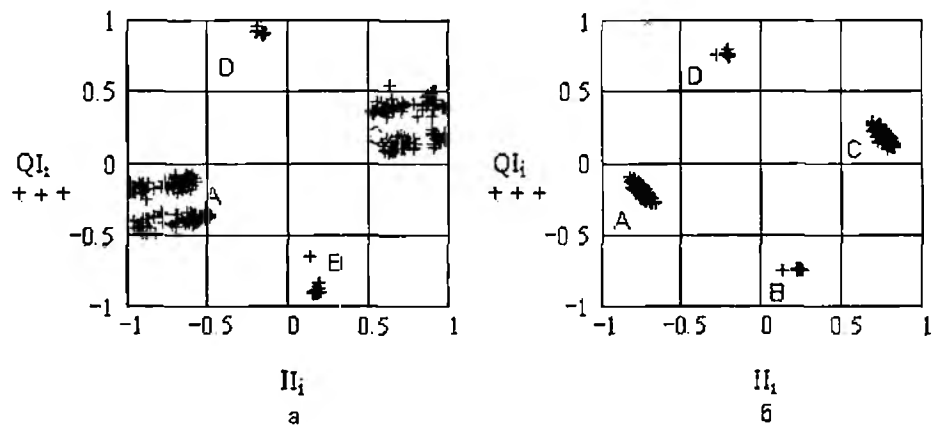


Рис. 7

При отсутствии коррекции разброс значений восстановленных квадратурных сигналов, как видно из рис. 7 а, выходит за пределы области, отведенной символу в сигнальном "созвездии", что приводит к ошибкам демодуляции. Рис. 7 б наглядно иллюстрирует значительное улучшение качества демодуляции, благодаря синтезированному фильтру. Некоторый "дрейф" значений квадратурных сигналов обусловлен тем, что использована относительно короткая эталонная последовательность символов и эталонный спектр является существенно неравномерным. Поэтому в различных участках диапазона частот искажения сигнала компенсируются с различной эффективностью. Оставшийся после коррекции "дрейф" в дальнейшем легко нейтрализуется эквалайзером, входящим в систему адаптации приемника.

В целом, полученные результаты свидетельствуют о том, что содержащаяся в тренировочной последовательности спектральная информация может быть эффективно использована

не только для частотной и временной синхронизации приемника КАМ-сигналов, но и для синтеза КИХ-фильтра относительно невысокого порядка с целью предварительной коррекции частотных искажений сигнала в канале связи. Предложенные операции обработки принимаемого сигнала позволяют:

- включать типовую систему адаптации приемника не с самого начала, а лишь на последнем сегменте тренировочной последовательности, что экономит вычислительные ресурсы процессора;

- обеспечить близкое к идеальному начальное состояние системы адаптации, а также повысить устойчивость и эффективность её функционирования, благодаря предварительной нейтрализации основных факторов, которые вызывают возникновение сигналов ошибки.

Список литературы: 1. *Bingham John*. The theory and practice of modern design. USA: John Wiley & Sons, 1988. 454 p. 2. *Qureshi Shahid*. Adaptive Equalization// Proc. IEEE. V. 73. № 9. September, 1985. P. 1348–1386. 3. *Миленький А.В., Сундучков А.К.* Оптимизация начального этапа синхронизации приемника КАМ-сигналов // Вісник Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій. 2004. Т. 2. №4. 4. *Миленький А.В., Сундучков А.К.* Коррекция сдвига несущей частоты принимаемого КАМ-сигнала // Вісник Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій. 2005. Т. 3. №1. 5. *Каки Т., Миязавва Н.* Fixed equalizer and equalizing method. US patent 5,694,422. 1997. 6. *Банди Б.* Методы оптимизации / Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1988. 128 с.

Государственный университет
информационно-коммуникационных технологий,
г. Киев

Поступила в редколлегию 03.03.2005

СИСТЕМА ФАП НА ЭЛЕМЕНТАХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Системы ФАП используются в аппаратуре передачи по синхронным каналам построения устройств тактовой синхронизации. Такая система может быть построена программно или на элементах вычислительной техники [1–3]. Ниже рассматривается второй вариант построения системы ФАП. Функциональная схема изображена на рис.1 а. Система содержит задающий генератор Г, делитель частоты ДЧ, четыре дешифратора DC1 – DC4, импульсный фазовый дискриминатор ИФД, два элемента ИЛИ (ИЛИ1 и ИЛИ2), инвертор НЕ.

Система ФАП работает следующим образом. На вход ИФД поступает импульсная последовательность $u_{вх}(t)$ коротких импульсов, соответствующих фронтам информационных посылок (рис. 2). На два других входа ИФД подаются сигналы тактовой частоты с выходов дешифраторов DC1 и DC2 (рис.2 в, г). Дешифратор DC1 вырабатывает импульс при поступлении в ФД каждого j -го импульса. Для рассмотренной системы ФАП $i = 19, j = 21$. Разность $i - j = 2$ соответствует условной эквивалентной статической характеристике (рис. 1 б). На рис. 1 в показана схема дешифратора.

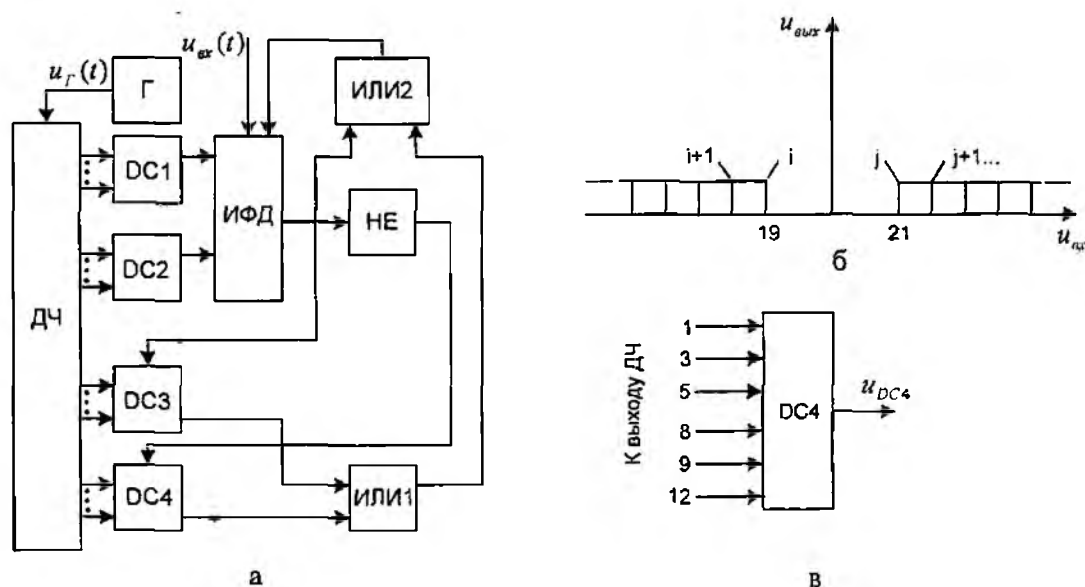


Рис. 1

В синхронном режиме работы системы ФАП на выходе ИФД имеется напряжение низкого уровня длительностью t_x (рис. 2 д). Этот сигнал через схему НЕ разрешает работу дешифратора DC4, на выходе которого появляется каждый k -й импульс генератора Г, где k – коэффициент делителя частоты. Каждый из этих импульсов по положению соответствует середине соответствующей информационной посылки (рис.2 ж). Через схему ИЛИ1 сигнал $u_{DC4}(t)$ поступает на выход и через ИЛИ2 – на дополнительный вход ДЧ, устанавливая ДЧ в исходное состояние. Дешифратор DC3 в это время заблокирован нулевым сигналом длительностью t_x с выхода ИФД (рис.2 д, е).

Для обеспечения синфазности при изменении фазы входного сигнала скачком на $-\theta$ (рис. 2 б), т. е. при увеличении частоты входного сигнала (при опережении), на выходе ИФД устанавливается единичный сигнал $u_{фд}(t)$ (рис. 2 д), что соответствует случаю, когда входной сигнал $u_{вх}(t)$ не попадает по времени в зону нечувствительности эквивалентной статистической характеристики ИФД. С выхода ИФД единичный сигнал через схему ИЛИ2 устанавливает ДЧ в исходное состояние и разрешает работу DC3, который ранее (в течение времени t_x) был заблокирован, а дешифратор DC4 при $u_{фд}(t) \neq 0$ запирается (блокируется) через элемент НЕ. На рис. 2 показаны временные диаграммы (а-з) и схема делителя частоты (и).

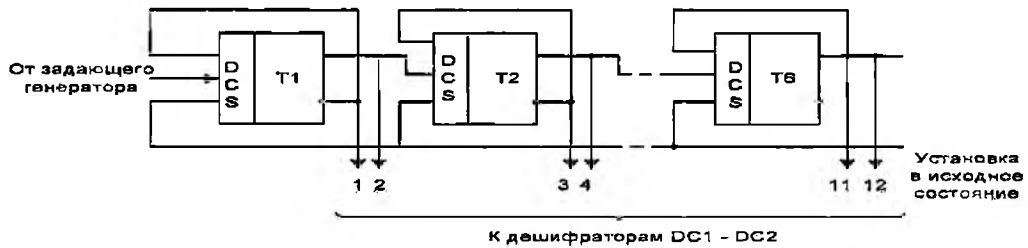
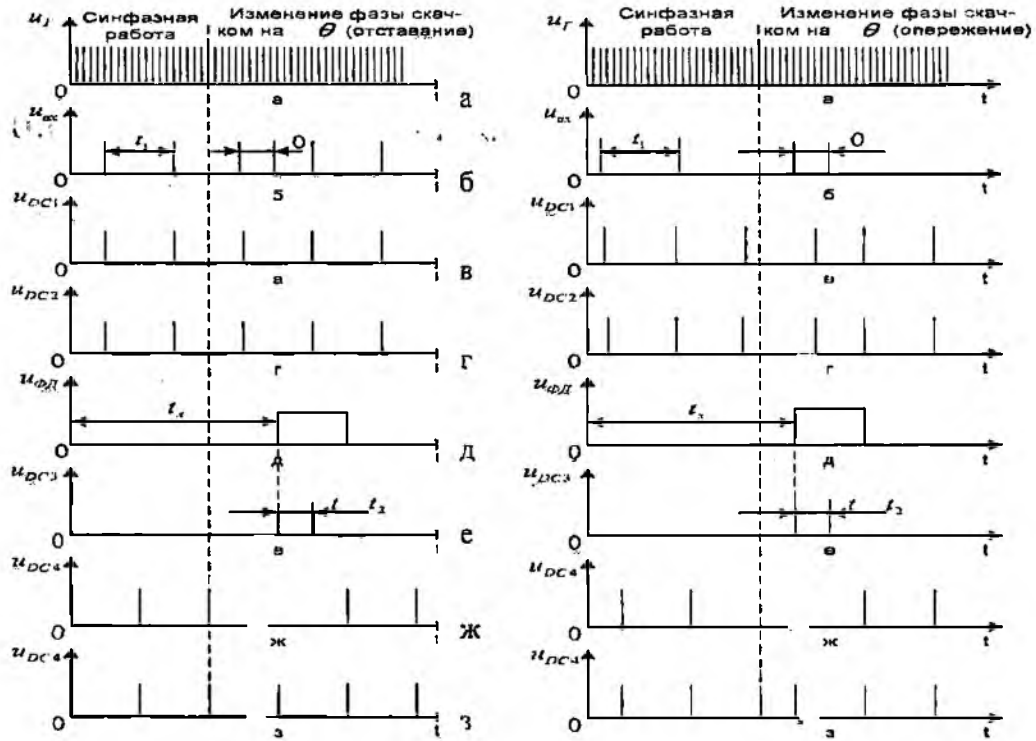


Рис. 2

Через время $t = t_2$ (рис. 2 е) с выхода дешифратора DC3 формируется тактовый импульс, соответствующий середине принимаемой информационной посылки, и через схему ИЛИ1 подается на вход, а через ИЛИ2 – устанавливает ДЧ в исходное состояние. Форматирование дополнительного импульса с выхода DC3 эквивалентно смещению характеристики ИФД (рис. 1 б), что соответствует началу синфазной работы системы ФАП. При $\theta > t_1$, когда при добавлении одного импульса $u_{DC3}(t)$ полностью не устраняется начальное рассогласование, процесс добавления импульсов от DC3 продолжается до тех пор, пока начало очередной информационной посылки не попадает в зону нечувствительности эквивалентной характеристики ИФД.

На рис. 2 построены временные диаграммы напряжений системы ФАП при изменении фазы входного сигнала скачком на величину $-\theta$. При этом процесс формирования импульса на входе DC3 такой же, как и при опережении фазы, однако в этом случае эквивалентная фазовая характеристика смещается в сторону, противоположную смещению при опережении фазы (рис. 2). Таким образом, при $\theta < t_1$, рассмотренная выше система ФАП обеспечивает фазирование в течение длительности одной элементарной посылки.

Дешифраторы DC1-DC4 (рис. 1 б) реализуются в виде шестивходовых схем И, входы которых подключены к соответствующим выходам ДЧ (на рис. 1 в показано подключение к соответствующим выходам ДЧ), который построен на шести D-триггерах T1-T6 (рис. 2).

На рис. 3 а изображена схема ФД, содержащая три RS-триггера (Т1-Т6), две схемы И (И1 и И2) и схему ИЛИ. Принцип работы ФД заключается в следующем. При отсутствии импульсов с выходов DC1 и DC2 на вторые входы схем И поступают информационные посылки (фронты), а с выходов Т1 и Т2 на другие входы (входы 1) поступают соответственно единичный (схема И1) и нулевой сигналы (схема И2). Через схему ИЛИ импульс с выхода И1 переводит триггер Т3 в состояние «1». Следует отметить, что наличие импульса с DC1 переводит триггер Т1 в нулевое состояние (по инверсному выходу Т1). Схема И1 запрещает прохождение информационных посылок, схема И2 также не пропускает эти посылки. Работа схем И1 и И2 обеспечивается до $i \leq 19$ и $j \geq 21$.

Схема алгоритма системы ФАП изображена на рис. 3 б. Логическая схема алгоритма работы системы ФАП имеет такой вид:

$$A_0 \downarrow I_1 \uparrow^1 A_1 A_2 \downarrow^4 A_3 A_4 \uparrow^2 \downarrow I_2 \uparrow^3 A_5 A_6 \uparrow^4 S.$$

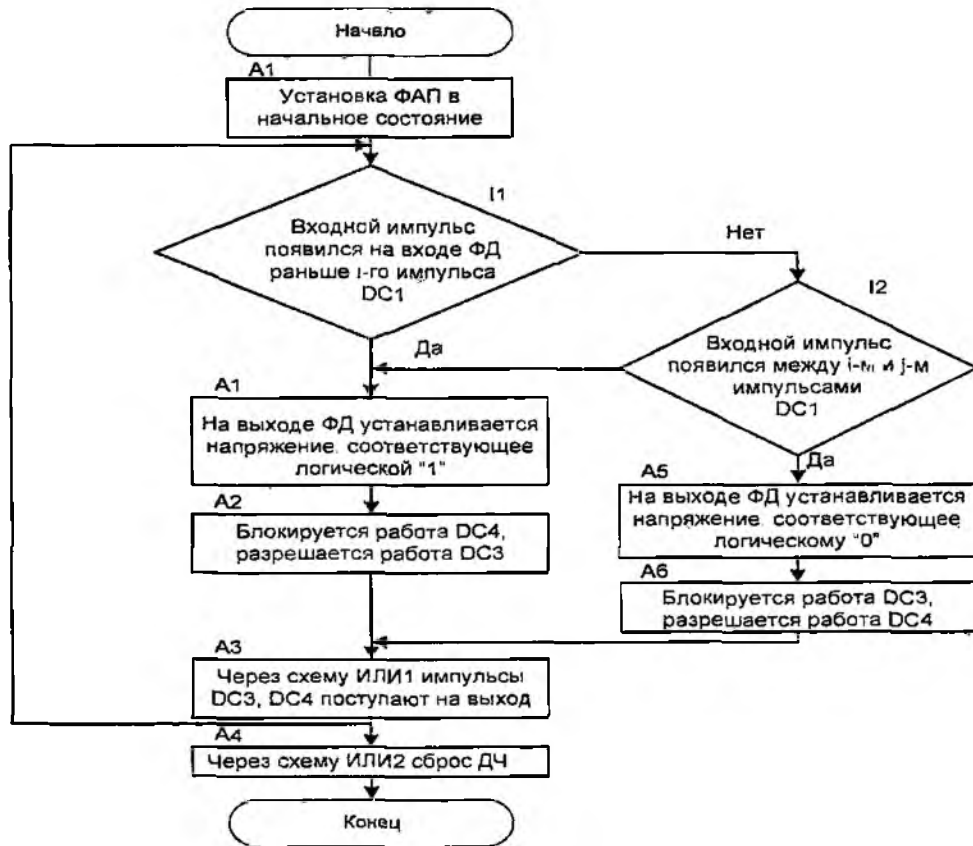


Рис. 3

Такая форма записи в совокупности с алгоритмом работы позволяет обеспечить простоту и наглядность процессов, проходящих в сложных системах ФАП.

Список литературы: 1. *Зайцев Г.Ф., Стеглов В.К., Юрасов В.С.* Автоматическое регулирование в магнитной записи. К.: Техніка, 1979. 168 с. 2. *Нетудыхата Л.И., Стеглов В.К.* Системы фазовой автоподстройки в устройствах связи. К.: Техніка, 2003. 368 с. 3. *Стеглов В.К., Складченко С.Н., Костик Б.Я.* Системы фазовой автоподстройки с дифференциальными связями. К.: Техніка, 2003. 327 с.

*Государственный университет
информационно-коммуникационных технологий,
г. Киев*

Поступила в редколлегию 12.05.2005

ОПТИМИЗАЦИЯ СПЕКТРА ВЫХОДНОГО КОЛЕБАНИЯ УМНОЖИТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ФАЗОВЫМ ПОДАВЛЕНИЕМ СМЕЖНЫХ ГАРМОНИК

Умножители частоты являются распространенными элементами устройств формирования сетки дискретных частот генераторного оборудования приемных и передающих устройств в радиотехнических и телекоммуникационных системах. Аспекты дальнейшего системного использования сформированных колебаний предполагают минимизацию числа паразитных гармонических составляющих в спектре выходного сигнала умножителя [5]. Использование для этих целей методов частотной фильтрации наталкивается на серьезные технологические проблемы при их микросхемной реализации [2, 3]. В этой связи становятся актуальными вопросы получения существенно разреженного спектра выходного колебания умножителя частоты с целью снижения требований к частотно-избирательным устройствам (фильтрам). Обычно это приводит к многоканальным структурам [3, 4].

Хорошо известен способ построения умножителей частоты гармонического колебания на основе применения нелинейного элемента (НЭ). Пусть проходная характеристика НЭ задана кусочно-линейной зависимостью (рис. 1 а).

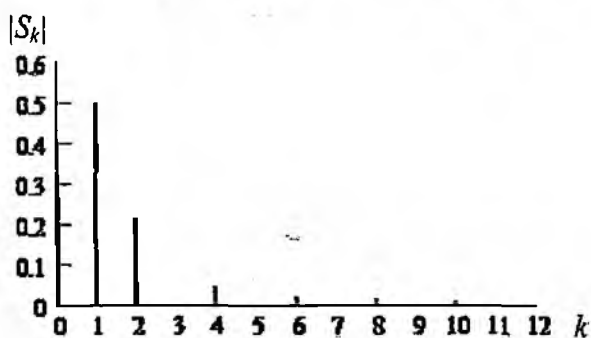
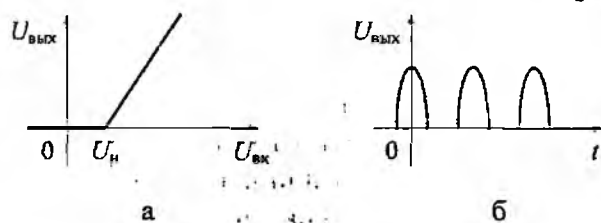


Рис. 1

Гармонический сигнал, пройдя через НЭ, преобразуется в периодическую последовательность косинусоидальных импульсов, длительность которых определяется величиной угла отсечки Θ , устанавливаемой НЭ (рис. 1 б). Очевидно, что в спектре этого выходного сигнала имеется более одной спектральной составляющей. Коэффициенты разложения в ряд Фурье сигнала в виде косинусоидальных импульсов с точностью до константы определяются функциями Берга, номер которых соответствует номеру коэффициента [5].

Отметим некоторые важные моменты. Функции Берга являются функциями действительного переменного, следовательно, принимают только действительные значения. Это означает, что коэффициенты ряда Фурье для выходного сигнала НЭ при условии обеспечения нулевой начальной фазы входного гармонического косинусоидального колебания являются положительными или отрицательными строго действительными константами. Коэффициенты Фурье зависят от значения угла отсечки. Если угол отсечки равен 90° , то все коэффициенты Фурье с нечетными номерами, кроме первого обратятся в нуль в силу нулевых значений функций Берга с соответствующими номерами в точке $\Theta=90^\circ$. В то же время амплитуда второй гармонической составляющей будет иметь максимально возможное значение (рис. 1 в). Именно это положение используется при построении удвоителя частоты гармонического колебания. С этой целью за НЭ включается полосовой фильтр, центральная частота которого настроена на частоту второй гармоники спектра выходного сигнала НЭ. При этом доминирующий уровень гармоники частоты входного колебания влечет за собой серьезные трудности в процессе выделения составляющей удвоенной частоты. Прежде всего, это ужесточает требования к избирательности или же к коэффициенту прямоугольности АЧХ полосового фильтра на выходе НЭ. Как следствие, ухудшается диапазон-

ность удвоителя. Следовательно, устранение из спектра выходного колебания хотя бы составляющей с частотой входного сигнала могло бы существенно упростить устройство, в данном случае удвоитель частоты.

Известен способ умножения частоты с фазовым подавлением смежных гармоник сигнала УФП [1]. При этом способе исходное гармоническое колебание $v(t) = U_m \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ в n каналах подвергается линейной операции фазового сдвига, причем n – требуемый коэффициент умножения частоты. Величина фазового сдвига между каждой парой каналов составляет $\frac{2\pi}{n}$, тогда в каждом i -м канале будут присутствовать сдвинутые по фазе относительно исходного гармонические колебания вида

$$v_i(t) = U_m \cos \left[\omega_c t + \varphi_c + \frac{2\pi(i-1)}{n} \right],$$

где $i = 1, 2, \dots, n$.

Колебания в каждом из каналов подвергаются нелинейному преобразованию, что обеспечивается НЭ (полупроводниковым диодом), создающим требуемую форму импульсов путем отсечки импульсов выходного тока. Дальнейшее линейное суммирование образует периодическую последовательность косинусоидальных импульсов, причем первая гармоника в тригонометрическом разложении по Фурье этой периодической последовательности и является полезным сигналом с частотой $n\omega_c$ на выходе умножителя.

На рис. 2 приведены структурная схема и временные эпюры сигналов в соответствующих контрольных точках, реализованных по способу УФП (удвоитель частоты). Амплитудная спектральная диаграмма выходного сигнала приведена на рис. 3. Видно, что в результате компенсации спектральная составляющая с частотой входного колебания в спектре выходных импульсов исчезла. Более того, в выходном спектре исчезают составляющие с нечетными номерами независимо от значения угла отсечки Θ . При этом Θ обычно выбирают, только, исходя из условий максимизации амплитуды полезной спектральной составляющей удвоенной частоты.

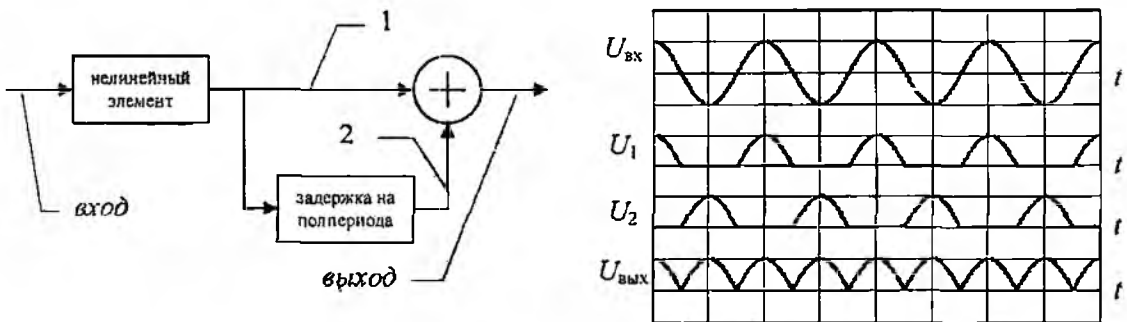


Рис. 2

Данное положение можно пояснить следующими выкладками. Выходной сигнал образуется в результате суммирования сигналов, поступающих на его входы с двух параллельных каналов:

$$s(t) = s_1(t) + s_2(t).$$

В силу свойства линейности преобразования Фурье спектр выходного сигнала также может быть вычислен при помощи суммирования спектров сигналов в каждом из двух каналов:

$$\underline{S}_k = \underline{S}_{1k} + \underline{S}_{2k}. \quad (1)$$

Преобразования сигналов в параллельных каналах суммирования отличаются только осуществлением задержки прохождения сигнала во втором канале на время, равное половине периода входного колебания. Учитывая это положение и свойство спектра задержанного сигнала, можно выражение (1) преобразовать к виду

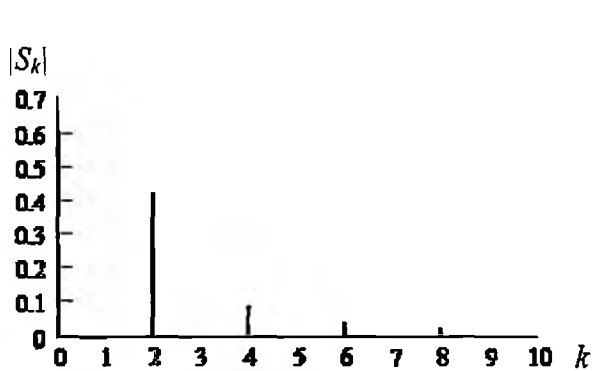


Рис. 3

$$\underline{S}_k \cdot \underline{S}_{1k} \cdot \underline{S}_{1k} \cdot e^{jk \cdot \frac{T}{2}}, \quad (2)$$

где ω_1 – частота входного колебания; T – период входного колебания.

Проанализируем поведение экспоненциального множителя в соотношении (2):

$$e^{-jk\omega_1 \frac{T}{2}} = e^{-jk \frac{2\pi T}{T} \frac{T}{2}} = e^{-jk\pi} = (e^{-j\pi})^k.$$

При помощи формулы Эйлера [5] можно доказать тождество: $(e^{-j\pi})^k = (-1)^k$.

Следовательно, спектр на выходе сумматора определяется в соответствии с выражением

$$\underline{S}_k = \underline{S}_{1k} + \underline{S}_{1k} \cdot (-1)^k = \underline{S}_{1k} \cdot (1 + (-1)^k). \quad (3)$$

Соотношение (3) свидетельствует о том, что все коэффициенты Фурье с нечетными номерами k обращаются в нуль, а все коэффициенты с четными номерами удваиваются (рис. 3).

Хотя выходной спектр стал заметно реже и частотный интервал между смежными гармониками удвоился, сигнал на выходе умножителя по форме еще сильно отличается от гармонического. Кроме того, следует отметить, что значение угла отсечки в 90° максимизирует амплитуды всех четных гармоник спектра косинусоидальных импульсов. В этой связи имеет смысл еще проредить спектр в районе гармоники с удвоенной частотой и «придавить» уровни четных гармоник. Ближайшая к полезной – гармоника с учетверенной частотой. Немонотонный и знакопеременный график четвертой функции Берга показывает, что имеется, по крайней мере, два значения угла отсечки Θ^* , не считая крайних точек диапазона изменения угла 0° и 180° , в которых эта функция равна нулю.

Тогда задача оптимизации спектра выходного сигнала удвоителя частоты сводится к расчету таких значений угла отсечки Θ^* , при которых четвертая функция Берга равнялась бы нулю.

Четвертая функция Берга определяется соотношением

$$\gamma_4(\Theta) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\sin 4\Theta \cdot \cos \Theta - 4 \cdot \sin \Theta \cdot \cos 6\Theta}{60} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{5 \cdot \sin 3\Theta - 3 \cdot \sin 5\Theta}{30}.$$

Требуемое значение угла отсечки удовлетворяет уравнению

$$5 \sin 3\Theta^* - 3 \sin 5\Theta^* = 0.$$

Представляют интерес следующие два значения корней: $\Theta_1^* = 65,905^\circ$, $\Theta_2^* = 114,095^\circ$.

Сигнал на выходе сумматора при угле отсечки $\Theta = 65,905^\circ$ и его спектр представлены на рис. 4, откуда следует, что четвертая гармоническая составляющая в спектре выходного сигнала отсутствует. При этом уровень гармоники на удвоенной частоте понизился почти на 25% по сравнению со случаем, когда угол отсечки равен 90° . Однако в данном случае выделение гармонического колебания с удвоенной частотой осуществить легче.

Проанализируем процессы, происходящие при работе утроителя частоты гармонического колебания. Утроитель частоты строится на основе суммирования выходных сигналов нелинейного элемента трех параллельных каналов, в одном из которых осуществляется задержка на треть, а в другом – на две трети периода входного косинусоидального колебания. В первом канале задержки нет. Для максимизации амплитуды спектральной составляющей утроенной частоты необходимо обеспечить угол отсечки косинусоидальных импульсов, равный 60° . Структурная схема утроителя и временные диаграммы входного, выходного и промежуточных сигналов каналов суммирования приведены на рис. 5.

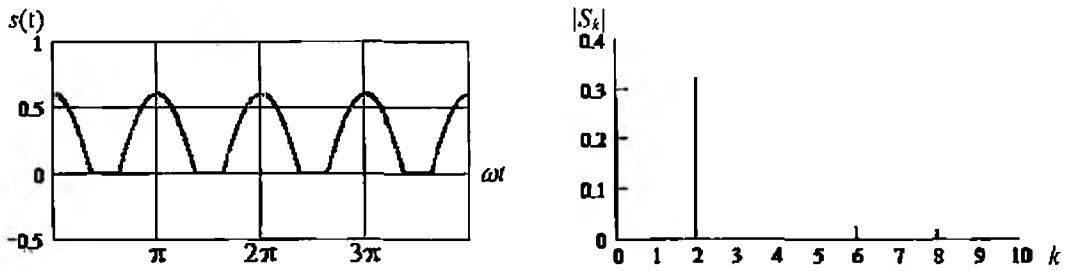


Рис. 4

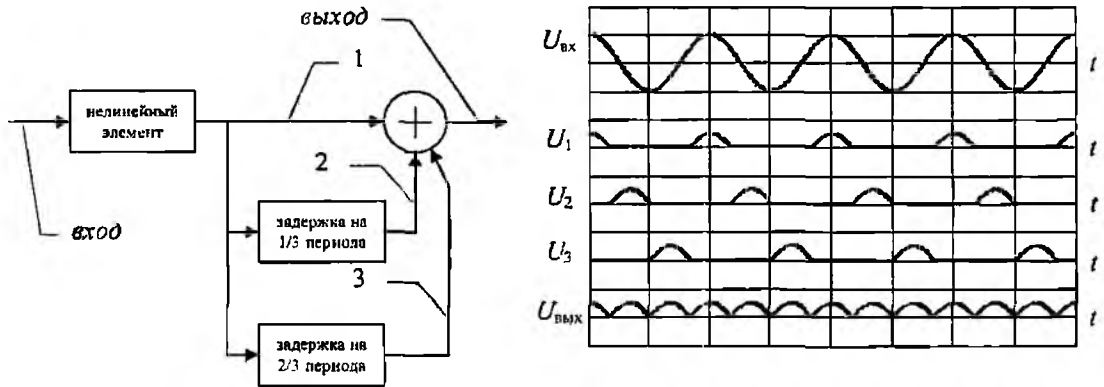


Рис. 5

Спектр выходного сигнала сумматора можно рассчитать по формуле

$$\underline{S}_k = \underline{S}_{1k} + \underline{S}_{1k} \cdot e^{-jk\omega_1 \frac{T}{3}} + \underline{S}_{1k} \cdot e^{-jk\omega_1 \frac{2T}{3}} = \underline{S}_{1k} \left(1 + e^{-jk \frac{2\pi}{3}} + e^{-jk \frac{4\pi}{3}} \right). \quad (4)$$

Анализируя выражение, стоящее в скобках соотношения (4), приходим к выводу, что в зависимости от значения параметра k оно может принимать одно из трех значений. Если k делится нацело на три (включая $k = 0$), то очевидно равенство

$$\underline{S}_k = \underline{S}_{1k} \left(1 + e^{-jk \frac{2\pi}{3}} + e^{-jk \frac{4\pi}{3}} \right) = \underline{S}_{1k} (1 + 1 + 1) = \underline{S}_{1k} \cdot 3.$$

При этом происходит утроение амплитуды косинусоидальных импульсов одного из каналов.

$$\underline{S}_k = \underline{S}_{1k} \left(1 + e^{-jk \frac{2\pi}{3}} + e^{-jk \frac{4\pi}{3}} \right) = \underline{S}_{1k} (1 + (-1)) = \underline{S}_{1k} \cdot 0 = 0.$$

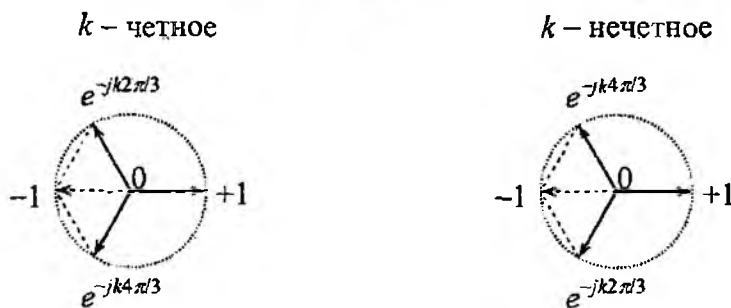


Рис. 6

В остальных случаях, независимо от четности или нечетности значения параметра k справедливо равенство (см. рис. 6):

Следовательно, в спектре выходного сигнала сумматора имеют место только гармонические составляющие с частотами, кратными утроенной частоте входного сигнала. Выходной спектр оказывается еще более прореженным по сравнению со спектром сигнала на выходе удвоителя частоты.

Это справедливо для любого значения угла отсечки выходных импульсов нелинейных элементов в каналах суммирования. Однако, учитывая характер поведения шестой функции

Берга, можно выбрать такой угол отсечки Θ^* , при котором исчезнет смежная с полезной утроенной гармоника с частотой, в шесть раз превышающей частоту входного колебания.

Выражение для шестой функции Берга имеет вид

$$f_6(\Theta) = \frac{2}{210} \frac{\sin 6\Theta \cdot \cos \Theta - 6 \sin \Theta \cdot \cos 6\Theta}{1} \cdot \frac{1}{105} \frac{7 \sin 5\Theta - 5 \sin 7\Theta}{1}$$

Необходимо вычислить корни уравнения

$$7 \sin 5\Theta^* - 5 \sin 7\Theta^* = 0.$$

Представляют интерес следующие значения корней: $\Theta_1^* = 43,330^\circ$, $\Theta_2^* = 74,561^\circ$, $\Theta_3^* = 105,439^\circ$, $\Theta_4^* = 136,670^\circ$.

Сигнал, образованный суммированием импульсов трех каналов, при угле отсечки $\Theta^* = 43,330^\circ$ и его спектр представлены на рис. 7.

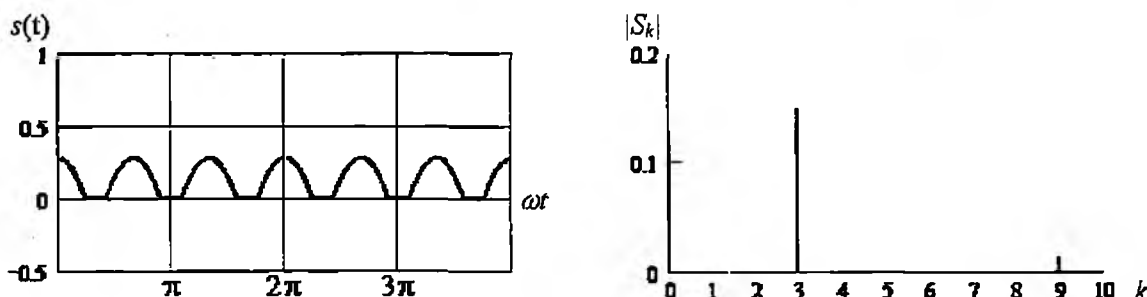


Рис. 7

Гармоническая составляющая под шестым номером отсутствует благодаря оптимально подобранному значению угла отсечки, однако, уровень полезной третьей гармоники снизился на 28% по сравнению с режимом, когда угол отсечки $\Theta = 60^\circ$.

При организации n -канальной системы создается возможность построения умножителя частоты гармонического колебания в n раз. Для этого в каждом канале необходимо обеспечивать временную задержку, определяемую соотношением

$$\Delta t_i = i \cdot \frac{T}{n}, \quad i = 0, 1, 2, \dots, n-1,$$

или обеспечить фазовый сдвиг входного колебания в соответствии с выражением

$$\Delta \varphi_i = i \cdot \frac{2\pi}{n}, \quad i = 0, 1, 2, \dots, n-1.$$

Ближайшую к полезной смежную гармонику можно устранить, подобрав оптимальный с точки зрения разреженности спектра угол отсечки. Вместе с тем уровень амплитуды полезной гармоники неизбежно несколько уменьшается.

Безусловно, потенциально достижимые характеристики по подавлению смежных гармоник в реальных умножителях будут определяться схемотехническими особенностями этих устройств, степенью приближения требуемых фазовых и амплитудных соотношений сигналов в каждом из каналов, точностью обеспечения требуемых углов отсечки НЭ и тому подобными факторами.

Список литературы: 1. Ризкин И.Х. Умножители и делители частоты. М.: Связь, 1976. 328 с. 2. Зеленин А.Н. Схемотехника радиоэлектронных устройств на аналоговых ИС. Х: Телетех, 2003. 25 с.: ил. 3. АС 526071 СССР, НОЗК 5/156. Цифровой умножитель частоты / А.Н. Зеленин и др. Оpubл. 5.11.76 Бюл. №31. 4. Марголин А.М. Принципы построения умножителей частоты для частотно-цифровых измерительных приборов // Измерительная техника. 1967. №1. С. 5. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высш. шк., 1988. 448 с.

МЕТОДЫ ОДНОМЕРНОГО ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ СПЕКТРАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ НЕСТАЦИОНАРНЫХ СИГНАЛОВ

В последнее время все более широкое применение находят методы спектрального анализа, основанные на использовании вейвлет-преобразования. Аппаратурная реализация таких методов требует значительных вычислительных затрат. Использование лифтинговой схемы или быстрого вейвлет-преобразования убирает в некоторой степени это ограничение, но возникает вопрос выбора более оптимального метода, уменьшающего вычислительные затраты. Современные анализаторы спектра, такие как AR5000, позволяют записать отсчеты исследуемого радиосигнала как во временной, так и в частотной областях, с возможностью последующей обработки специализированным программным обеспечением. Применение параметрических методов может существенно увеличить разрешающую способность оборудования подобного класса. В этой статье делается попытка объединить достоинства современных методов вейвлет-преобразования и параметрических методов для анализа спектров сигналов с помощью специализированного измерительного оборудования.

Используемая модель

Для построения параметрической модели принимается предположение, что исследуемый сигнал удовлетворяет некоторому подходящему линейному обыкновенному дифференциальному уравнению с постоянными коэффициентами [1]:

$$y^{(r)} + a_1 \cdot y^{(r-1)} + \dots + a_r \cdot y = \xi(x) \quad (1)$$

Если записать входящие сюда производные в разностной форме, в зависимости от принимаемых предположений о свойствах процесса $\xi(x)$, получим модели, используемые в различных параметрических методах. В предположении, что $\xi(x)$ – белый шум, получим модель авторегрессионного метода.

Для определения коэффициентов модельного дифференциального уравнения мы предлагаем использовать дискретное вейвлет-преобразование, что обусловлено уменьшением вычислительных затрат. Выберем систему всплесков ψ_m , обладающую следующим свойством:

$$(W_k f')_{\tau, \lambda} = \sum_T C_{k, m} \cdot (W_m f)_{\tau, \lambda},$$

т.е. образ производной функции должен линейно выражаться через образы самой функции (здесь и ниже приняты обозначения ψ_m для m -го всплеска последовательности и $(W_k f')_{\tau, \lambda}$ для соответствующего ему образа функции f при сдвиге τ и масштабе λ). В этом случае задача определения коэффициентов модельного уравнения сводится к линейной регрессии. Простейший способ построения такой системы всплесков состоит в выборе некоторой базовой функции, быстро убывающей $x \rightarrow \pm\infty$, и определения

$$\psi_m(x) \equiv \frac{\partial^m}{\partial x^m} \varphi(x). \quad (2)$$

В выражении (2), согласно теории вейвлет обработки, можно использовать различные базисные функции [3], например симлет, гауссоиду $\exp\{-x^2/2\}$, вейвлеты-добеши и т. д. Выбор базисной функции зависит от способности заданного типа вейвлет-функции достаточно хорошо, в рамках среднеквадратического отклонения, либо же с наименьшим количеством коэффициентов, аппроксимировать функцию сигнала. Считая, что функция задана на интервале $x \in [A, B]$, интегрированием по частям устанавливаем для всплеск-образов серии вида (2) соотношение

$$(W_n f')_{\tau, \lambda} = -\frac{1}{\lambda} (W_{n+1} f)_{\tau, \lambda} + \frac{1}{\sqrt{\lambda}} \left\{ f(B) \psi_n \left(\frac{B-\tau}{\lambda} \right) - f(A) \psi_n \left(\frac{A-\tau}{\lambda} \right) \right\}. \quad (3)$$

Заметим, вдали от границ области $x \in [A, B]$ второе слагаемое в формуле стремится к нулю, что значительно упрощает вывод. Возьмем преобразование по базису ψ_m от обеих частей уравнения (1), r -кратным применением соотношения (3) получим

$$\left(-\frac{1}{\lambda}\right)^r \cdot (W_{n+r}f)_{\tau,\lambda} + a_1 \left(-\frac{1}{\lambda}\right)^{r-1} (W_{n+r-1}f)_{\tau,\lambda} + \dots + a_r \cdot (W_n f)_{\tau,\lambda} = (W_n \xi)_{\tau,\lambda} \quad (4)$$

Записывая это соотношение для различных τ, λ, n и выбрав модель процесса $\xi(x)$, получаем переопределенную систему линейных уравнений для оценки a_i . Например, для полиэкспоненциальной модели отсюда по критерию наименьших квадратов следует $A_{i,j} a_j = b_i$,

$$b_i = \sum_{\tau,\lambda,n} (-\lambda)^{i-r} \cdot P_{\tau,\lambda,n} \cdot (\overline{W}_{n+r-i})_{\tau,\lambda} \cdot (\overline{W}_{n+r})_{\tau,\lambda},$$

$$A_{i,j} = \sum_{\tau,\lambda,n} (-\lambda)^{i-j-2r} \cdot P_{\tau,\lambda,n} \cdot (\overline{W}_{n+r-i})_{\tau,\lambda} \cdot (\overline{W}_{n+r-j})_{\tau,\lambda},$$

где $P_{\tau,\lambda,n}$ – некоторая весовая функция.

Полученная таким образом модель может быть использована для оценки спектральной плотности мощности различных радиосигналов. Для аппаратной и программной реализации модели необходимы методы быстрого вейвлет-преобразования. Сравним далее существующие методы быстрого вейвлет-преобразования.

Методы быстрого вейвлет-преобразования

Одной из главных проблем при выполнении вейвлет-преобразования является быстрое действие. Вычисление коэффициентов по основной формуле требует выполнения большого количества операций сложения-умножения, к тому же содержит много избыточной информации. Существуют способы сокращения вычислений перегруппировкой слагаемых на основании свойств гауссовых вейвлетов, введением ограничений на выбор шага изменения смещения или с учетом относительной площади [2, 4]. Однако таким образом не удастся добиться существенного выигрыша, и поэтому в качестве альтернативы была предложена формула "быстрого вейвлет-преобразования", выведенная из теории кратномасштабного анализа. В то же время простотой вычисления обладает и другой алгоритм выполнения вейвлет-преобразования – лифтинг. В данное время эти два метода занимают первое место по быстродействию среди всех существующих методов вейвлет-преобразования.

Итак, один шаг одномерного быстрого вейвлет-преобразования есть произведение вектора коэффициентов аппроксимации предыдущего уровня на матрицу вейвлет-преобразования, составленную из коэффициентов НЧ и ВЧ фильтров. При длине фильтра равной L и длине сигнала N отсчетов, число операций на первом уровне разложения будет составлять (L умножений и $L-1$ сложений для вычисления одного коэффициента):

$$N_1 = N \cdot (2L - 1). \quad (5)$$

Каждый последующий уровень разложения уменьшает длину сигнала вдвое до тех пор, пока она не станет меньше или равной длине фильтра. Таким образом, можно записать максимальное [2] число операций, необходимых для выполнения прямого вейвлет-преобразования:

$$N_{op} = N_1 \cdot \sum_{k=0}^{N_s} 2^{-k}. \quad (6)$$

где $N_s = \log_2 \frac{N}{L} + 1$ – число шагов преобразования. Табл. 1 содержит сводные данные по числу необходимых операций и необходимых для этого шагов преобразования.

Быстродействие лифтинг-схемы рис. 1 также будет зависеть от длины сигнала, а аналогично фильтрам составят операторы предсказания и обновления, в качестве которых используются интерполяционные полиномы разных порядков.

Длина сигнала	Число шагов, N_s		Число операций, N_{op}	
	$L=2$	$L=4$	$L=2$	$L=4$
8	3	2	42	84
64	6	5	378	868
256	8	7	1530	3556
512	9	8	3066	7140
1024	10	9	6138	14308

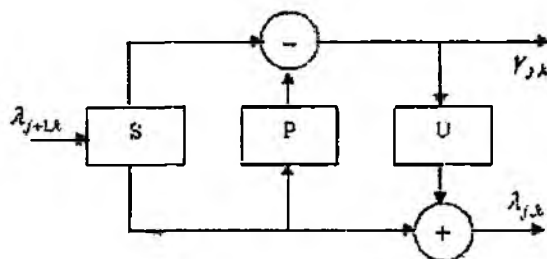


Рис. 1

Предсказание можно представить как $\gamma_{-1,k} = \lambda_{0,2k+1} - P(\lambda_{-1,k})$, обновление $-\lambda_{-1,k} = \lambda_{0,2k+1} + U(\gamma_{-1,k})$. Линейная интерполяция для предсказания использует два соседних отсчета, в то время как кубическая – четыре. Этап предсказания реализуется поиском в таблицах коэффициентов соответствующих значений для вычисления вейвлет-коэффициентов. Например, таблица для кубической интерполяции выглядит следующим образом [2], табл. 2.

Таблица 2

Слева	Справа	$k-7$	$k-5$	$k-3$	$k-1$	$k+1$	$k+3$	$k+5$	$k+7$
0	4					35/16	-35/16	21/16	-5/16
1	3				1/16	15/16	-5/16	1/16	
2	2			-1/16	9/16	9/16	-1/16		
3	1		1/16	-5/16	15/16	5/16			
4	0	5/16	21/16	-35/16	35/16				

В общем случае число операций, требуемых для предсказания одного отсчета, будет составлять $N_{op} = 2 \cdot L - 1$, где L – число коэффициентов интерполяционного многочлена ($L=2$, $N_{op} = 3$ в случае линейной интерполяции и $L=4$, $N_{op} = 15$ для кубической). Однако, как видно из таблиц коэффициентов, в каждой строчке за счет симметричности имеется хотя бы одна пара коэффициентов, равная по модулю, что в свою очередь приводит к сокращению числа операций. Если не принимать во внимание обработку границ и использовать только коэффициенты третьей строчки (для двух отсчетов справа и двух слева), то число операций в случае кубической интерполяции сокращается до 6:

$$\gamma_{-j,k} = \lambda_{-j+1,k} - \frac{1}{16} (9 \cdot (\lambda_{-j+1,k-1} + \lambda_{-j+1,k+1}) - \lambda_{-j+1,k-3} - \lambda_{-j+1,k+3}) \quad (7)$$

Обновление коэффициентов представляет собой более простую процедуру и может производиться по одному сценарию независимо от степени интерполяционного полинома. Для достаточно длинных сигналов лифтинговые коэффициенты становятся равными (для всех λ вдали от границ):

$$\lambda_{-1,k} = \lambda_{-1,k} + \frac{1}{4} (\gamma_{-1,k-1} + \gamma_{-1,k})$$

Таким образом, на обновление одного отсчета требуется всего три операции. Учитывая то, что в предсказании и обновлении участвует только половина отсчетов сигнала, максимальное число операций, требуемых для вычисления лифтинг-преобразования, на первом

уровне будет составлять $N_1 = \frac{N}{2} \cdot (2L + 3)$. Последующие уровни преобразования сокращают длину сигнала вдвое до тех пор, пока она не станет равной L . Следовательно, максимальное число шагов преобразования при лифтинг-схеме и при быстром вейвлет-преобразовании будет одинаковым: $N_s = \log_2 \frac{N}{L} + 1$. Однако на практике обычно выполняют только первых несколько шагов в зависимости от поставленной задачи и вида входного сигнала. Суммарное число операций (на всех шагах преобразования) у лифтинг-схемы

$$N_{op} = N_1 \cdot \sum_{k=0}^{N_T-1} 2^{-k}$$

Очевидно, при использовании фильтров одинаковой длины на быстрое действие алгоритма влияет количество операций, производимых на первом уровне преобразования. Для быстрого вейвлет-преобразования: $N_1 = N \cdot (2L - 1)$, для лифтинг-схемы $N_1 = \frac{N}{2} \cdot (2L + 3)$. Учитывая возможность сокращения числа операций на этапе предсказания для кубической интерполяции, число операций на первом уровне будет составлять $N_1 = \frac{N}{2} \cdot 9$, вместо $N_1 = \frac{N}{2} \cdot 11$, что несколько ускорит вычисления. Остается добавить, что для аналогичного быстрого вейвлет-преобразования с фильтром $L=4$ число операций на первом уровне $N_1 = 7N$. Дополним табл. 2 параметрами быстрого действия лифтинг-схемы, результат представим в табл. 3.

Таблица 3

Длина сигнала	N_{op} (БВП)		N_{op} (лифтинг-схема)		
	$L=2$	$L=4$	$L=2$	$L=4$	упрощ.
8	42	84	49	66	54
64	378	868	441	682	558
256	1530	3556	1785	2794	2286
512	3066	7140	3577	5610	4590
1024	6138	14308	7161	11242	9198

Выводы

Таким образом, применение одномерного вейвлет-преобразования для параметрической спектральной обработки нестационарных сигналов обладает следующими преимуществами по сравнению с существующими методами:

- выбор метода преобразования зависит от вида поставленной задачи;
- отображение данных в масштабно-временную (частотную) плоскости позволяет «высвет-лить» различные свойства сложного сигнала, невидимые при обычном представлении;
- позволяют получить неперекрывающуюся информацию о сигнале в виде вейвлет-коэффициентов, которые легко вычисляются с помощью итерационной процедуры, известной под названием быстрого вейвлет-преобразования;
- быстрое вейвлет-преобразование выглядит несколько необычно, потому что оно не может быть записано в аналитической форме или же представлено в виде решений каких-то дифференциальных уравнений, а характеризуется набором численных коэффициентов в некоторых функциональных уравнениях, содержащих изменение масштаба и сдвиг аргументов.
- как видно из таблицы 3, лифтинг-схема имеет лучшие показатели по быстродействию для фильтров порядка больше 4, в то же время не стоит забывать и о качественных результатах преобразования;

- с учетом того, что лифтинг-преобразование полностью обратимое и не приводит к потерям качества, а зачастую получаются даже лучшие результаты, чем при использовании быстрого вейвлет-преобразования, следует признать, что данный метод вычисления в настоящее время является наилучшим;

-рассмотренные методы можно эффективно применять в современной измерительной аппаратуре в виде программной или аппаратной реализации.

Список литературы: 1. *Марпл С.Л.* Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с. 2. *Воробьев В.И., Грибунин В.Г.* Теория и практика вейвлет-преобразования. С.-Петербург: ВУС, 1999. 3 *Дьяконов В.П.* Вейвлеты. От теории к практике. М: Солон-Р, 2002. 408 с. 4. С. К. Chui. *An Introduction to Wavelets.* Academic Press, San Diego, CA, 1992. 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 радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 24.03.2005

ИССЛЕДОВАНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОСТАТОЧНЫХ ФЛУКТУАЦИЙ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ НЕЛИНЕЙНЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ С ПУАССОНОВСКИМ ЗАКОНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОМЕХ

Введение

На практике достаточно часто встречаются одномерные и двумерные сигналы, а также результаты измерений, для которых помехи или ошибки первичных измерений характеризуются пуассоновской плотностью распределения вероятности (ПРВ). В частности, ПРВ Пуассона характерна для многократных телеметрических измерений радиационных параметров, проводимых в течение интервалов времени фиксированной длительности [1]. Оценки скорости манипуляции ЧМ и ФМ сигналов также описываются ПРВ Пуассона [2-4]. Наконец, этот закон распределения характерен для однородных участков рентгеновских изображений [5].

Наличие помех или ошибок измерений, имеющих ПРВ Пуассона, приводит к необходимости повышения точности измерений или качества изображений путем их вторичной обработки, реализуемой с помощью тех или иных фильтров [4,5]. В связи с тем, что одновременно с флуктуационными помехами или ошибками измерений возможно присутствие импульсных помех или аномальных измерений, при вторичной обработке предпочтительным представляется использование методов нелинейной (устойчивой) фильтрации, позволяющих не только сравнительно легко устранить такие виды помех, но и лучше, чем линейные фильтры, сохранить полезную информацию в обрабатываемых процессах: резкие изменения и экстремумы сигнальной составляющей для одномерных процессов, границы и мелкие детали в изображениях [4,5].

Процессы с Пуассоновской ПРВ существенно отличаются по своим свойствам от сигналов и изображений, искаженных аддитивными или мультипликативными помехами с гауссовой ПРВ. Во-первых, помехи являются сигнально-зависимыми, поскольку для ПРВ Пуассона математическое ожидание равно дисперсии. Во-вторых, ПРВ Пуассона является несимметричным относительно математического ожидания (истинного значения оцениваемого параметра), что особо явно проявляется при малых истинных значениях оцениваемого параметра. В-третьих, распределение является дискретным, поскольку случайные величины способны принимать только неотрицательные целые значения.

Отмеченные особенности приводят к специфическому поведению статистических характеристик на выходе нелинейных фильтров, что подтверждают как опыт аналогичных исследований для других ПРВ, не симметричных относительно математического ожидания [6], так и результаты предварительного анализа, представленные в нашей работе [7]. В частности, показано, что для многих нелинейных фильтров может иметь место смещенность выходных значений относительно истинного значения оцениваемого параметра или процесса.

Однако в [7] анализ проведен для ограниченного круга типов и параметров нелинейных фильтров. Поэтому целью данной статьи является проведение более подробного анализа для выработки обоснованных рекомендаций по выбору нелинейных фильтров, применимых для вторичной обработки сигналов и изображений, значения отсчетов или пикселей которых искажены случайными флуктуациями с ПРВ Пуассона.

Модели сигнальной и помеховой составляющих

Рассмотрим сначала модель одномерного информационного процесса $S(t_i) = S(i)$, $i = 1, \dots, I$, где I – количество отсчетов сигнала. Предположим, что в каждый i -й момент времени значение $S(i)$ подчиняется закону распределения Пуассона:

$$f(i, k) = \frac{e^{-\lambda(i)} \lambda(i)^k}{k!}, \quad k = 0, \dots, \infty, \quad (1)$$

где $\lambda(i)$ – истинное значение измеряемого параметра, причем выполняется условие $\lambda > 0$.

Аналогичным образом для изображений $I(i, j)$, $i = 1, \dots, I$, $j = 1, \dots, J$ (I и J определяют размеры, т.е. число пикселей, изображения в строках и столбцах) может быть использована следующая запись:

$$f(i, j, k) = \frac{e^{-\lambda(i, j)} \lambda(i, j)^k}{k!}, \quad (2)$$

где $\lambda(i, j)$ – истинное значение ij -го пикселя изображения, k – целое неотрицательное число.

Пример одномерного процесса с $\lambda(i) = \text{Const} = 4$ показан на рис. 1, а его ПРВ (1) – на рис. 2. Как видно, конкретные значения могут существенно отличаться от истинного, превышая его в несколько раз. Это легко объяснить, поскольку для ПРВ Пуассона и математическое ожидание m_p , и дисперсия σ_p^2 равны λ , а среднеквадратическое отклонение $\sigma_p = \sqrt{\lambda}$. В связи с этим, если точность первичных измерений характеризовать параметром $\sigma_p / m_p = 1 / \sqrt{\lambda}$, то для малых, порядка единиц, значений $\lambda(i)$ оказывается, что точность измерений невысока. Даже для больших $\lambda(i)$ в ряде практических ситуаций она может быть недостаточной.

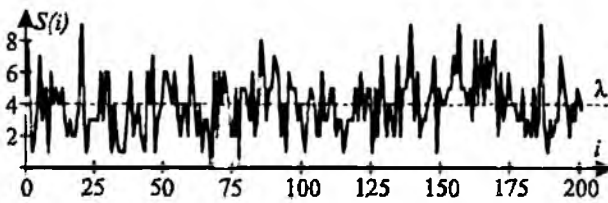


Рис. 1

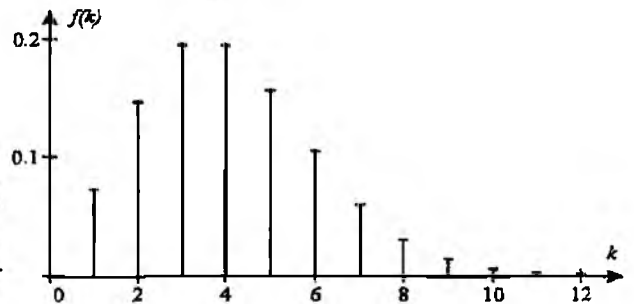


Рис. 2

Аналогичная картина имеет место и для изображений. Пример рентгеновского изображения приведен на рис. 3 (рентгеновское изображение, отсчеты которого искажены пуассоновским шумом). Флуктуации при малых значениях $\lambda(i, j)$ (на участках темного фона) практически не заметны, что связано с особенностями зрительного восприятия визуализированных черно-белых изображений.

Однако приведенная на рис. 4 гистограмма значений изображения для такого однородного участка со средним значением $\bar{\lambda} \approx 4,0$ показывает, что закон распределения близок к Пуассоновскому (оценка дисперсии также примерно равна 4,0). При этом на однородных участках с $\bar{\lambda}$ порядка 50 (более светлых) флуктуации становятся зрительно заметными и закон их распределения близок к гауссову, что характерно для ПРВ Пуассона при $\lambda(i, j)$ порядка десятков.



Рис. 3

Приведенные примеры свидетельствуют о том, что для повышения точности измерений и качества изображений желательно использовать методы их вторичной обработки (фильтрации). Учитывая тот факт, что на практике не исключено возможное наличие импульсных помех [4,5], а также принимая во внимание необходимость сохранить при фильтрации границы объектов на изображениях или участки с резким изменением значений $\lambda(i)$ при обработке одномерных сигналов, остановимся на рассмотрении свойств нелинейных фильтров на основе робастных оценок [8] и порядковых статистик [9], которые для таких или аналогичных сигнально-помеховых ситуаций нашли достаточно широкое применение [5,9].

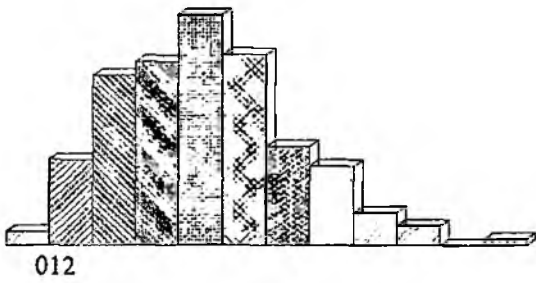


Рис. 4

Как отмечалось ранее, многие методы нелинейной фильтрации в скользящем окне так или иначе основываются на сортировке выборки данных и вычислении порядковых статистик. Примерами таких фильтров являются медианный, α -урезанные и, в целом, L -фильтры [9], для которых выходное значение при обработке одномерных процессов получают в виде

$$S(i) = \sum_{n=1}^N a_n S^{(n)}(i), \quad \sum_{n=1}^N a_n = 1, \quad (3)$$

где N – размер скользящего окна; $a_n, n = 1, \dots, N$ – весовые коэффициенты; $S^{(n)}(i)$ – n -я порядковая статистика для выборки данных при положении центра скользящего окна в i -м отсчете. При этом для медианного фильтра в (3) только $a_{(N+1)/2} = 1$, а все остальные весовые коэффициенты a_n равны 0. Для α -урезанных фильтров имеется $N - N_{\alpha 1} - N_{\alpha 2}$ ненулевых a_n , которые равны $1/(N - N_{\alpha 1} - N_{\alpha 2})$, где $N_{\alpha 1}, N_{\alpha 2}$ – количество соответственно минимальных и максимальных элементов отсортированной выборки (порядковых статистик с $n = 1, \dots, N_{\alpha 1}$ и $n = N - N_{\alpha 2} + 1, \dots, N$), которые «не учитываются» при расчете выходного значения, поскольку для них соответствующие весовые коэффициенты a_n равны 0.

Теория [9] предоставляет возможность рассчитать ПРВ любой порядковой статистики для выборок данных размером N при условии, что известна ПРВ случайных величин, для которых формируются (генерируются) эти выборки. Вместе с тем, интегральные выражения, приведенные в [9], применимы лишь в ситуациях, когда ПРВ не является заданным на наборе дискретных значений, что, собственно, имеет место в случае ПРВ Пуассона, для которого две или даже несколько случайных величин могут иметь одинаковые значения, поскольку k в (1) и (2) – это целые неотрицательные числа.

Для ПРВ, имеющих ненулевые значения только для дискретных значений аргумента, для расчета ПРВ порядковых статистик применимы выражения, приведенные для этого частного случая в [12,13]. ПРВ n -й порядковой статистики в случае ПРВ Пуассона описывается выражением

$$f_{n,N}(k) = \sum_{r=n}^N \binom{N}{r} \left[\{F(k)\}^r \{1 - F(k)\}^{N-r} - \{F(k-1)\}^r \{1 - F(k-1)\}^{N-r} \right], \quad (4)$$

где $k=0, 1, 2, \dots, \infty$, $\binom{N}{r}$ – биномиальные коэффициенты; $F(x)$ – распределение вероятности для рассматриваемой ПРВ.

Распределение вероятности n -й порядковой статистики определяется как [12,13]:

$$F_{n,N}(k) = \sum_{r=n}^N \binom{N}{r} \{F(k)\}^r \{1 - F(k)\}^{N-r} \quad (5)$$

Кроме того, нелинейные фильтры, осуществляющие обработку данных в скользящем окне, используются в качестве компонент локально-адаптивных фильтров с жестким переключением [10,11], что дополнительно обуславливает целесообразность исследования статистических характеристик их выходных сигналов.

Статистические характеристики порядковых статистик и выходных сигналов медианного фильтра

При $\lambda(i)=\text{Const}=\lambda$, имеем

$$f(k) = \frac{e^{-\lambda} \lambda^k}{k!} \quad \text{для целых } k \geq 0, \quad (6)$$

и тогда

$$F(k) = \sum_{q=0}^k \frac{e^{-\lambda} \lambda^q}{q!} \quad (7)$$

Учитывая (7), можно аналитически рассчитать ПРВ (4) и распределение вероятности (5). Результаты таких расчетов при $\lambda=4$ и $N=7$ представлены на рис. 5 (а – ПРВ $f_{n,N}(k)$ и б – $F_{n,N}(k)$ при $\lambda=4$ и $N=7$) для всех семи порядковых статистик. Визуальный анализ $f_{n,N}(k)$ показывает отличительные особенности ПРВ порядковых статистик для распределения Пуассона от тех закономерностей, которые наблюдаются для $f_{n,N}(k)$ при гауссовой и многих других, симметричных относительно математического ожидания (МО), распределений помех [14]. Для симметричных ПРВ $f_{n,N}(k)$ для медианы выборки имеет симметричный вид с положением максимума, совпадающим с МО [14]. Для ПРВ Пуассона $f_{n,N}(k)$ для медианы выборки (4-я порядковая статистика в рассматриваемом случае) имеет несимметричный вид, причем наиболее явно это просматривается при малых λ и N .

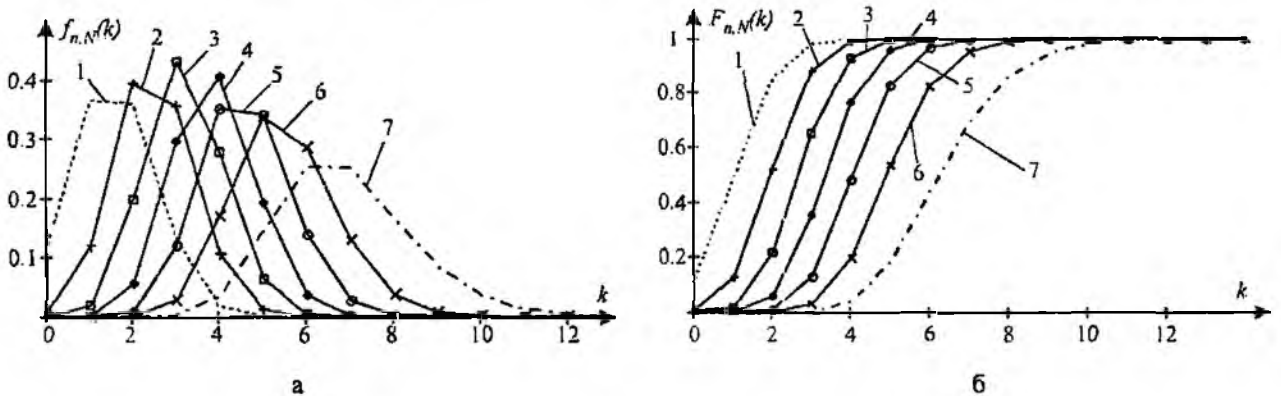


Рис. 5

По мере увеличения λ и N ПРВ $f_{n,N}(k)$ для медианы выборки становится более симметричной функцией, что хорошо видно на рис. 6 (ПРВ медианы пуассоновской выборки при различных λ а – для размера окна $N=5$ и б – для $N=25$). Такая симметричность ПРВ $f_{n,N}(k)$ «центральных» порядковых статистик (то есть тех порядковых статистик, МО которых близко к аргументу моды ПРВ данной случайной величины) при достаточно больших N является общей тенденцией [9,14]. Это свидетельствует о том, что в результате применения нелинейных фильтров, для которых обычно число элементов в скользящем окне имеет порядок десятков, при обработке изображений происходит нормализация остаточных флуктуаций на однородных участках, что важно при решении на последующих этапах задач распознавания объектов [15].

Приведенные выше выражения (4)-(7) позволяют при заданном N рассчитывать МО и дисперсию любой порядковой статистики, что, в свою очередь, может служить основой для расчета МО и дисперсии на выходе фильтра для участков с $\lambda(i)=\text{Const}$ в случае обработки одномерных процессов или при фильтрации однородных участков изображений ($\lambda(i,j)=\text{Const}$). В частности, легко аналитически рассчитать МО выходного сигнала медианного фильтра m_{med} (порядковой статистики с индексом $j_{med} = (N+1)/2$):

$$m_{med} = \int_0^{\infty} x f_{j_{med}, N}(x) dx = \sum_{k=0}^{K \rightarrow \infty} k f_{j_{med}, N}(k) \quad (8)$$

или смещенность выходного сигнала медианного фильтра;

$$\Delta = \lambda - \sum_{k=0}^{K \rightarrow \infty} k f_{j_{med}, N}(k). \quad (9)$$

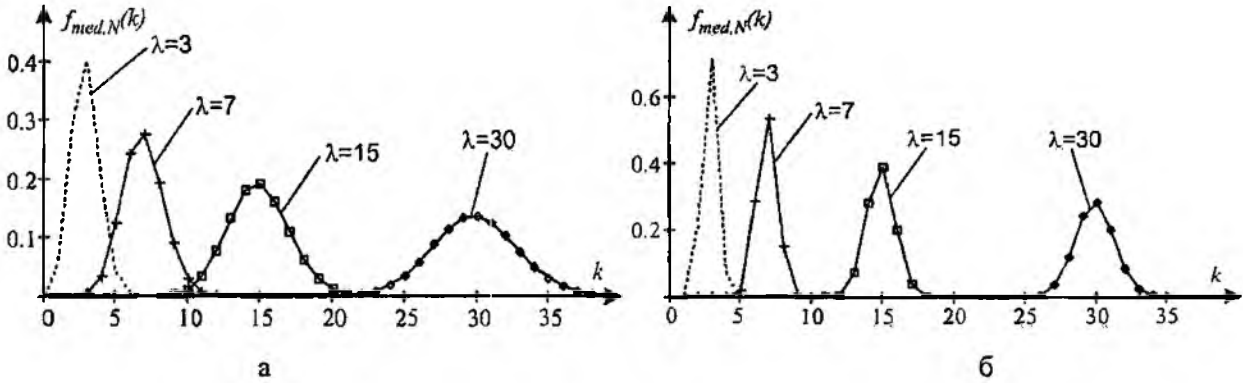


Рис. 6

При этом, во-первых, учитывается тот факт, что значение медианы выборки (как и любой другой порядковой статистики) для выборки данных, подчиняющихся ПРВ Пуассона, может быть только неотрицательным целым числом. Значение параметра K в (8) и (9) при проведении расчетов, естественно, должно быть конечным. Исследования показали, что при $\lambda(t_i)$ порядка единиц при любых $K \geq 50$ расчетные значения МО практически неизменны. Для больших значений $\lambda(t_i)$ с целью обеспечения необходимой точности расчета МО достаточно выбрать $K \geq (3 \dots 5) \lambda(t_i)$.

Полученные зависимости $\Delta(\lambda)$ (9) для нескольких значений параметра N приведены на рис. 7. Рассмотренные значения N характерны для случаев применения медианного фильтра для обработки одномерных процессов ($N=5$, $N=9$ и $N=15$) и изображений (скользящие окна квадратной формы с $N=9=3 \times 3$, $N=25=5 \times 5$ и $N=49=7 \times 7$) [15].

Прежде всего, следует отметить тот факт, что при использовании медианного фильтра имеют место ненулевые значения $\Delta(\lambda)$, то есть наблюдается смещенность выходных значений.

Интересно, что при $\lambda > 5$ для всех рассмотренных N смещенность $\Delta(\lambda)$ практически не зависит от λ , то есть остается постоянной. Имеет место некоторая зависимость $\Delta(\lambda)$ от N , но, в целом, значения $\Delta(\lambda)$ при $\lambda > 5$ почти всегда лежат в пределах от 0,12 до 0,16, причем Δ тем больше, чем больше N . Исключение составляют значения $\Delta(\lambda)$ при $\lambda > 5$.

На рис. 8 показаны зависимости $\Delta(N)$ при четырех различных значениях λ . Лишь при малых λ (равных 1 и 2) зависимости $\Delta(N)$ существенно различаются между собой. При $\lambda > 5 \dots 10$ и $N > 9$ значения Δ практически не зависят от размера окна и λ , оставаясь примерно равными 0,15.

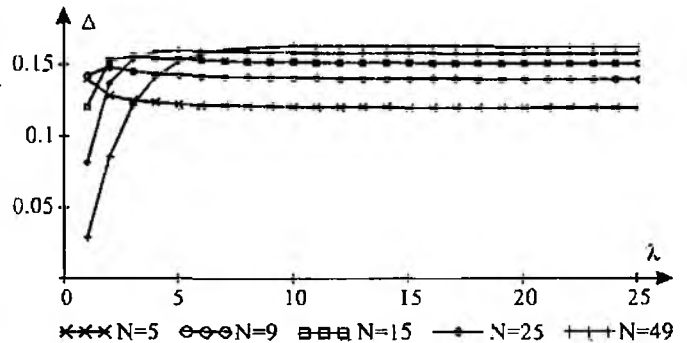


Рис. 7

Если рассматривать относительную систематическую ошибку Δ/λ , то она возрастает при уменьшении λ , что необходимо иметь в виду в случае применения медианного фильтра для обработки последовательности измерений числа импульсов в единицу времени в автоматизированных системах контроля радиационной обстановки (АСКРО), для которых характерна «работа на фонах», т.е. при малых, порядка единиц, значениях $\{\lambda(t_i)\}$. Указанная особенность МО медианного фильтра, безусловно, является его недостатком.

Рассмотрим теперь дисперсию остаточных флуктуаций на выходе медианного фильтра σ_{res}^2 , которая для заданных N и λ может быть аналитически рассчитана в виде

$$\sigma_{res}^2 = \sum_{k=0}^{K \rightarrow \infty} k^2 f_{j_{med}, N}(k) - \left(\sum_{k=0}^{K \rightarrow \infty} k f_{j_{med}, N}(k) \right)^2. \quad (10)$$

При этом рекомендации относительно выбора конкретного значения параметра K в выражение (10) такие же, как и при проведении аналогичных расчетов в (8) и (9).

Полученные зависимости могут быть представлены как в виде функции $\sigma_{res}^2(\lambda)$, так и в виде функции $\chi(\lambda) = \lambda/\sigma_{res}^2(\lambda)$, $\sigma_p^2 = \lambda$, характеризующей степень подавления помех. Значения параметра χ были рассчитаны аналитически для нескольких различных значений N и λ . Полученные зависимости приведены на рис. 9 (а – зависимости $\chi(N)$ для различных λ и б – зависимости $\chi(\lambda)$ для различных N). Как и следовало ожидать, при увеличении N значения χ при всех четырех фиксированных λ возрастают примерно пропорционально N за исключением случая $\lambda=1$, для которого имеет место более быстрый рост (рис. 9 а). С другой стороны, при заданных N и $\lambda > 5 \dots 10$ значения параметра χ мало изменяются (рис. 9 б). Анализ показывает, что для приближенного расчета χ при этом можно использовать то же выражение, что и для гауссовых помех [9], то есть $\chi \approx 2(N - 1 + \pi/2)/\pi$.

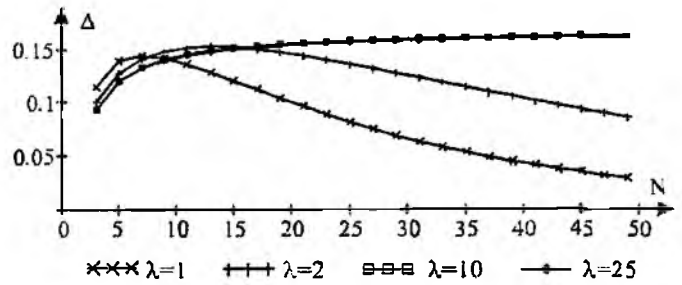
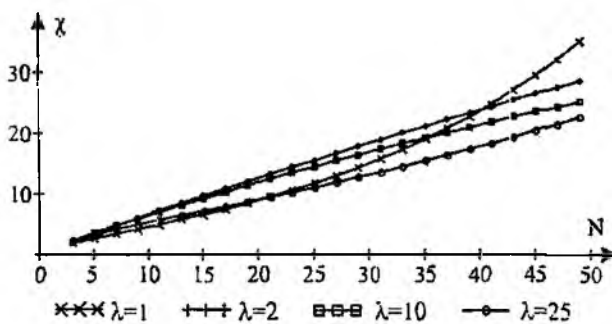
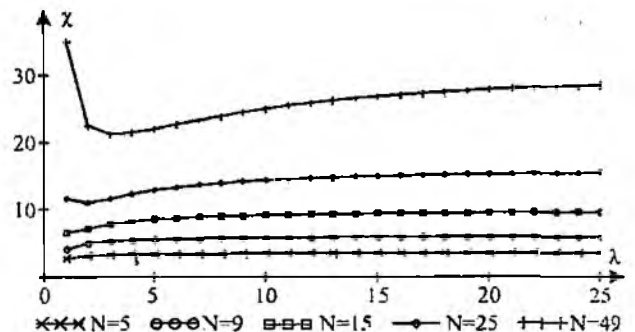


Рис. 8



а



б

Рис. 9

Как уже отмечалось, для медианного фильтра все приведенные выше соответствующие зависимости были получены аналитически. Однако, это может быть сделано не для всех нелинейных фильтров. Поэтому сначала сравним результаты аналитических расчетов с данными, полученными численным моделированием в оболочке MathCAD. В качестве примера на рис. 10 приведены те же зависимости, что и на рис. 9 б. Сравнение показывает, что соответствующие зависимости на рис. 9 б и 10 практически совпадают, что обуславливает воз-

возможность использования численного моделирования при анализе свойств нелинейных фильтров, для которых примененные аналитические подходы более сложно или невозможно в принципе.

При этом напомним, что в нашей статье [7] приведены сведения о свойствах α -урезанных фильтров, для которых тоже наблюдается смещенность выходных сигналов, которая, впрочем, при одних и тех же N и λ меньше, чем для медианного фильтра.

Значения χ для α -урезанных фильтров при одних и тех же N и λ больше, чем для медианного, и зависят от параметров усечения выборки. В целом же закономерности для зависимостей $\chi(\lambda)$, $\chi(N)$, $\Delta(\lambda)$ и $\Delta(N)$ при применении α -урезанных фильтров те же, что и при использовании медианного фильтра.

Единственное отличие состоит в следующем. Для α -урезанных фильтров выходное значение, в отличие от выходных значений медианного фильтра, чаще является реальным, чем целым числом. В то же время для большинства приложений цифровой обработки изображений и многих приложений цифровой обработки одномерных сигналов выходные значения должны быть целыми числами, для чего используют округление выходных значений α -урезанных фильтров в сторону ближайшего целого. В связи с отмеченной смещенностью выходных значений α -урезанных фильтров предлагается до выполнения операции округления компенсировать смещенность добавлением к полученному значению на выходе α -урезанного фильтра величины, равной средней по возможному диапазону λ смещенности, которая при обычно используемом $\alpha \approx 0,2$ ($\alpha = N_{\alpha 1} / N = N_{\alpha 2} / N$) примерно равна $0,1$. Для приближительного расчета χ при $\alpha \approx 0,2$ можно пользоваться соотношением $\chi \approx 0,85N$.

Статистические характеристики выходных сигналов фильтра Вилкоксона и рекурсивного медианного фильтра

Фильтр Вилкоксона, предусматривающий вычисление медианы выборки, расширенной относительно исходной за счет включения всех возможных попарных средних [9], по способности подавлять гауссовы помехи является среди нелинейных фильтров одним из самых близких к линейному усредняющему фильтру. При этом фильтр Вилкоксона обладает хорошей способностью устранять импульсные помехи [9,11] и рядом других полезных свойств. Поэтому по аналогии с методикой, использованной в разд. 2, проанализируем основные статистические характеристики фильтра Вилкоксона при его применении для обработки сигналов и изображений, искаженных помехами с ПРВ Пуассона. При этом исследования, результаты которых приведены ниже, основываются на анализе данных численного моделирования.

На рис. 11 показаны зависимости $\Delta(\lambda)$ для пяти различных N при использовании фильтра Вилкоксона. Хорошо видно, что и в этом случае имеет место смещенность, однако значения $\Delta(\lambda)$ для большинства рассмотренных N и λ в несколько раз меньше, чем при использовании медианного фильтра (сравните графики на рис. 11 с графиками на рис. 7). Для всех рассмотренных N наблюдаются несколько большие значения Δ при $\lambda \leq 7$, а затем при дальнейшем увеличении значения λ смещенность Δ уменьшается и остается на примерно постоянном уровне, зависящем только от N . При $N=5$ смещенность

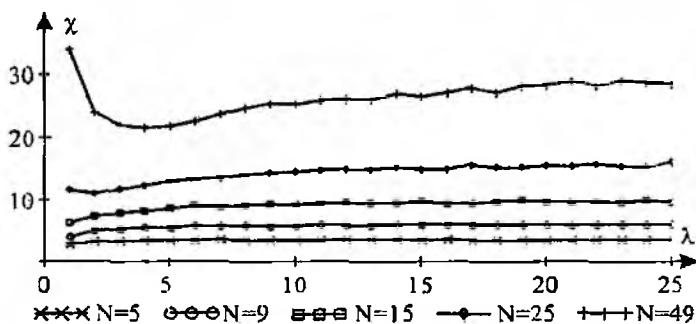


Рис. 10

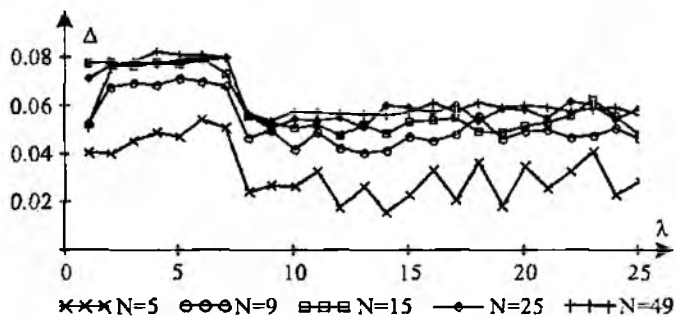


Рис. 11

несколько меньше, чем для остальных исследованных значений N , для которых Δ можно считать примерно равной 0,06.

На рис. 12 приведена зависимость $\chi(\lambda)$ для пяти различных N . Как видно, во-первых, при $\lambda > 10$ значения $\chi(\lambda)$ остаются примерно постоянными, причем $\chi(\lambda)$ практически линейно увеличиваются при возрастании N . Для приблизительного расчета χ можно пользоваться соотношением $\chi \approx 0,9N$, то есть эффективность подавления помех для фильтра Вилкоксона при фиксированном N выше,

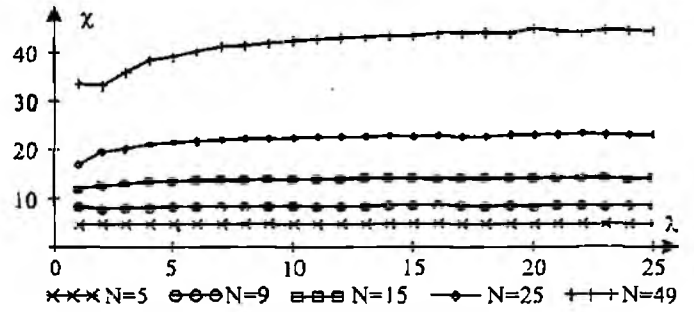


Рис. 12

чем для медианного и α -урезанного фильтра (при $\alpha \approx 0,2$). Ограничением к практическому применению фильтра Вилкоксона может быть его невысокое быстродействие. Кроме того, с учетом специфики расчета выходного значения, оно может быть либо целым числом, либо равным $p+0,5$, где p – некоторое целое число. В последнем случае, округление следует выполнять в большую сторону.

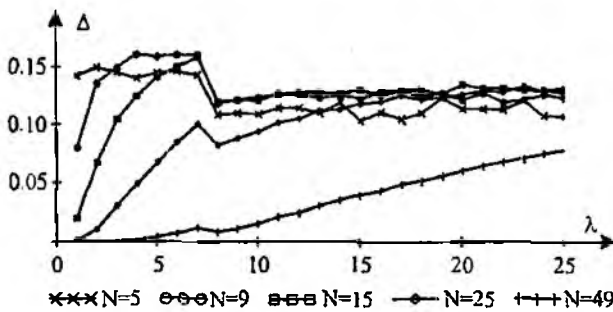
Рекурсивный медианный фильтр [9] по своим основным свойствам очень близок к медианному фильтру. По крайней мере, это относится к способности сохранять перепады и сигналы прямоугольной формы заданной длительности в зависимости от размера скользящего окна N . Более того, рекурсивный медианный фильтр часто способен устранить большее число импульсных помех, попадающих в скользящее окно, чем обычный медианный, и он обладает лучшей способностью подавлять помехи с гауссовой ПРВ.

Напомним, что выходное значение рекурсивного медианного фильтра получают в виде:

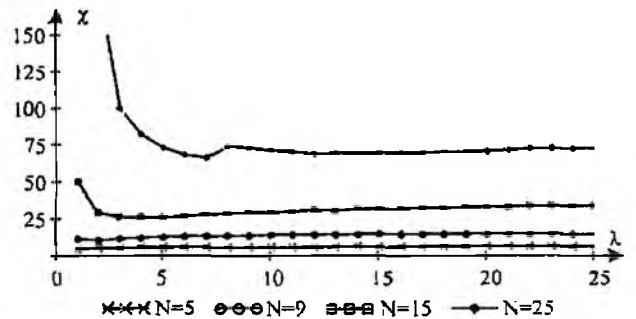
$$S^{rmf}(i) = med \left\{ S^{rmf}(j), j = i - (N-1)/2, \dots, i-1; S(l), l = i, \dots, i + (N-1)/2 \right\} \quad (11)$$

где $med\{\}$ означает расчет медианы для выборки данных.

Методами численного моделирования были получены основные зависимости статистических характеристик выходных сигналов рекурсивного медианного фильтра. Зависимости $\Delta(\lambda)$ для различных N приведены на рис. 13 а, а графики $\chi(\lambda)$ – на рис. 13 б. Очевидно, что и при использовании рекурсивного медианного фильтра имеет место смещенность выходных значений, которая, впрочем, обычно несколько меньше, чем при использовании обычного медианного фильтра, особенно при больших N .



а



б

Рис. 13

Анализ графиков $\chi(\lambda)$ на рис. 13 б показывает, что при увеличении N степень подавления помех возрастает примерно пропорционально ему и мало зависит от λ за исключением малых, порядка единиц, значений этого параметра. Увеличение $\chi(\lambda)$ при $\lambda < 10$, особенно при больших N , обусловлено тем, что часто на выходе рекурсивного медианного фильтра при $\lambda = Const$ остаточные флуктуации относительно истинного значения λ практически отсут-

ствуют. При $\lambda > 10$ рекурсивный медианный фильтр обеспечивает лучшее подавление помех, чем обычный медианный фильтр и фильтр Вилкоксона. Выходные значения рекурсивного медианного фильтра представляют собой целые числа. Его остальные свойства, в частности быстроедействие и эффективность подавления помех, позволяют рекомендовать его для обработки одномерных процессов.

Заключение

Проведенные исследования позволяют сделать вывод о том, что при использовании многих нелинейных фильтров для обработки одномерных процессов и изображений, искаженных помехами с пуассоновской ПРВ, имеет место небольшая смещенность выходных значений, которая для участков постоянного сигнала и однородных участков изображений мало зависит от N и λ и может быть скомпенсирована. По способности подавлять помехи фильтр Вилкоксона и рекурсивный медианный фильтр превосходят обычный медианный фильтр. Вместе с тем, окончательные практические рекомендации по выбору методов обработки сигналов и изображений, искаженных помехами с пуассоновской ПРВ, могут быть сделаны лишь на основании анализа, который следует проводить для адекватных моделей одномерных и двумерных информационных процессов.

Список литературы: 1. *Смирнов Н.В., Дунин-Барковский И.В.* Курс теории вероятности и математической статистики для технических приложений: Учеб. пособие для вузов. М.: Наука, 1969. 511 с. 2. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 2. М.: Сов. радио, 1975. 392 с. 3. *Френкс Л.* Теория сигналов. М.: Сов. радио, 1974. 432 с. 4. *Степанов А.В., Матвеев С.А.* Методы компьютерной обработки сигналов систем радиосвязи. М.: СОЛОН-Пресс, 2003. 208 с. 5. *Aach T., Kunz D.* Multiscale Linear/Median Hybrid Filters for Noise Reduction in Low Dose X-Ray Images // Proceedings of ICIP. 1997. V. 2. P. 358-361. 6. *Лукин В.В., Мельник В.П., Чемеровский В.И.* Оптимальные и субоптимальные L-фильтры для обработки РСА-изображений // Авиационно-космическая техника и технология. Харьков: ХАИ, 1998. Вып. 6. С. 293-297. 7. *Yeltsov P., Besedin A., Peltonen S., Lukin V.* Statistical Characteristics of Nonlinear Filter Outputs for Poisson Distributed Processes // Proceedings of the Seventh All-Ukrainian Conference on Signal/Image Processing and Pattern Recognition, Kiev, Ukraine, Oct. 2004. P. 69-72. 8. *Хьюбер Дж.П.* Робастность в статистике / Пер. с англ. М.: Мир, 1984. 304 с. 9. *Astola J., Kuosmanen P.* Fundamentals of nonlinear digital filtering. Boca Raton (USA): CRC Press LLC., 1997. 276 p. 10. *Lukin V., Melnik V., Chemerovsky V., Astola J., Saarinen K.* Hard-switching adaptive filter for speckle image processing // Proceedings of SPIE International Symposium on Optical Science, Engineering, and Instrumentation. San Diego (USA), 1998. SPIE. V. 3457. P. 31-42. 11. *Лукин В.В.* Анализ поведения показателей локальной активности для нелинейных адаптивных фильтров // Радиофизика и электроника. Харьков: ИРЭ НАНУ, 1998. Вып.3. N 2. С. 80-89. 12. *Arnold B.C., Balakrishnan N., Nagaraja H.N.* A First Course in Order Statistics. - NY (USA): A Wiley-Interscience Publication, 1992. 279 p. 13. *Hampel F.R., Ronchetti E.M., Rousseeuw P.J., Stahel W.A.* Robust Statistics. The Approach Based on Influence Functions. NY (USA): John Wiley and Sons, 1987. 502 p. 14. *Suoranta R.* Amplitude domain approach to digital filtering. Theory and applications: Thesis for the degree of Doctor of Technology, Tampere (Finland, Tampere University of Technology), 1995. 199 p. 15. *Трифонов А.П., Шмаков Ю.С.* Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь, 1986. 264 с.

*Национальный аэрокосмический университет
им. Н.Е. Жуковского «ХАИ»*

Поступила в редколлегию 17.03.2005

АНАЛИЗ НАПРАВЛЕННЫХ СВОЙСТВ ПЛОСКИХ ДИСКРЕТНО-ИМПЕДАНСНЫХ РЕФЛЕКТОРОВ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН

В последние годы рядом авторов были предложены конструкции, реализующие нетрадиционные способы формирования полей в линзовых и зеркальных антеннах с применением зонированных (дискретных) проводящих рабочих поверхностей [1-6]. Понятием "зонирование" (дискретизация) обозначают процедуру условного разбиения произвольной поверхности (либо семейства поверхностей) на зоны (области) согласно заданному алгоритму.

В зависимости от формы, электрических свойств и применяемого алгоритма дискретизации такие поверхности могут, в частности, быть плоскими, параболическими или гиперболическими, диэлектрическими, проводящими или импедансными. Они могут использоваться в зеркальных и линзовых антеннах и коллиматорах для создания квазиплоских полей или для фокусировки.

Варианты зеркальных либо линзовых антенн с однослойной дискретно-плоской проводящей поверхностью часто называют антеннами Френеля, что связано с известным из оптики разбиением плоской поверхности на зоны Френеля [7].

Рассмотрим случай, когда источник монохроматической электромагнитной волны помещен в точку F_1 — фокус линзы Френеля (рис. 1 а). В этом случае разбиение плоской поверхности на зоны Френеля обеспечивается при выполнении условия $r_n = f + n\lambda/2$, где n — номер зоны, r_n — расстояние от источника до внешнего края n -й зоны, f — фокусное расстояние, λ — длина волны, а радиусы зон Френеля R_n определяются соотношением

$$R_n = \sqrt{f^2 + n\lambda f} \approx f + n\lambda/2. \quad (1)$$

При этом разность фаз электромагнитных полей, создаваемых источником в крайних точках каждой зоны, будет равна 180° .

Из всей полученной совокупности зон можно выделить два подмножества, в пределах каждого из которых разность фаз полей не превышает 180° . Это подмножества зон с четными (либо нечетными номерами), называют обычно «четными» либо «нечетными» зонами Френеля.

Если заполнить тонким проводящим слоем одно из подмножеств зон, например «четные» зоны, и оставить незаполненными «нечетные» зоны (рис. 1 б), то образуется симметричная дискретная поверхность (линза Френеля), которая одновременно обладает свойствами рефлектора. Например, при облучении такой поверхности источником, находящимся в фокусе, один главный максимум диаграммы направленности (ДН) будет ориентирован в положительном направлении оси z , а другой — в ее отрицательном направлении.

Следовательно, при использовании таких дискретных поверхностей в качестве элементов антенных устройств (линз либо рефлекторов) проявляется присущий им недостаток: более половины энергии падающего поля расходуется не по назначению. Эта энергия частично рассеивается, а частично концентрируется в нескольких точках, что характерно для многофокусных поверхностей.

Аналогично этому можно образовать дискретно-импедансную поверхность, считая, что как «четные», так и «нечетные» зоны заполнены неким материалом, свойства которого можно охарактеризовать импедансными граничными условиями, постоянными в пределах каждого рассматриваемого подмножества зон. Поверхность, на которой в результате дискретизации выделены некоторые подмножества зон, отличающиеся характером и величиной поверхностного импеданса, можно назвать дискретно-импедансной.

Целью данной работы является исследование электродинамических свойств дискретно-импедансных поверхностей, а также оценка эффективности рефлекторов зеркальных антенн, построенных на их основе.

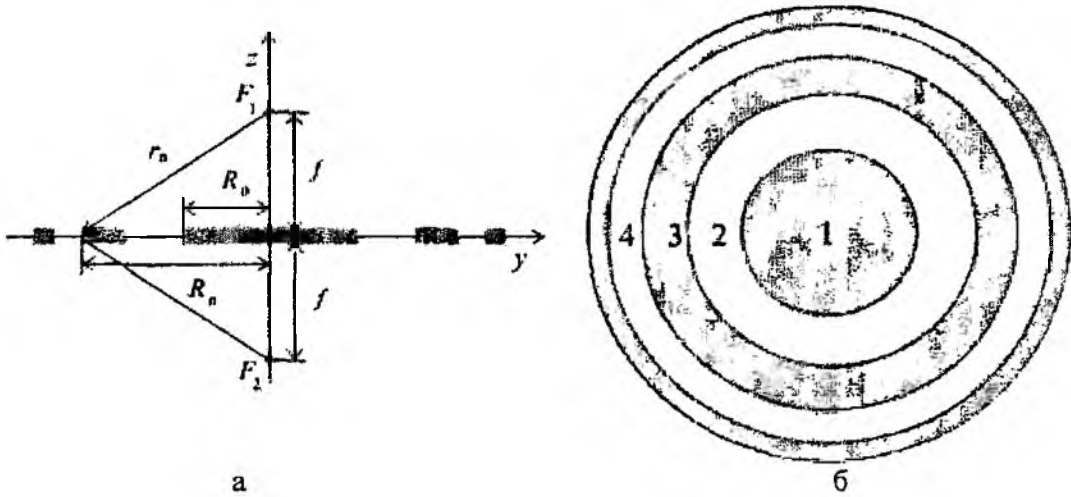


Рис. 1

Методика исследований

Рассмотрим следующую двумерную задачу. Пусть имеется бесконечная дискретно-импедансная плоскость S , представляющая собой примыкающие друг к другу импедансные полосы (рис.2). Размеры этих полос соответствуют зонам Френеля и определены в результате процедуры дискретизации, выполненной согласно формуле (1).

Облучатель в виде системы из l нитевидных токов размещен от плоскости S на расстоянии, соответствующем фокусному расстоянию, выбранному при дискретизации.

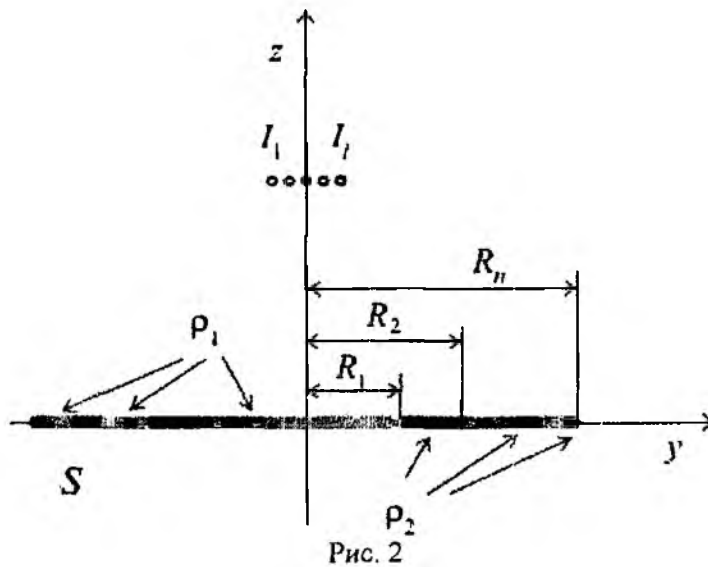


Рис. 2

Требуется найти распределение рассеянного поля в дальней зоне, рассчитать диаграмму направленности и КНД дискретно-импедансного рефлектора, задавая различные значения поверхностного импеданса на нечетных ρ_1 и четных ρ_2 зонах Френеля. Затем сравнить полученные результаты с аналогичными расчетами, выполненными для классических линз Френеля.

Пусть сторонние источники представляют собой решетку, состоящую из L параллельных оси x нитей магнитного тока с амплитудой $I_l, l = 1, \dots, L$.

Тогда плотность поверхностного тока $J(y, \rho(y))$ удовлетворяет уравнению [5]

$$J(y, \rho(y)) = \frac{\omega \varepsilon_0}{2} \int_S \rho(y') J(y', \rho(y')) H_0^{(2)}(k|y - y'|) dy' - \frac{\omega \varepsilon_0}{2} \sum_{l=1}^L I_l H_0^{(2)}(k|y - y_l|), \quad (2)$$

где $H_0^{(2)}(y)$ функция Ганкеля второго рода, $k = \omega \sqrt{\mu_a \varepsilon_a}$ волновое число верхнего полупространства.

В формуле (2) интегрирование осуществляется в пределах всей бесконечной плоскости S . Для того чтобы исследовать свойства дискретно-импедансного рефлектора конечных размеров, зададимся биномиальным распределением амплитуд токов источников.

В этом случае диаграмма направленности системы источников не содержит боковых лепестков [6] и, при определенном выборе фокусного расстояния (в процессе дискретизации поверхности), количества источников и расстояния между ними, облучаться будет только конечный участок дискретной поверхности ΔS . Это можно сделать таким образом, что за пределами области ΔS амплитуды поверхностных токов будут пренебрежимо малы. Следовательно, в (2) можно ограничиться интегрированием в пределах этой области, считая, что ее размеры соответствуют размеру апертуры исследуемого рефлектора. Тогда решая уравнение

$$J(y, \rho(y)) = \frac{\omega \varepsilon_0}{2} \int_{\Delta S} \rho(y') J(y', \rho(y')) H_0^{(2)}(k|y - y'|) dy' - \frac{\omega \varepsilon_0}{2} \sum_{l=1}^L I_l H_0^{(2)}(k|y - y_l|), \quad (3)$$

можно определить распределение поверхностных токов в пределах апертуры ΔS дискретно-импедансного рефлектора и затем численным интегрированием рассчитать распределение рассеянного поля в дальней зоне, построить диаграмму направленности и далее рассчитать коэффициент направленного действия.

В такой постановке задача решается методом Крылова – Боголюбова [5] применительно к интегральному уравнению (3) для плотности электрического поверхностного тока. При этом интегральное уравнение сводится к системе линейных алгебраических уравнений, численным решением которой и находится распределение плотности поверхностного тока.

Алгоритм решения задачи

Рассматриваемый ниже алгоритм базируется на численном решении интегрального уравнения (3). Разбивая промежуток интегрирования в (3) на N равных интервалов, это уравнение можно записать в виде системы линейных алгебраических уравнений [8]:

$$J_m = \sum_{n=1}^N \rho_n J_n b_{mn} + F_m, \quad m = 1, 2, \dots, N, \quad (4)$$

где

$$\rho_n = \rho(y_n), \quad J_n = J(y_n), \quad y_n = \frac{2n-1}{2} h; \quad (5)$$

$$b_{mn} = -\frac{\omega \varepsilon_0}{2} \int_{(n-1)h}^{nh} H_0^{(2)}(k|y_m - y'|) dy'; \quad (6)$$

$$F_m = -\frac{\omega \varepsilon_0}{2} \sum_{l=1}^L H_0^{(2)}(k|y_m - y_l|), \quad l, m = 1, 2, \dots, N. \quad (7)$$

В системе (4) величины ρ_n и J_n есть значения функций $\rho(y)$ и $J(y, \rho)$ в середине n -го интервала шириной h (кусочно-постоянная аппроксимация). Решая численно систему алгебраических уравнений (4), находим распределение поверхностных токов на поверхности S .

Найденные токи используются для расчета и последующего построения диаграмм направленности, а также для определения величины коэффициента направленного действия D путем численного интегрирования.

Приведем некоторые результаты расчетов, характеризующие свойства дискретно-импедансных рефлекторов в сравнении с дискретно-проводящим рефлектором типа линзы

Френеля; размер раскрыва рефлекторов $\Delta S = 50\lambda$, фокусное расстояние $f = 0,5\Delta S$. Расчеты проводились для четырех вариантов:

- модель 1: дискретно-плоский рефлектор с параметрами $\text{Re } \dot{\rho}_1 = 0$, $\text{Im } \dot{\rho}_1 = 0$, $\text{Re } \dot{\rho}_{2n} = 1$, $\text{Im } \dot{\rho}_{2n} = 0$, соответствующая классической линзе Френеля с идеальным проводником в нечетных зонах и воздушным заполнением в четных зонах.

- модель 2: дискретно-импедансный рефлектор с параметрами $\text{Re } \dot{\rho}_1 = 0$, $\text{Im } \dot{\rho}_1 = 0$, $\text{Re } \dot{\rho}_{2n} = 1$, $\text{Im } \dot{\rho}_{2n} = 0$, соответствующая дискретному рефлектору с идеальным проводником в нечетных зонах и с магнетиком в четных зонах.

- модель 3: дискретно-импедансный рефлектор с параметрами $\text{Re } \dot{\rho}_1 = 0$, $\text{Im } \dot{\rho}_1 = 0$, $\text{Re } \dot{\rho}_{2n} = 0$, $\text{Im } \dot{\rho}_{2n} = -1$, соответствующая дискретному рефлектору с идеальным проводником в нечетных зонах и с «емкостным» характером реактивного импеданса в четных зонах.

- модель 4: дискретно-импедансный рефлектор с параметрами $\text{Re } \dot{\rho}_1 = 0$, $\text{Im } \dot{\rho}_1 = 0$, $\text{Re } \dot{\rho}_{2n} = 0$, $\text{Im } \dot{\rho}_{2n} = 1$, соответствующая рефлектору с идеальным проводником в нечетных зонах и с «индуктивным» характером реактивного импеданса в четных зонах.

Здесь мы использовали следующие обозначения: $\dot{\rho}_1$ значение импеданса в нечетных зонах Френеля, $\dot{\rho}_{2n} = \dot{\rho}_2 / \rho_0$ значение нормированного импеданса в четных зонах Френеля, $\rho_0 = 120\pi$ импеданс свободного пространства, λ длина волны.

Приведем результаты проделанных расчетов. На левом графике рис. 3 показана диаграмма направленности в верхнем полупространстве ($z > 0$), построенная по результатам расчетов для дискретно-плоского рефлектора (модель 1). На этом же рисунке для сравнения пунктир отображает направленные свойства облучателя, используемого в задаче, состоящего из трех нитей магнитного тока. Правый график позволяет более детально рассмотреть структуру ближних боковых лепестков.

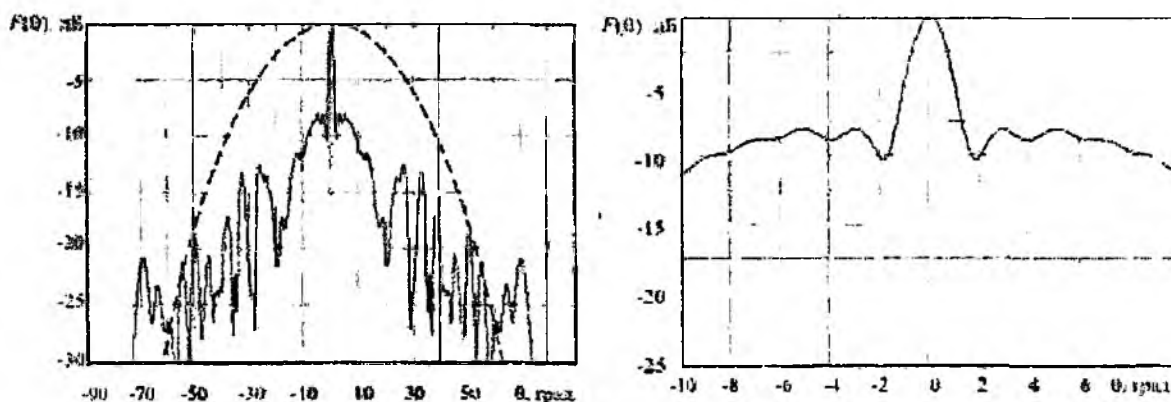


Рис. 3

Расчеты показали, что коэффициент направленного действия $D_0 = 17,93$ дБ, а уровень ближних боковых лепестков ДН составляет примерно -8,0 дБ.

Преимущества дискретно-импедансной модели иллюстрирует рис. 4, где показана диаграмма направленности, рассчитанная для модели 2 с параметрами $\text{Re } \dot{\rho}_{2n} = 15$, $\text{Im } \dot{\rho}_{2n} = 0$, соответствующая дискретно-импедансному рефлектору с идеально проводящими нечетными зонами и с магнетиком в четных зонах.

Видно, что по сравнению с моделью 1 ширина главного лепестка ДН становится меньше, а уровень первых боковых лепестков понижается до -12 дБ.

Для того чтобы выяснить характер зависимости КНД от величины нормированного импеданса на поверхности четных зон, была проделана серия соответствующих расчетов.

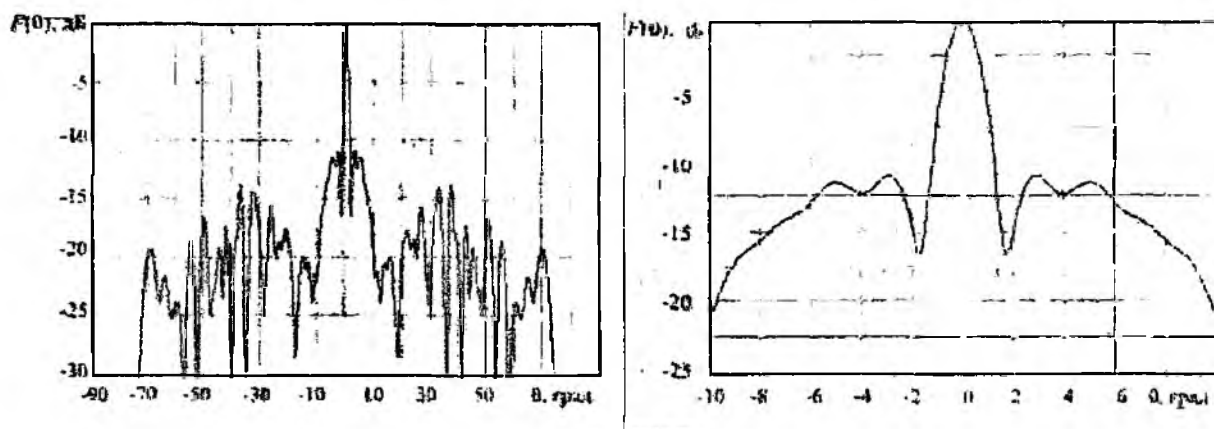


Рис. 4

Результаты, отображающие зависимость КНД от величины нормированного импеданса (модель 2) приведены на рис. 5 а. График, изображенный на рис. 5 б, показывает зависимость выигрыша $\Delta D = D - D_0$ (по сравнению с КНД линзы Френеля D_0), получаемого для модели 2. Из приведенных графиков видно, что КНД дискретно-импедансного рефлектора вначале резко растет, затем скорость роста замедляется, а величина получаемого выигрыша асимптотически стремится к значению $\Delta D \cong 2,5$ дБ.

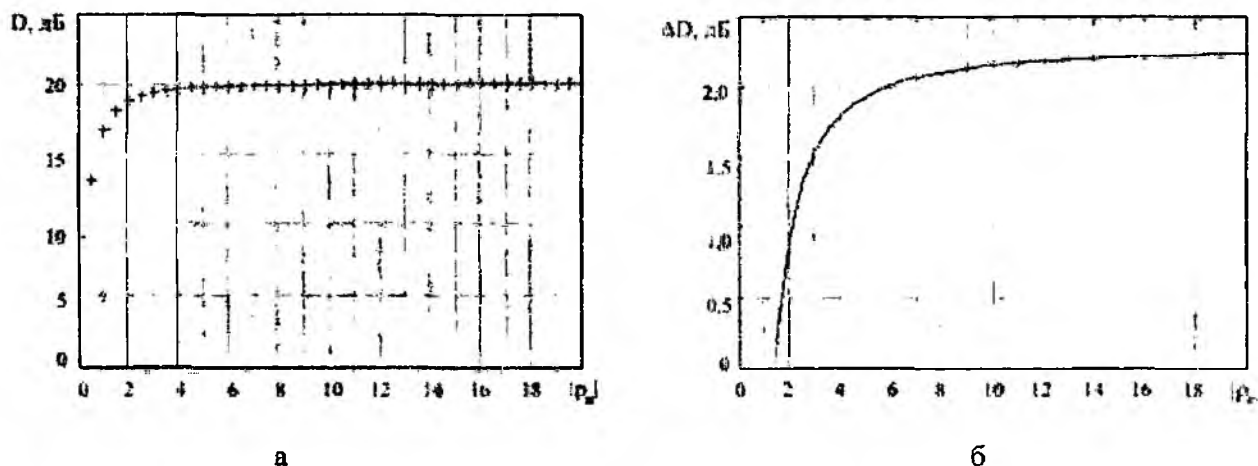


Рис. 5

Похожие результаты наблюдаются и для модели 3 с параметрами $\text{Re } \dot{\rho}_{2n} = 0$, $\text{Im } \dot{\rho}_{2n} = -15$, соответствующей дискретно-импедансному рефлектору с идеально проводящими нечетными зонами и с «емкостным» характером чисто реактивного импеданса в четных зонах (рис. 6).

Зависимость КНД от величины импеданса и выигрыш в КНД, получаемый в этом случае отображают графики, показанные на рис. 7.

Мало чем отличаются и результаты, полученные при расчете диаграмм направленности для модели 4 с параметрами $\text{Re } \dot{\rho}_{2n} = 0$, $\text{Im } \dot{\rho}_{2n} = 15$, соответствующей дискретно-импедансному рефлектору с идеально проводящими нечетными зонами и с «индуктивным» характером чисто реактивного импеданса в четных зонах (рис. 8).

Выигрыш в КНД при $|\rho_n| \cong 15$ составляет около 2,5 дБ, что несколько выше, чем для моделей 2 и 3. Однако зависимости для D и выигрыша в КНД, приведенные на рис. 9

(модель 4), в этом случае при $|\rho_n| < 10$ имеют не «монотонный», а сильно изрезанный характер, что можно объяснить возникновением поверхностных волн тока (в данном случае в четных зонах).

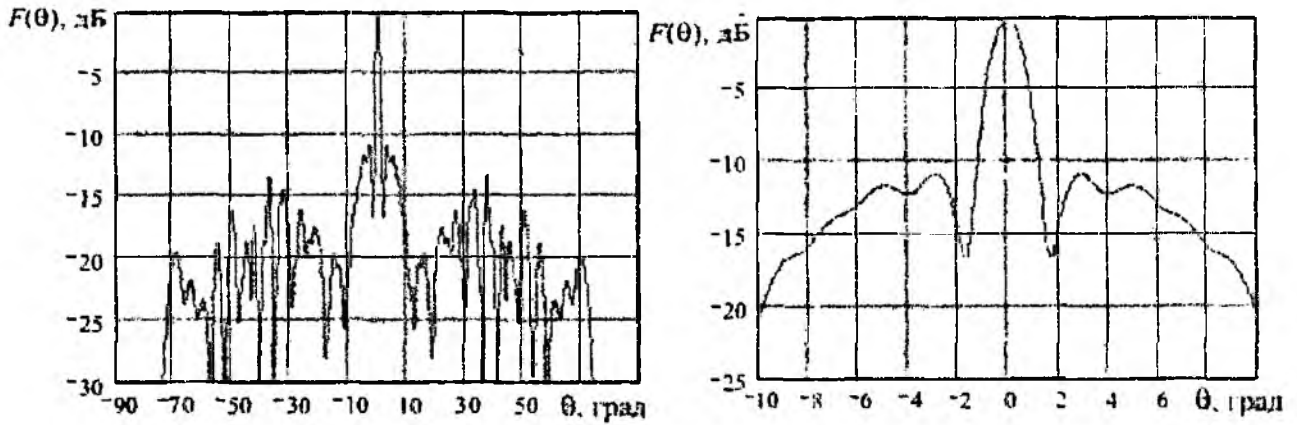


Рис. 6

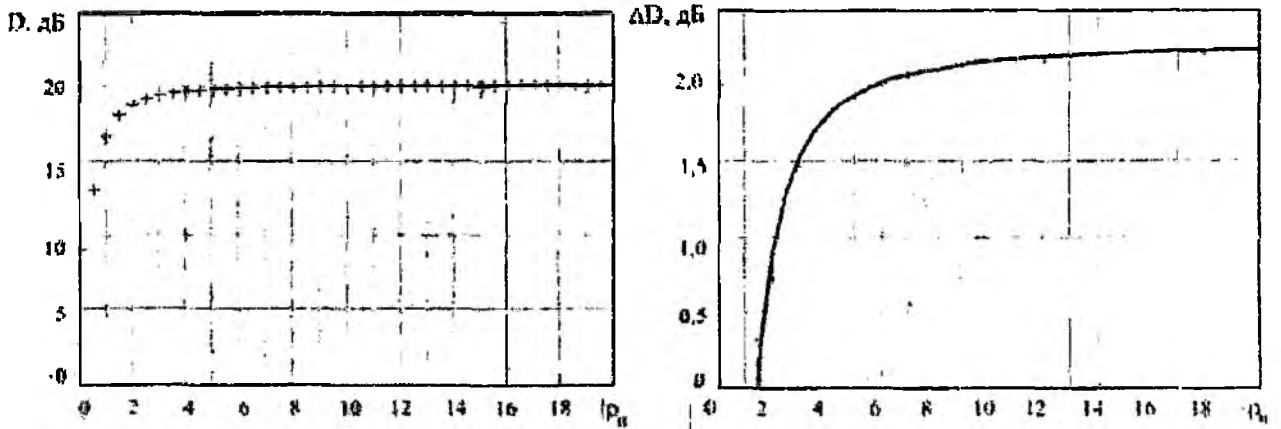


Рис. 7

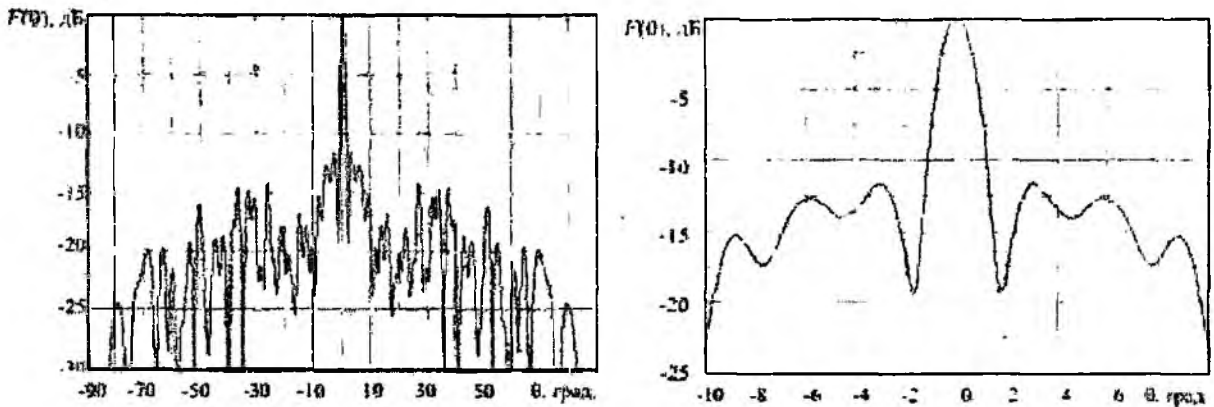


Рис. 8

В результате проделанных расчетов на моделях дискретно-импедансных рефлекторов и сравнения полученных результатов с характеристиками канонической модели дискретно-плоского рефлектора (линзы) Френеля можно заключить:

— как и следовало ожидать, дискретно-импедансные рефлекторы имеют более узкий главный лепесток ДН и более низкий уровень ближних боковых лепестков;

— дискретно-импедансные рефлекторы, в которых имеет место чередование зон Френеля с резко отличающимся по величине поверхностным импедансом в соседних зонах, позволяют получить заметный выигрыш в КНД, достигающий 2,5 дБ.

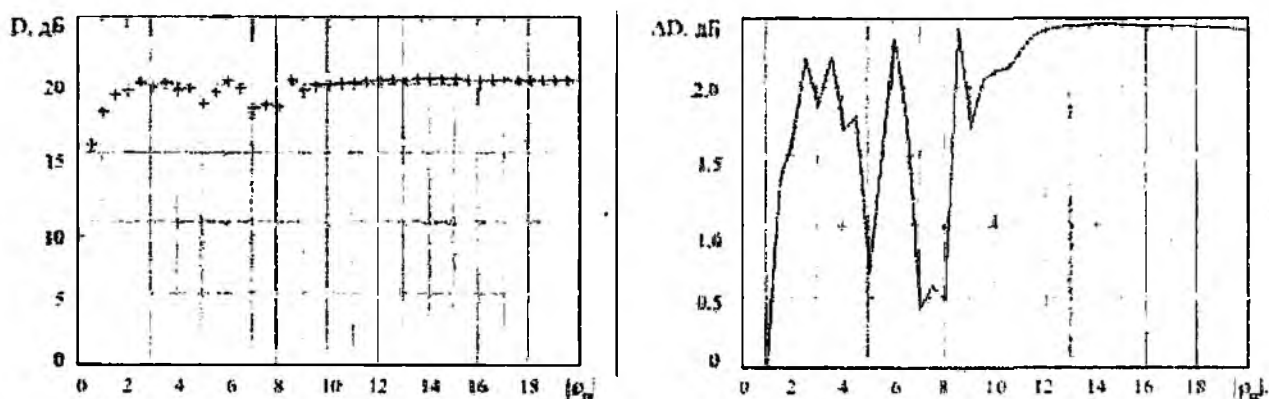


Рис. 9

Наконец заметим, что нужные значения поверхностного импеданса могут быть реализованы, например, при помощи частых ребристых структур либо тонких слоев диэлектрика или магнетика с высокими значениями относительной диэлектрической и магнитной проницаемости.

Список литературы: 1. *Fresnel Antenna*. // IEEE Electronics and Wireless World. 1989. Vol. ap-24, № 9. p. 8127. 2. *Guo Y.J, Barton S.K. A High frequency Quarter -Wave Zone Plate Reflector*. // IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 2, № 12, December 1992. 3. *Волошин О.И., Цалиев Т.А. Численный анализ влияния профиля зеркала на характеристики антенн Френеля* // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1994. Т.37. № 9-10. С.71-73. 4. *O.I. Voloshin, I.I. Leschuk, T. A. Tsaliev. Investigation of the Antennas with Zoned Radiative Surface* // Proceedings PIERS-95. July 24-28, 1995, Univ. of Washington, Seattle, W/USA, p.721. 5. *Цалиев Т.А. Электродинамические свойства дискретных поверхностей* // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2000. Т. 43. № 5-10. С.13-22. 6. *Цалиев Т.А. Электродинамические свойства многослойных дискретных поверхностей* // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. 2004. № 3. С. 17-22. 7. *Кольер Р., Беркхарт К., Лин Л. Оптическая голография*. М: Мир, 1973. 354 с. 8. *Марков Г.Т., Чаплин А.Ф. Возбуждение электромагнитных волн*. М.; Л.: Энергия, 1967. 376 с. 9. *Жук М.С., Молочков Ю.Б. Проектирование антенно-фидерных устройств*. М.; Л. Энергия, 1966. 648 с.

Одесская национальная академия связи

Поступила в редколлегию 10.02.2005

МЕТОДЫ ОЦЕНКИ СЛОЖНОСТИ КРИПТОАНАЛИЗА ДЛЯ КРИПТОГРАФИЧЕСКИХ ПРИЛОЖЕНИЙ В ГРУППЕ ТОЧЕК ЭЛЛИПТИЧЕСКОЙ КРИВОЙ, УЧИТЫВАЮЩИЕ ВЕРОЯТНОСТЬ КОЛЛИЗИЙ

Введение

Как известно, задачи криптоанализа вызывают весьма большой интерес как у разработчиков систем защиты информации, так и у потенциальных злоумышленников. При разработке шифра или криптографического протокола особое внимание разработчики уделяют безопасности и стойкости своего алгоритма. В качестве первоначального анализа стойкости алгоритма рассматривается возможность криптоанализа разработанного алгоритма существующими криптоаналитическими методами. Возможность криптоанализа алгоритма можно оценить при помощи различных математических алгоритмов [1]. В данной статье рассматриваются варианты оценки сложности криптоанализа систем, основывающихся на математике групп точек эллиптических кривых. При анализе существующих методов оценки сложности [1] было замечено, что они не позволяют выполнить оценку сложности взлома криптографического алгоритма с определённой вероятностью, то есть на настоящий момент не существует методов оценки сложности криптоанализа протоколов в группах точек на эллиптических кривых, в которых учитывается вероятность успешного криптоанализа. Таким образом, актуальной является задача оценки сложности криптоанализа с учётом вероятности взлома криптографического протокола.

Общее описание методов криптоанализа ρ - и λ -Полларда

Пусть G – примитивный элемент и q – простое число или примитивный полином, тогда для каждого d ($1 < d < n$) существует однозначно Q [2]:

$$Q = dG \pmod{q} \quad (1)$$

и наоборот.

Основная задача криптоанализа: поиск d .

Для решения этой задачи могут быть использованы многие методы, основными из них являются метод ρ -Полларда, метод Полига-Хеллмана, метод Купершмидта, общее двоичное решето числового поля.

Рассмотрим процедуру выполнения криптоанализа методом ρ -Полларда. Графически алгоритм представлен на рис. 1.

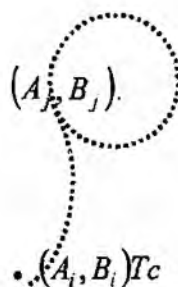


Рис. 1

$$Q_j = dQ_i \pmod{q}. \quad (2)$$

Делается попытка найти пару точек на плоскости (A_i, B_i) и (A_j, B_j) таких, что [3]:

$$A_j G + B_j Q \equiv A_i G + B_i Q \pmod{q}, \quad (i \neq j). \quad (3)$$

Отсюда

$$(B_i - B_j)Q = (A_j - A_i)G \pmod{q}, \quad (i \neq j), \quad (4)$$

или

$$Q = \frac{A_j - A_i}{B_i - B_j} G \pmod{q}, \quad (B_i \neq B_j), \quad (5)$$

сравнивая (1) и (5), имеем

$$d = \frac{A_j - A_i}{B_i - B_j} \pmod{n}, \quad B_i \neq B_j. \quad (6)$$

Таким образом, для нахождения личного ключа необходимо найти коэффициенты A_i , B_i и A_j , B_j такие, что выполняется сравнение (3).

Выясним, каким образом предпочтительнее формировать пары коэффициентов (A_i, B_i) для всех $i \leq n$. Наиболее простым алгоритмом формирования коэффициентов, который приемлем на практике, является следующий.

Разобьем точки на ЭК на три равных множества S_1 , S_2 и S_3 и вычислим рекуррентно по правилу

$$Z_{i+1} = f(Z_i) = \begin{cases} 2Z_i & \text{если } Z_i^x \in S_1 \\ Z_i + G & \text{если } Z_i^x \in S_2, \\ Z_i + Q & \text{если } Z_i^x \in S_3 \end{cases} \quad (7)$$

где Z_i^x означает x -координату точки на ЭК.

Экспериментальные исследования показали, что решение может быть получено, если принять $Z_i = G$ или $Z_i = Q$, или $Z_i = G + Q$. Выполняя последовательно вычисления по правилу (7) мы, по существу, будем изменять и коэффициенты A_i, B_i . Найдя Z_i и Z_j , удовлетворяющие условию (3), мы получим решение в виде (6).

Алгоритм (7) при больших значениях n становится не эффективным. Как показали исследования, он может быть улучшен [3], если все множество точек эллиптической кривой, включая точку бесконечности, разбивать на $r > 3$ не пересекающихся множеств. В этом случае функция $f(Z_i)$ задается в виде

$$Z_{i+1} = f(Z_i) = \begin{cases} (Z_i + c_1 G + d_1 Q) & \text{если } Z_i^x \in S_1 \\ (Z_i + c_2 G + d_2 Q) & \text{если } Z_i^x \in S_2, \\ (Z_i + c_r G + d_r Q) & \text{если } Z_i^x \in S_r \end{cases} \quad (8)$$

где c_v, d_v – случайные целые числа из интервала $[0, n-1]$; запись $Z_i \in S_v$ означает, что x координата Z_i принадлежит S_v области.

Существующие методы оценки сложности криптоанализа

Рассмотрим вывод определения ожидаемого количества элементов множества размерности n , которые должны быть выбраны случайно с заменой, прежде чем любой элемент будет выбран дважды. Также рассмотрим случай, когда количество элементов хранимых и доступных для коллизии ограничено.

Теорема. Пусть X – случайная переменная для числа элементов, выбранных до появления повтора. Тогда $E(X) = \sqrt{\pi n / 2}$.

Доказательство

$\Pr(X > k) = (1 - 1/n)(1 - n/2) \dots (1 - (k-1)/n) \approx e^{-k^2/(2n)}$ для больших n и $k = O(\sqrt{n})$;

$$E(X) = \sum_{k=1}^{\infty} k \cdot \Pr(X = k) = \sum_{k=1}^{\infty} k \cdot (\Pr(X > k-1) - \Pr(X > k)) = \sum_{k=0}^{\infty} \Pr(X > k).$$

Таким образом, ожидаемое число элементов, выбранных до повторения

$$E(X) \approx \sum_{k=0}^{\infty} e^{-k^2/(2n)} = \int_0^{\infty} e^{-x^2/(2n)} dx = \sqrt{\pi n / 2}.$$

Ошибка в замене (аппроксимации) суммы интегралом равна максимум 1, так как функция монотонно убывает и никогда не превышает 1. Представленный интеграл является стандартным.

Понятно, что для рассмотренной выше формулы необходима реализация, которая в состоянии сохранять все вычисленные значения. То есть ресурсы памяти для выполнения атаки должны составлять порядка $\sqrt{\pi n / 2}$ элементов памяти, где каждый элемент памяти – равен количеству байт, необходимых для хранения одной точки. Так, для хранения одной точки размерностью 192 бита необходимо 24 байта, то есть для хранения точек, необходимых для достижения практически гарантированного требуется $24 \sqrt{\pi n / 2} = 24 \cdot 2^{95} \cdot 2,5 = 1,875 \cdot 2^{100}$ байт, или $1,875 \cdot 2^{70}$ Гбайт дискового пространства, что физически невозможно при нынешнем развитии вычислительной техники.

Из сказанного выше следует, что на настоящий момент не существует возможности выполнить криптоанализ системы с достаточно большим размером параметров с использованием метода, который хранит все вычисленные точки. Поэтому оценим ожидаемое число шагов в том случае, когда криптоаналитик владеет определенным ограниченным объемом памяти.

Обозначим через z количество элементов, которые могут быть сохранены в памяти. После того, как память полностью заполнена, может быть осуществлена коллизия только с z хранимыми элементами. То есть перезапись элементов в памяти не предполагается.

Теорема 2. Пусть Y будет случайной переменной для количества элементов, выбранных до того как, произошло совпадение в том случае, когда объем памяти равен z . В таком случае

$$E(Y) = \sum_{k=0}^{z-1} e^{-k^2/(2n)} + (n/z)e^{-z^2/(2n)}.$$

Доказательство

Эта задача аналогична предыдущей, при условии, что X возрастает не до бесконечности, а до $k = z$, после этого вероятность осуществления коллизии равна z/n на каждом шагу.

$$\Pr(Y > k) \approx \begin{cases} e^{-k^2/(2n)} & \text{если } (k < z) \\ (1 - z/n)^{k-z} e^{-z^2/(2n)} & \text{в противном случае} \end{cases}$$

$$E(Y) = \sum_{k=0}^{z-1} e^{-k^2/(2n)} + (n/z)e^{-z^2/(2n)}.$$

Рассмотренные выше варианты предполагают, что криптоаналитик может провести неограниченное количество вычислений. То есть его вычислительные ресурсы и количество попыток бесконечны (ограничения могут быть наложены только на объем памяти).

Однако результаты сложности решения задачи дискретного логарифма, полученные выше, на настоящий момент чисто теоретические, так как не существует возможности задействовать неограниченный вычислительный ресурс для полей большой размерности. Таким образом, актуальной становится задача определения вероятности, с которой действия криптоаналитика при взломе системы достигнут поставленной цели при ограниченном вычислительном ресурсе (вычислительной мощности криптоаналитической системы).

Оценка сложности криптоанализа на основе метода ρ -Полларда с учётом ограничения по числу попыток.

При рассмотрении данной модели будем полагать, что появление значения $\rho(Z_v)$ происходит случайно. Будем искать вероятность $P(n, k)$ того, что среди значений $\rho(Z_v)$ по крайней мере два совпадут. Обозначим через $R(n, k)$ вероятность того, что при k вычислениях значений совпадения не будет, то есть условие $\rho(Z_i) = \rho(Z_j)$ не выполняется. Так как $P(n, k)$ и $R(n, k)$ составляют полную группу событий, то

$$P(n, k) + R(n, k) = 1 \text{ и } P(n, k) = 1 - R(n, k). \quad (9)$$

Определим $R(n, k)$. Для этого найдём число способов N_1 вычисления $\rho(Z_v)$, когда при k экспериментах совпадения не будет. При вычислении $\rho(Z_1)$ имеем n значений без повторения, при $\rho(Z_2)$ – $(n-1)$ значений, ..., при $\rho(Z_k)$ – $(n-(k-1))$ значений. Поэтому:

$$N_1 = n(n-1)(n-2)\dots(n-(k-1))$$

Далее, при независимом появлении $\rho(Z_v)$ в n вычислениях имеем N_2 число событий, причем

$$N_2 = n^k.$$

Значит

$$R(n, k) = \frac{N_1}{N_2} = \frac{n(n-1)(n-2)\dots(n-(k-1))}{n^k}, \quad (10)$$

подставив (10) в (9) имеем

$$P(n, k) = 1 - \frac{n(n-1)(n-2)\dots(n-(k-1))}{n^k}. \quad (11)$$

Формула (11) точная и позволяет вычислить вероятность коллизии при известных n и k . Но важным является задача решения параметрического уравнения (P, n, k) , когда один или два параметра переменные. Если необходимо вычислить $P(n, k)$ при изменяемых (n, k) , учитывая, что n и k , как правило, не достаточно большие, при вычислениях лучше использовать несколько модифицированную формулу (11) в виде

$$\begin{aligned} P(n, k) &= 1 - \frac{n}{n} \cdot \left(\frac{n-1}{n}\right) \left(\frac{n-2}{n}\right) \dots \left(\frac{n-(k-1)}{n}\right) = \\ &= 1 - \left(1 - \frac{1}{n}\right) \left(1 - \frac{2}{n}\right) \dots \left(1 - \frac{k-1}{n}\right). \end{aligned} \quad (12)$$

Но при реальных значениях k при проведении криптоанализа, как будет показано, вычисление (12) требует значительных ресурсов. Кроме того, как основной предмет нас интересует нахождение параметра k , как параметра оценки сложности криптографического анализа методом „полного раскрытия“, то есть нахождение личного ключа d_x , а также возможность определения вероятности вскрытия криптографического протокола при выполнении определённого количества операций (известного количества k).

В нашем случае $k \ll n$, поэтому $x \equiv \frac{k}{n} \ll 1$. Для этого условия можно воспользоваться тем, что

$$(1-x) \approx e^{-x}, \quad (13)$$

но, конечно, оценивая погрешность при заданных значениях (n, k) .

Подставив в (12) $\left(1 - \frac{i}{n}\right) = e^{-\frac{i}{n}}$, имеем

$$P(n, k) = 1 - e^{-\frac{1}{n}} \cdot e^{-\frac{2}{n}} \cdot \dots \cdot e^{-\frac{k-1}{n}}. \quad (14)$$

Выражения в показателях степени – это члены арифметической прогрессии, первый член $\frac{1}{n}$, а число членов равно $k-1$, поэтому:

$$P(n, k) = 1 - e^{-\left(\frac{1+k-1}{n}\right)^{k-1}} = 1 - e^{-\frac{k(k-1)}{2n}}. \quad (15)$$

Таким образом, выражение (15) связывает между собой три основные параметра – вероятность коллизии $P(n, k) = P_k$, сложность криптоанализа методом ρ -Полларда $k = I$ и размер пространства значения базовой точки – порядок базовой точки n .

В дальнейшем будем представлять (15) в виде

$$1 - P_k = e^{-\frac{k(k-1)}{2n}},$$

или

$$\ln(1 - P_k) = -\frac{k(k-1)}{2n}.$$

После простых преобразований получим

$$I^2 - I + 2n \ln(1 - P_k) = 0. \quad (16)$$

Уравнение (16) неточное. Погрешность связана с использованием приближения $(1-x) \approx e^{-x}$ и будет оценена ниже.

Проведем анализ уравнения (16).

1. Точное значения сложности с учётом приближения (13) получим, решив уравнение второй степени (16).

2. Учитывая, что $I^2 \gg I$, можно воспользоваться приближением

$$I^2 \approx -2n \ln(1 - P_k)$$

или

$$I_\rho \approx \sqrt{-2n \ln(1 - P_k)}. \quad (17)$$

3. При $P_k = 0,5$ получим оценку:

$$I_{0,5} \approx \sqrt{-2n \ln 2^{-1}} = \sqrt{2 \ln 2n} \approx 1,17\sqrt{n}. \quad (18)$$

4. При $P_k = 0,99$ получим оценку:

$$I_{0,99} \approx \sqrt{-2n \ln 10^{-2}} = \sqrt{4 \ln 10n} \approx 3,03\sqrt{n}. \quad (19)$$

Оценка сложности криптоанализа на основе метода λ -Полларда

Рассмотрение метода λ -Полларда проведём следующим образом. Рассматриваются два процесса $\rho_1(Z_i)$ и $\rho_2(Z_j)$. Причём считается, что коллизия состоялась, если

$$\rho_1(Z_i) = \rho_2(Z_j). \quad (20)$$

При таких же условиях, что и решалась задача методом ρ -Полларда, событие может осуществиться с вероятностью $P_i = \frac{1}{n_G}$, где n_G , как и раньше, – порядок базовой точки. Далее, вероятность события, что

$$\rho_1(Z_i) \neq \rho_2(Z_j)$$

составляет с первой полную группу событий, поэтому:

$$R(\rho_1(Z_i) \neq \rho_2(Z_j)) = 1 - \frac{1}{n_G} \quad (21)$$

Если рассматривать k таких последовательных действий, то вероятность того, что $\rho_2(Z_1), \rho_2(Z_2), \dots, \rho_2(Z_k)$ не совпадут с $\rho_1(Z_i)$, можно вычислить как

$$R(\rho_1(Z_i) \neq \rho_2) = \left(1 - \frac{1}{n_G}\right)^k$$

Вероятность того, что не состоялось ни одного совпадения для ρ_1 и ρ_2 (при всех Z_1, Z_2, \dots, Z_k для ρ_1 и ρ_2):

$$R(\rho_1(Z_i) \neq \rho_2(Z_j)) = \left(\left(1 - \frac{1}{n_G}\right)^k \right)^k = \left(1 - \frac{1}{n_G}\right)^{k^2} \quad (22)$$

Далее, вероятность того, что хотя бы одно значение $\rho_1(Z_i)$ совпадает с $\rho_2(Z_j)$ для всех значений k :

$$R(\rho_1(Z_i) = \rho_2(Z_j)) = 1 - \left(1 - \frac{1}{n_G}\right)^{k^2} \quad (23)$$

Таким образом, соотношение (23) в общем виде определяет вероятность коллизии по методу λ -Поларда.

Как уже было обосновано относительно ρ -Поларда метода, параметрическое уравнение (23) необходимо представить в виде, удобном для вычислений при параметрах $P_k = R(\rho_1(Z_i) = \rho_2(Z_j))$, n_G и k . Учитывая [4] $n_G \geq 2^{160}$ с большой точностью справедливо (13), поэтому

$$1 - \frac{1}{n_G} = e^{-\frac{1}{n_G}} \quad (24)$$

Подставив (24) в (23) имеем

$$P_k = 1 - e^{-\frac{1}{n_G} k^2} = 1 - e^{-\frac{k^2}{n_G}} \quad (25)$$

Формула (25) – приближенная в том смысле, что в полную группу событий включено k^2 событий, что коллизия не происходит. А потом в (25) по сути добавляется ещё одно событие, когда происходит коллизия $(\rho_1(Z_i) = \rho_2(Z_j))$. Таким образом, событий больше, чем может произойти, то есть $k^2 + 1$.

Получим уточнённую формулу, аналогичную (23). Пусть возможны $k(k-1)$ событий, когда коллизия не происходит, и одно событие когда происходит одна коллизия. Тогда уточненная при этом условии (23) формула имеет вид

$$P(\rho_1(Z_i) = \rho_2(Z_j)) = 1 - \left(1 - \frac{1}{n_G}\right)^{k(k-1)} \quad (26)$$

Далее, с учётом (24) имеем

$$P_k = 1 - e^{-\frac{1}{n_G} k(k-1)} = 1 - e^{-\frac{k^2-1}{n_G}} \quad (27)$$

Формула (27) наиболее точная, поэтому в дальнейшем будем рассматривать её. Так как сложность криптоанализа $I = k$, то после ряда преобразований получим, аналогично (16)

$$I^2 - 1 + n \ln(1 - P_k) = 0 \quad (28)$$

Сравнив (28) с (16) видим, что в (28) вместо $2n$ присутствует параметр n . Решение уравнения (28) даёт точный результат относительно I . Причем, отрицательный результат не является решением уравнения (28). По сути, уравнение (28) – это параметрическое уравнение. Фиксируя или изменяя два параметра из трёх, можно определить третий.

Так как $I^2 \gg 1$, то (28) можно представить в виде

$$I^2 = -n \ln(1 - P_k)$$

или

$$I_\lambda = \sqrt{-n \ln(1 - P_k)}. \quad (29)$$

Но в каждом эксперименте для λ нужно параллельно проводить вычисления для двух процессов. Поэтому для общего случая вместо (29) нужно брать

$$I_\lambda = 2\sqrt{-n \ln(1 - P_k)}. \quad (30)$$

При $P_k = 0,5$ имеем

$$I_{0,5} \approx 2\sqrt{-n \ln 2^{-1}} = 1,68\sqrt{n}.$$

При $P_k = 0,99$ имеем

$$I_{0,99} \approx 2\sqrt{-n \ln 10^{-2}} = 4,28\sqrt{n}.$$

Точным будет уравнение

$$I = 2\sqrt{-n \ln(1 - P_k) + 1}.$$

Сравнение сложности криптоанализа

Анализ показывает, что ρ и λ методы Полларда могут быть применены на практике. Основное преимущество метода λ -Полларда – возможность распараллеливания. По сути, он представляет из себя распараллеленный метод ρ -Полларда. Сравнение методов проведём с использованием (17) и (30):

$$\mu_1 = \frac{I_\rho}{I_\lambda} = \frac{\sqrt{-2n \ln(1 - P_k)}}{2\sqrt{-n \ln(1 - P_k)}} = \frac{\sqrt{2}}{2} = 0,707. \quad (31)$$

Аналогично, при $P_k = 0,99$:

$$\mu_{0,99} = \frac{3,03\sqrt{n}}{4,28\sqrt{n}} = 0,707. \quad (32)$$

Таким образом, как и для классических формул расчёта сложности, ρ -Полларда метод менее сложен в сравнении с λ -Полларда методом. Сравним также сложность оптимального метода ρ -Полларда, рассчитанную при помощи классических формул с ρ -Полларда, λ -Полларда методом, используя (17), (30):

$$\begin{aligned} \mu_2 &= \frac{I_{\rho \text{ опт}}}{I_\rho} = \frac{\sqrt{\pi n/4}}{\sqrt{-2n \ln(1 - P_k)}} = \sqrt{\frac{\pi/4}{2 \ln\left(\frac{1}{1 - P_k}\right)}} = \sqrt{\frac{\pi}{8 \ln\left(\frac{1}{1 - P_k}\right)}} \\ \mu_3 &= \frac{I_{\rho \text{ опт}}}{I_\lambda} = \frac{\sqrt{\pi n/4}}{2\sqrt{-n \ln(1 - P_k)}} = \sqrt{\frac{\pi/4}{4 \ln\left(\frac{1}{1 - P_k}\right)}} = \sqrt{\frac{\pi}{16 \ln\left(\frac{1}{1 - P_k}\right)}}. \end{aligned} \quad (33)$$

Подставив в (33), например $P_k = 0,5$, получим:

$$\mu_2 = \sqrt{\frac{3,14}{8 \ln 2}} = 0,57, \mu_3 = \sqrt{\frac{3,14}{16 \ln 2}} = 0,285.$$

Подставив в (33), например $P_k = 0,99$, получим:

$$\mu_2 = \sqrt{\frac{3,14}{8 \ln 100}} = 0,09, \mu_3 = \sqrt{\frac{3,14}{16 \ln 2}} = 0,046.$$

Так как $\mu_2 < 1$ и $\mu_3 < 1$, то соотношения сложностей различных методов криптоанализа сохраняются. Значительный же рост величины сложности криптоанализа при использовании (17), (30) объясняется тем, что формула учитывает вероятность коллизии.

Оценим величину погрешности. Необходимо выделить два источника погрешностей. Первое – это переход от $1 - \frac{1}{n}$ к $e^{-1/n}$, второе – это неучитывание в формулах (16) и (17) значения k .

В первом случае абсолютную погрешность за счёт аппроксимации можно определить

$$\delta_a = \left| 1 - \frac{1}{n} - e^{-1/n} \right|, \quad (34)$$

а относительную

$$\delta_o = \left| \frac{1 - \frac{1}{n} - e^{-1/n}}{1 - \frac{1}{n}} \right|. \quad (35)$$

Погрешность относительно сложности можно оценить, используя (16) и (17). В результате имеем

$$\Delta_o = \left| \frac{I^2 - I + 2n \ln(1 - P_k) - I^2 - 2n \ln(1 - P_k)}{I^2 - I + 2n \ln(1 - P_k)} \right| = \left| \frac{-I}{I^2 - I + 2n \ln(1 - P_k)} \right| \quad (36)$$

Абсолютная погрешность

$$\Delta_a = \left| I^2 - I + 2n \ln(1 - P_k) - I^2 - 2n \ln(1 - P_k) \right| = |-I|. \quad (37)$$

В табл. 1 приведены значения сложности криптоанализа методом полученные с использованием формул (17), (30).

Таблица 1

Сложность решения дискретного логарифмического уравнения в группе точек ЭК с вероятностью $P = 0,99$

n Метод	2^{128}	2^{160}	2^{192}	2^{224}	2^{256}	2^{384}	2^{512}	2^{571}	2^{1021}
ρ - Полларда	$3,03 \cdot 2^{64}$	$3,03 \cdot 2^{80}$	$3,03 \cdot 2^{96}$	$3,03 \cdot 2^{112}$	$3,03 \cdot 2^{128}$	$3,03 \cdot 2^{192}$	$3,03 \cdot 2^{256}$	$4,27 \cdot 2^{285}$	$4,27 \cdot 2^{510}$
λ - Полларда	$4,28 \cdot 2^{64}$	$4,28 \cdot 2^{80}$	$4,28 \cdot 2^{96}$	$4,28 \cdot 2^{112}$	$4,28 \cdot 2^{128}$	$4,28 \cdot 2^{192}$	$4,28 \cdot 2^{256}$	$6,03 \cdot 2^{285}$	$6,03 \cdot 2^{510}$

Выводы

Задача определения сложности выполнения криптоанализа является важной для любой криптографической системы. Основываясь на предварительной оценке, проведённой при помощи какого-либо математического аппарата можно определить, имеет ли смысл проведение дальнейших исследований. В данной статье рассматривается вариант определения сложности решения задачи криптоанализа, в том случае, когда задача должна быть решена с определённой, заранее заданной вероятностью. Исследования показывают, что в случае, когда

вероятность вскрытия системы $P = 0,99$, то значения сложности блики к значениям, которые получаются в результате интегрального решения уравнения на участке $(0, \infty)$. Таким образом, предложенный математический аппарат позволяет оценить сложность решения с определённой вероятностью задачи дискретного логарифма в группах точек эллиптической кривой с достаточно высокой точностью.

Список литературы. 1. *Paul C. van Oorschot and Michael J. Wiener* Parallel Collision Search with Cryptanalytic Applications Mathematics of Computation, 1996 2. *J. Silverman*, Advanced Topic in the Arithmetic of Elliptic Curves, Graduate Text in Math., vol. 151, Springer-Verlag, Berlin and New York. 1994. 3. *R. Gallant, R. Lambert, S. Vanstone* Improving the parallelized Pollard lambda search on binary anomalous curves, Mathematics of Computation, 1986. 4. *Горбенко И., Збитнев С.И., Поляков А.А.* Криптоанализ криптографических преобразований в группах точек эллиптических кривых методом Полларда. // Радиотехника. 2001. Вып. 119. С.43-50.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 25.03.2005

RFID-BASED SENSOR NETWORKS FOR MONITORING AND TRACKING**Introduction**

The effective solution of tasks of the autonomous monitoring finds a wide application in many fields of human activity. Application of wireless access technologies and telecommunication frequently concern solution of such tasks in modern information area. Among the currently central directions in the wireless technology are methods and means of radio-frequency identification (RFID) which received scientific development and commercial application to many fields of modern science, in particular to supervision, identification, monitoring and tracking systems.

Application of RFID technology to the systems of monitoring is an effective method for sensor network construction. Many aspects of the given technology, in particular compactness of RFID components, features of design and realization, cheapness make it possible to predict a wide application of the given technology in the various supervision systems.

RFID systems of various classes, characteristics, scopes of RFID devices are considered and investigated in [1]. [2,3,4] are devoted to consideration of the distributed sensor networks architecture. Comparative estimations and simulation results of sensor networks operation can be found in [5].

Problem statement

The main purpose of this article is to analyze the basic characteristics of RFID systems and their possible applications to the distributed sensor networks (DSN) development. With this aim in view modern wireless telecommunication technologies will be briefly stated in section 2. The economic review of RFID systems application and the forecast of RFID technology use and wide circulation in many fields of human activity, in particular in the DSN construction is presented in section 3. Section 4 is devoted to RFID systems analysis, their use makes it possible to construct DSN. Basic characteristics of RFID systems are stated in section 5, the architecture of the network using PDA mobile devices with built - in RFID components is considered as an example, various aspects and problems of such class systems construction are considered. Section 6 is devoted to one of the most important problems at DSN construction i.e. to the methods of communications and interaction between sensors, advantages of using multiagent systems (MAS) to realize the given methods are considered.

Cutting-edge wireless technology

Various decisions and approaches have gained widespread application and commercial success among wireless technologies when solving a diversity of problems. The most perspective wireless telecommunication technologies are:

- **Superbroadband access (UWB)**. At present this technology is in the process of standardization and introduction in commercial use. The given technology will receive the widest application to the organization of mobile TV networks. The basic advantages of this technology are as follows: low energy consumption, relative cheapness, and high speed of data transmission [6,7].

- **802.16: WiMax**. The given technology will be already widely introduced into commercial use in the coming years. The widest application is the mobile Internet with a possibility to transfer video, sound with a high speed of transfer for distances of 50-70 kms. The basic advantages of the given technology are high speed of data transmission, a great radius of action, a low price of final services [6,7].

- **RFID**. The «radio labels» technology is actively developed now and has gained a wide application to many industries and commerce. The RFID technology has received the widest application to retail trade. Low cost both radio labels and the equipment for their service allows to speak about prospects of this technology development on many directions. The given technology can receive essential application to construction of **Ubiquitous Sensor Network (USN)** for the systems of identification, monitoring and tracking.

RFID economical review

This year RFID-appendices for the market of financial services and a safety, motor transport, small shops, libraries and medical institutions are already submitted. The most appreciable profits can be obtained in the sector of the market of "passive" labels so by 2008 the universal use of RFID labels is expected for identification and tracking of the goods packing (particularly in pharmaceutical branch), luggage in transport, animals, books, tickets and many other things.

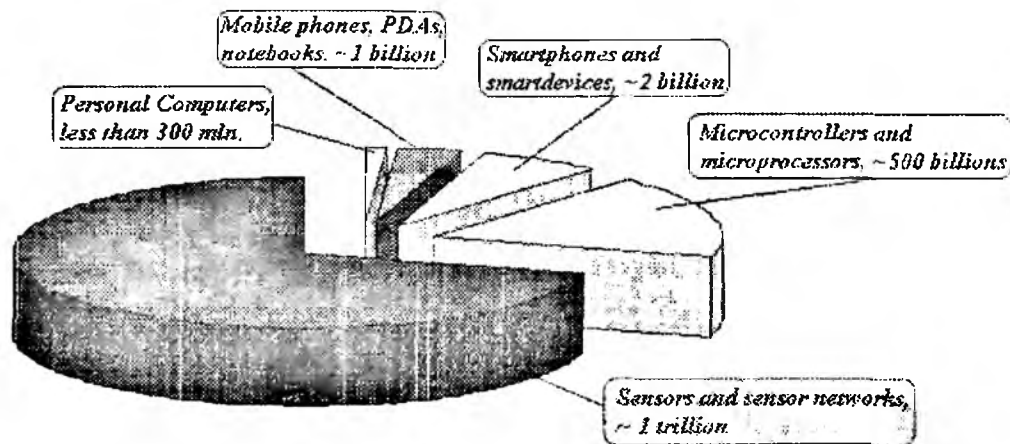


Fig. 1

The cost of the given technology will promptly fall, and number of RFID labels in 2006 will reach 5 billion. Wireless sensor controls, in particular RFID-sensor controls, and the distributed sensor networks will be presented by leaders in many segments of the market in the near future (Fig. 1).

Today it is important to understand that the need in RFID labels promptly grows every year. Universal intellectualization of activity, manufacture and a life of a person gives an opportunity to use RFID technology in creation of the ramified built-in networks of gauges. One of interesting directions is USN (Ubiquitous Sensor Networks) project supported by the government of South Korea for monitoring natural accidents and multitude of other applications. With the beginning of a large-scale use it is possible to predict significant reduction in price of the given technology. In the foreseeable future the price of RFID labels will change within the limits of 0,05-0,10 USD. And when RFID completely will win the markets of goods packing (more than billion pieces per year), items of mail (650 billion per year) and books (50 billion per year) in this case it will be possible to speak about the price in 0,03-0,06 USD.

RFID-based sensor networks

The system of wireless identification contains base station (reader) and the transceiver (transponder). The base station emits radio signal with certain parameters. The transponder at hit in the operative range of the base station will transform its radio signal to a voltage of a transponder feed, includes own generator of a radio signal and transfers a code sending to the base station. The base station performs certain actions both at an identification of a sending ("friend"), and at false sending ("alien").

Having considered various classes of RFID-systems described in [5], it is should be emphasized that it is expedient to use the following the basic three classes of devices for construction of the distributed networks of sensor controls:

1. The first class is that of wired devices with no serious power constraints. These devices will usually include physical sensors or RFID readers plus a 32-bit microprocessor for local data processing and a network connection. They are a combination of sensor unit and gateway or RFID reader and RFID controller, respectively. Main applications are fixed installed RFID readers or wired sensor units for real-time process control in industrial automation.

2. The second class is that of PDA-like battery-driven mobile devices as RFID readers or smart sensor units. They are nearly identical to the wired devices but use wireless connections to the

backbone network. Their main applications are RFID-based inventory control, personal smart sensor systems for e.g. medical control, and remote condition-based maintenance systems that are switched on just once or twice per day. Battery lifetime for the RFID and personal smart sensor systems will be comparable to those of mobile phones. An acceptable battery lifetime of about 10,000 hours for the condition-based maintenance systems is achieved through extremely low duty cycles for these systems.

Requirements for sensor network integration: It is easy to create sensor infrastructure using standard embedded software solutions. The real-time signal-processing application runs directly on embedded Linux instead of on the Java virtual machine to enable very fast feedback.

3. The third class is that of battery-driven very-low-power, low-performance smart sensor units. These devices include physical sensors plus a low-power (usually 8-bit) microcontroller, very small memory and a low-power small-range wireless radio connection. Battery lifetime of 10,000 to 15,000 hours is achieved with duty cycles of about 0.01%, i.e. these systems are in sleep mode about 99.9% of their time. These units need a gateway to connect to a usual computer network. At least for now there seems to be no counterpart in RFID systems for this class of devices.

Requirements for sensor network integration: Require specific software running on 8-bit microcontrollers. It is difficult to build complete system solution with end-to-end security. Examples of these systems are available in [3, 4, 5]

RFID Sensor Network Architecture

Typical *transponders* (*transmitters/responders*) consist of a microchip that stores data and a coupling element such as a coiled antenna, used to communicate via radio frequency communication. Transponders may be either active or passive. Active transponders have an on-tag power supply (such as a battery) and actively send RF signal for communication while passive transponders obtain all of their power from the interrogation signal of the transceiver and either reflect or load modulate the transceiver's signal for communication. Most transponders, both passive and active, communicate only when they are interrogated by a transceiver. Typical *transceivers* (*transmitter/receivers*), or RFID readers, consist of a radio frequency module, a control unit, and a coupling element to interrogate electronic tags via radio frequency communication. In addition, many transceivers are fitted with an interface that enables them to communicate their received data to a data processing subsystem, e.g., a database running on a personal computer. The use of radio frequencies for communication with transponders allows RFID readers to read passive RFID tags at small to medium distances and active RFID tags at small to large distances even when the tags are located in a hostile environment and are obscured from view.

The basic components of RFID system combine in essentially the same manner for all applications and variations of RFID systems. All objects to be identified are physically tagged with transponders. The type of the tag used and the data stored on the tag varies from application to application. Transceivers are strategically placed to interrogate tags where their data is required. For example, an RFID-based access control system locates its readers at the entry points to the secure area. A sports timing system, meanwhile, locates its readers at both the starting line and the finish line of the event. The readers continuously emit an interrogation signal. The interrogation signal forms an interrogation zone within which the tags may be read. The actual size of the interrogation zone is a function of the transceiver and transponder characteristics.

In general, the greater the interrogation signal power and the higher the interrogation signal frequency, the larger the interrogation zone. Sending power to the transponders via the reader-to-tag communication signal is the bottleneck in achieving large read range with passive tags. Active tags do not suffer from this drawback; thus, they typically have larger communication ranges than an otherwise equivalent passive tag. The transceivers and transponders simply provide the mechanism for obtaining data (and storing data in the case of writable tags) associated with physical objects.

Passive RFID systems are the most promising to provide low-cost ubiquitous tagging capability with adequate performance for most supply chain management applications. These low-cost RFID systems are, if required, very resource limited, and the extreme cost pressures make the de-

sign of RFID systems a highly coupled problem with sensitive trade-offs. Unlike other computation systems where it is possible to abstract functionality and think modularly, almost every aspect of an RFID system affects every other aspect.

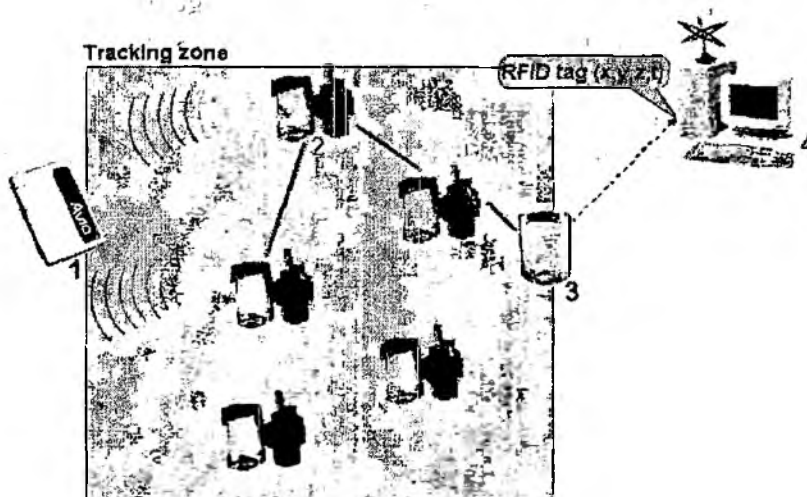


Fig. 2

The following components of RFID sensor network architecture are specified in fig. 2:

- 1 – RFID tag which is detected by sensors in tracking area;
- 2 – PDA-based RFID readers which are used to organize a distributed sensor network (tracking area);
- 3 – PDA-based data collector to manage source data and information interchange with the base domain computer.
- 4 – Base domain computer which is used for database management and sensor network operation control. The operation of sensor network based on RFID technology is more complicated than simple RFID tag-to-reader communication. The RFID sensor network using PDA devices is presented on Fig. 2.

Let's briefly state the interconnection architecture: RFID tag gets into the network zone. Using the report of identification the network establishes an accessory of the given device to the one being recognized. In this case the network of gauges is constructed on PDA with a built-in RFID reader. In the market similar devices of various designs and updating are already submitted, one of them is PDC Pocket PC Smart™ Reader

Communication and interaction methods

One of the most important tasks at construction of sensor networks consists in development and realization of effective methods of interaction and the communications between sensor controls. One of interesting solutions of the given problem is realization of the distributed methods of monitoring and information processing using multiagent systems (MAS). The multiagent systems technology consists of such a system which comprises several completely independent program agents. One of the basic arising problems is the problem of the agents' interaction organization. The choice of the communications model of the program agents depends on the effective operation of the whole system.

Definition

MAS is a network of applied solving devices cooperating to solve the problems which are [9] outside of individual opportunities or knowledge of each applied solving device. These applied solving devices frequently named agents, are independent and can be heterogeneous.

So, sensor network based on MAS and used agent methods [9] makes it possible:

- To solve the problems which are too great for the centralized agent to cope with;

- To solve the problems associated with the limited resources or obvious presence of critical parameters of efficiency;
- To keep rate of business suitability and consistency. Full rewriting of such software, as a rule, is very expensive, and frequently it is simply impossible. It is much easier to modify the similar system including community of agents as it is necessary to change only separate agents;
- To solve the problems of the distributed collection and processing of information under condition of security system counteraction with intrusions into sensor nodes, in particular monitoring and tracking of the events and etc.;
- To provide decisions of problems which effectively use information sources distributed spatially. The networks of gauges, seismic control and information collection from the Internet can serve as examples;
- To increase the system effectiveness in such aspects as:
 - *Speed of calculations*, as parallelism in processes is used;
 - *Reliability*, that is a simple restoration of the data at failures;
 - *Scalability*, because number and potentialities of agents working on the problem can easily vary;
 - *Mistake steadiness*, ability of the system to admit uncertainty because the necessary information is exchanged among agents;
 - *Convenience of support*, because the system consisting of numerous agents is easier to support due to its modularity;
 - *Speed of reaction*, because modularity makes it possible to process anomalies on a local scale not making multiple copies of them on the whole system;
 - *Flexibility*, because agents with various abilities are adaptive they can be united for the decision of the current problems;
 - *Repeated use*, because functionally of certain agents can be repeatedly used in various communities of agents for various problems decision.

Summary

Problems connected with application of RFID of technology to construct the sensor networks are considered in the given work. Advantages of application of the given technology to the systems of monitoring allow to speak about long-term prospects of RFID technologies as the basic ones in the decision of problems of the distributed information collection, tracking and events monitoring. The considered architecture with application of mobile devices has advantages of mobility, flexibility in use, low resource consumption and cost prices. Search and introduction of effective methods of interaction between sensor controls of a network based on RFID will allow to improve characteristics essentially. Particular emphasis should be given to mobility, anti-collision parameters, a noise stability of transfer and reception.

Bibliography: 1. Yann-Rudolf Michel RFID-Technologie 15. Juli 2004. 2. Christian Hanebeck. Managing data from rfid & sensor-based networks, 2004. 3. K. Finkenzeller, *RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification*, John Wiley & Sons; 2 ed., May 2003. 4. H. Ehrnlund, B. Haglund and P. Mattsson, An adaptive and self configuring wireless sensor network. Master Thesis, technical report IDE0405, Halmstad University, School of Information Science, Computer and Electrical Engineering, January 2004. 5. SAP AG. Sap-Flösungen mit rfid finden steigende verbreitung. 6. M Shimizu, M. Kobayashi, and M. Umehira "Overview of Wireless Technologies for Ubiquitous Services," NTT Technical Review, Vol. 1, No. 9, pp. 12-18, 2003. 7. <http://www.nttdocomo.co.jp/> 8. IEEE. LANMAN standards of the IEEE computer society. Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specification. IEEE Standard 802.11, 1997. 9. Yevgen V. Koukh, Method for SYN flood DoS attack intensity estimation and mitigation: Typescript of Master thesis / Wessex Institute of Technology, United Kingdom, 2005.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 25.04.2005

Г. А. КУЧУК, канд. техн. наук, С. Є. ЯЦЕВІЧ, канд. фіз.-мат. наук

МОДЕЛЮВАННЯ МЕРЕЖНОГО ТРАФІКА З ВИКОРИСТАННЯМ ВЛАСТИВОСТІ МАСШТАБНОЇ ІНВАРІАНТНОСТІ

Підвищення мережної продуктивності і розробка нових додатків призводять до необхідності створення адекватних математичних моделей процесів у комп'ютерних мережах. Як показують експериментальні дані, властивості мережного трафіка, що спостерігаються на практиці, досить складно інтерпретувати за допомогою методів статистичного аналізу, характерних для усталених режимів роботи мережних додатків [1, 2]. Це затрудняє розуміння механізмів утворення віртуальних з'єднань і розробку нових управляючих протоколів. Необхідна розробка конструктивних математичних моделей мережних процесів, що враховують особливості, які є істотними для цілей дослідження, з метою подальшого використання них для розробки нових методів проектування високошвидкісних комп'ютерних мереж [3].

Зростаюча складність і підвищення вимог до якості функціонування сучасних технічних систем сприяли застосуванню методів фрактального аналізу, заснованих на використанні властивостей масштабної інваріантності спостережаних процесів (самоподібності других статистичних моментів, що характеризують кореляційні зв'язки між подіями). Використання властивості масштабної інваріантності дозволяє застосовувати різні ймовірнісні методи для оперативного прогнозування процесів за допомогою моделей з мінімальною кількістю настрайованих параметрів. Одним з параметрів фрактальних моделей таких процесів може бути число відліків при агрегуванні, коли починає виявлятися масштабна інваріантність. Для цілей дослідження важливою характеристикою процесів є їх фрактальна розмірність [4], пов'язана з масштабом виміру значень процесу наступною формулою:

$$L(\delta) = a \cdot \delta^{1-D}, \quad (1)$$

де D – фрактальна розмірність; $L(\delta)$ – фрактальна міра процесу; δ – масштаб, який зіставляється обраному вимірювальному елементу; a – коефіцієнт, який характеризує евклідову міру, що може бути зіставлена даному процесові. Якщо величина D відмінна від одиниці, то значення $L(\delta)$ зростає в міру зменшення величини масштабу вимірів δ .

Таким чином, $L(\delta)$ характеризує структуру процесу або об'єкта, використовуючи опис його властивостей за допомогою окремих складових, кожна з яких подібна цілому. У результаті незалежно від масштабу спостереження процес виглядає однаковим з погляду тих його характеристик, що володіють фрактальними властивостями. Так, інтенсивність трафіка в комп'ютерній мережі можна вимірити шляхом підрахунку числа $N(\delta)$ – пакетів, що приходяться на часовий інтервал (базовий елемент) обраної тривалості δ .

Введемо вимірювальний елемент виду $h(\delta) = \gamma(d)\delta^d$. У результаті міра множини вводиться як адитивна функція, яку можна записати як $M_d = \sum_{h(\delta) \in H} h(\delta)$, де H – множина вимірювальних елементів. У загальному випадку при $\delta \rightarrow 0$ міра M_d дорівнює нулю або нескінченності, що залежить від вибору параметра d – розмірності обраної міри. Тому вираз для міри можна записати у вигляді

$$M_d = \sum h(\delta) = \sum \gamma(d)\delta^d = \gamma(d)N(\delta)\delta^d \rightarrow \begin{cases} 0, d > D; \\ \infty, d < D. \end{cases} \quad (2)$$

Якщо $\Gamma(N)$ – коефіцієнт подібності, що дозволяє множини L накрити N множинами $L' = \Gamma(L)$, то розмірність подібності

$$D_s = -\ln N / \ln \Gamma(N). \quad (3)$$

Для фрактальних об'єктів, що володіють властивістю самоподібності, має місце рівність $D = D_s$ [5].

Найпростішим фрактальним і самоподібним об'єктом, що став використовуватися як модель складних процесів, є множина Кантора, для якої після виконання n -го етапу розбиття для відрізка довжиною $\delta_i = (\xi)^n$ ($\xi = 1/3$) вірно наступне:

$$M_d = N(\delta)\delta^d \rightarrow \lim_{\delta \rightarrow 0, n \rightarrow \infty} 2^n (1/\xi)^{n d} \quad (4)$$

Така міра не розходиться, якщо $2^n (1/\xi)^{n d} = 1$, тому використовуючи (2) і (3), одержимо, що $D_s = D = -\ln 2 / \ln(1/3) = \ln 2 / \ln 3$.

З метою побудови моделі мережних процесів узагальнимо отримані результати на випадок, коли як об'єкт досліджень обрано часовий інтервал довільної довжини (тривалості) t . Нехай відповідно до прийнятої умови нормування на цьому інтервалі задана деяка щільність вихідних станів, наприклад $\rho_0 = 1$. Тоді "маса" всього інтервалу дорівнює $\rho_0 \cdot t$. Розділимо розглянутий інтервал на три складові і видалимо середню частину. На кінцях інтервалу залишаться два відрізки довжиною ξt ($\xi < 1/2$). Координати точок після першого розподілу дорівнюють $[0, \xi t]$ і $[t(1-\xi), t]$. Щільність станів, що залишилися, збільшимо таким чином, щоб "маса" всього інтервалу не змінилася. У цьому випадку щільність станів буде дорівнювати $\frac{1}{2\xi t}$. На другому етапі розподілу число розглянутих точок зростає до восьми, а їхні координати в порядку зростання визначають наступну послідовність відрізків:

$$[0, \xi^2 t]; [(\xi(1-\xi)t, \xi t]; [t(1-\xi), t(1-\xi + \xi^2)]; [t(1-\xi^2), t].$$

Щільність станів на цих відрізках, виходячи з умови нормування, визначається виразом $\frac{1}{(2\xi)^2 t}$. Довжини отриманих відрізків дорівнюють $\xi^2 t$, а їхня "маса" обчислюється як

$$\mu_i = \ell_i^v = (t \cdot \xi^2)^{\ln 2 / \ln(1/\xi)} = t \cdot \left(\frac{1}{\xi}\right)^{-2 \cdot \ln(1/2) / \ln(1/\xi)} = t \cdot \left(\frac{1}{2}\right)^2, \quad (5)$$

де ℓ_i – довжина відрізка, $v = \ln 2 / \ln(1/\xi)$ – фрактальна розмірність розглянутої множини станів, а щільність кожного з залишених відрізків (станів)

$$\rho_i = \frac{\mu_i}{\ell_i} = \rho_0 \ell_i^{v-1}. \quad (6)$$

Показник μ_i може бути мірою будь-якого процесу, що має своїм носієм множину Кантора. З його допомогою можна одержати залежність «маси» деякого об'єкта при зміні його довжини в інтервалі $[0, x]$ у вигляді співвідношення

$$M(x) = \int_0^x \rho(t) dt = \int_0^x d\mu(t). \quad (7)$$

Використовуючи описані вище властивості множини Кантора, представимо характер зміни станів деякого процесу, наприклад, зміни числа пакетів, переданих по лінії зв'язку з постійною інтенсивністю $\lambda=1$, за допомогою функції $f(t)$. Для частини огинаючої $r_L t$ виконується рівність $f(r_L t) = \frac{1}{N} f(t)$, де $r_L = 1$, $\beta = 1$. Однак, при розбивці інтервалу спостереження з використанням елементів множини Кантора ця рівність

перетворюється в тотожність, якщо виконується умова $1/3^2 = (1/2^2)^{1/\beta}$, тобто $\beta = \ln 2 / \ln 3$. Аналогічно для n -го етапу розбивки одержимо $(1/3^n)^\beta = 1/2^n$, що призводить до значення $\beta = \ln 2 / \ln 3$, яке збігається з розмірністю подібності для множини Кантора при $\xi = 1/3$. У загальному випадку задача побудови моделі процесу складається у визначенні огинаючої функції $f(t)$, яка задовольняє рівнянню $f(r_L t) = \frac{1}{N} f(t)$, нетривіальне рішення котрого має вигляд степеневій функції $f(t) = A\beta t^{-\beta}$, де $\beta = \ln N / \ln r_L$. Це дозволяє визначити клас моделей, за допомогою яких можна кількісно характеризувати прояву властивостей масштабної інваріантності.

Розглянемо модель мережних процесів, для яких має місце втрата окремих пакетів. Ці процеси можна назвати процесами з неповною пам'яттю, в основі яких лежать властивості розглянутої вище фрактальної множини Кантора. Зв'язок між потоками вхідних і вихідних даних (сигналами) задається інтегралом згортки

$$u(t) = \int_0^t h(t-\tau) f(\tau) d\tau, \quad (8)$$

де $h(t)$ – імпульсна перехідна функція, що характеризує вплив на вихідну координату $u(t)$ об'єкта всіх значень вхідного сигналу $f(\tau)$ для $0 \leq \tau < t$. Однак, якщо в якості $h(t)$ використовувати дельта-функцію Дірака, то використання співвідношення (8) призводить до тривіальної рівності $u(t) = f(t)$, яка характеризує властивості об'єкта, в котрому відсутні або пам'ять, або який-небудь вплив на стан сигналу $f(\tau)$, $0 \leq \tau < t$, за винятком поточного значення $f(t)$. Динамічні системи з неповною пам'яттю займають проміжне положення між двома вищерозглянутими випадками. У таких системах частина вхідних станів губиться і тому вони не роблять впливу на вихідний сигнал об'єкта. Часовим інтервалам, на яких розглядається такий сигнал, природно зіставити елементи деякої фрактальної множини. Визначимо імпульсну перехідну функцію вигляду

$$h(\tau) = \begin{cases} 1/t, & 0 \leq \tau \leq t; \\ 0, & \tau < 0; \tau > t, \end{cases} \quad (9)$$

яка задовольняє умові нормування $\int_0^t h(\tau) d\tau = 1$. Тоді процесу $u(t)$ на виході системи з повною пам'яттю відповідає процедура усереднення на інтервалі $[0, t]$

$$u(t) = \frac{1}{t} \int_0^t f(\tau) d\tau. \quad (10)$$

Таким чином, типовою операцією обробки результатів вимірювань є операція ковзного згладжування, яка має такий вигляд:

$$X_T(x) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \xi(\tau) d\tau.$$

Обчислимо моменти і спектральну щільність процесу $X_T(t)$, якщо $\xi(t)$ – стаціонарний у широкому змісті випадковий процес з математичним сподіванням m_ξ , кореляцій-

ною функцією $C_{\xi}(\tau)$ і спектральною щільністю $F_{\xi}(\omega)$. Математичне сподівання $X_T(t)$

$$m_{X_T}(\tau) = M\{X_T(t)\} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t m_{\xi} d\tau = m_{\xi},$$

а кореляційна функція має вигляд

$$C_{X_T}(\tau) = M\{(X_T(t) - m_{X_T})(X_T(t+\tau) - m_{X_T})\} = \frac{1}{T^2} \int_{t-T}^t \int_{t-T+\tau}^{t+\tau} C_{\xi}(u_1 - u_2) du_1 du_2.$$

Тому що процес $\xi(\tau)$ має спектральну щільність $F_{\xi}(\omega)$, то

$$C_{\xi}(u_1 - u_2) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_{\xi}(\omega) d\omega \exp\{j\omega(u_1 - u_2)\} d\omega.$$

Тому вираз для кореляційної функції процесу $X_T(t)$ можна представити як

$$\begin{aligned} C_{X_T} &= \frac{1}{2\pi T^2} \int_{-\infty}^{\infty} F_{\xi}(\omega) \int_{t-T}^t \exp\{-j\omega u_2\} du_2 \int_{t-T+\tau}^{t+\tau} \exp\{-j\omega u_1\} du_1 = \\ &= \frac{1}{2\pi T^2} \int_{-\infty}^{\infty} F_{\xi}(\omega) \left[\frac{1}{j\omega} e^{-j\omega u_2} \Big|_{u_2=t-T}^{u_2=t} \right] \cdot \left[\frac{1}{j\omega} e^{j\omega u_1} \Big|_{u_1=t-T}^{u_1=t+\tau} \right] d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi T^2} \int_{-\infty}^{\infty} F_{\xi}(\omega) \left[-\frac{1}{j\omega} e^{-j\omega T} (1 - e^{j\omega T}) \right] \cdot \left[\frac{1}{j\omega} e^{j\omega(t+\tau)} (1 - e^{j\omega T}) \right] d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi T^2} \int_{-\infty}^{\infty} F_{\xi}(\omega) \frac{1}{j\omega^2} e^{-j\omega\tau} (1 - e^{j\omega T})^2 d\omega. \end{aligned}$$

Приймаючи до уваги формулу Ейлера $e^{-j\omega T} = \cos \omega T + j \sin \omega T$, одержимо

$$C_{X_T}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_{\xi}(\omega) \frac{2(1 - \cos \omega T)}{\omega^2 T^2} e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_{\xi}(\omega) \left(\frac{\sin \omega T / 2}{\omega T / 2} \right)^2 e^{j\omega\tau} d\omega.$$

Таким чином, вираз для кореляційної функції процесу $X_T(t)$ має вигляд

$$C_{X_T}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_{\xi}(\omega) \left(\frac{\sin \omega T / 2}{\omega T / 2} \right)^2 e^{j\omega\tau} d\omega,$$

тому спектральна щільність вихідного $\xi(t)$ й агрегованого $X_T(t)$ процесів пов'язані співвідношенням $F_{X_T}(\omega) = F_{\xi}(\omega) \left(\frac{\sin \omega T / 2}{\omega T / 2} \right)^2$. Відмітимо, що функція $\frac{\sin \omega T / 2}{\omega T / 2}$ має найбільше значення при малих значеннях $\omega T / 2$. Тому така операція агрегування подавляє високочастотні складові вихідного сигналу і сприяє проявленню низькочастотних або протяжних статистичних залежностей.

Проведемо подальші перетворення, для чого підставимо в отримане співвідношення для C_{X_T} вираз спектральної щільності $F_{\xi}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} C_{\xi}(u) \exp\{-j\omega u\} du$. У результаті після зміни порядку інтегрування одержимо новий вираз:

$$C_{X_T} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_{\xi}(u) du \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{-j\omega u\} \left(\frac{\sin \omega T/2}{\omega T/2}\right)^2 \exp\{j\omega \tau\} d\omega =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} C_{\xi}(u) du \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{j\omega(\tau-u)\} \left(\frac{\sin \omega T/2}{\omega T/2}\right)^2 \exp\{j\omega \tau\} d\omega.$$

Для обчислення цього виразу зробимо заміну змінних $\tau - u = \lambda$. Внутрішній інтеграл в отриманому виразі для C_{X_T}

$$J = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{j\omega \lambda\} \left(\frac{\sin \omega T/2}{\omega T/2}\right)^2 d\omega = \frac{1}{T^2} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \cos(\omega \lambda) \left(\frac{\sin \omega T/2}{\omega T/2}\right)^2 d\omega.$$

Після ряду нескладних перетворень остаточно вираз кореляційної функції прийме наступного вигляду:

$$C_{X_T} = \frac{1}{T^2} \int_{-T}^T (T - |u|) C_{\xi}(\tau - u) du.$$

Дане співвідношення між статистичними характеристиками вхідного і вихідного потоків даних будемо використовувати при проведенні подальшого дослідження.

Зіставимо інтервалу, на якому обчислюється імпульсна перехідна функція, процедуру побудови множини Кантора з параметром $\xi = 1/3$. Тоді після першого етапу поділу координати станів, що залишилися, будуть дорівнювати $(0, \xi t)$, $(2\xi t, t)$, а їхня довжина буде складати величину $2\xi t$. З урахуванням умови (6) щільність цих станів повинна змінитися і буде дорівнювати $\frac{1}{2\xi t}$. На наступному етапі поділу щільність станів, що залишилися, обчислюється за формулою $\frac{1}{(2\xi)^2 t}$. На n -му етапі одержимо 2^n підінтервалів довжиною $\xi^n t$ з координатами $(t_m^{(n)}, t_m^{(n)} + \xi^n t)$, де $m = 1, \dots, 2^n$; $t_m^{(n)}$ – початкова координата інтервалів, що залишилися.

Щільність станів, що залишилися, визначається виразом $t/(2\xi)^n$, тому інтеграл (10) можна записати у вигляді

$$u(t) = \frac{1}{(2\xi)^n t} \int_0^t f(\tau) \left[1(t_m^{(n)} \leq \tau < t_m^{(n)} t) \right] d\tau,$$

де $m = 1, 4, \dots, 2^n$, а одинична функція задається виразом

$$1(t_m^{(n)} \leq \tau < t_m^{(n)} + \xi^n t) = \begin{cases} 1, & \tau \in (t_m^{(n)}, t_m^{(n)} + \xi^n t), \\ 0, & \tau < t_m^{(n)}, \tau \geq t_m^{(n)} + \xi^n t. \end{cases}$$

Після граничного переходу $n \rightarrow \infty$ одержимо вираз для інтеграла згортки на множині Кантора [6] у вигляді співвідношення

$$u(t) = B_{\xi} \cdot \frac{1}{\Gamma(\beta)} \cdot \frac{1}{t^{\beta}} \int_0^t (t - \tau)^{\beta-1} f(\tau) d\tau, \quad (11)$$

де $\beta = \ln 2 / \ln 3$ – фрактальна розмірність множини Кантора, $\Gamma(\beta)$ – гамма-функція від

аргументу β , B_ξ – константа, що залежить від характеристики множини Кантора. Співвідношення (11) є однією із форм запису операції дробового інтегрування [7]. Запишемо (11) у формі інтеграла згортки

$$u(t) = \int_0^t h(t-\tau)f(\tau)d\tau, \quad (12)$$

де $h(t) = kt^{\beta-1}$ – імпульсна перехідна функція; $k = B_\xi \Gamma^{-1}(\beta)t^{-\beta}$ – нормуюча константа.

Зміна форми запису інтеграла при збереженні значення обумовлена тим, що стан системи змінюється не на всьому безперервному інтервалі $[0, t]$, а лише в точках не всюди щільної або фрактальної множини Кантора. У результаті при побудові моделі систем з неповною пам'яттю інтеграл (10) замінюється на інтеграл від функції $f(\tau)$, що помножена на нескінченну послідовність δ -функцій з координатами в точках множини Кантора, сумарна інтенсивність яких дорівнює одиниці. У підсумку значення виразу (12) визначається сумою нескінченного числа нескінченно малих стрибків функції $f(\tau)$ в точках множини Кантора.

Повернемося до передграничного випадку. Розглянемо вираз

$$\int_0^t f(\tau) \left[1 \left(t_m^{(n)} \leq \tau < t_m^{(n)} + \xi^n t \right) \right] d\tau, \quad (13)$$

якому відповідає інтеграл вигляду

$$\varphi(t) = \int_0^t f(\tau) d\tau. \quad (14)$$

Порівнюючи (10) і (14), одержимо $\varphi(t) = t \cdot u(t)$. У свою чергу, помножуючи (11) на t^β , тобто обчислюючи $t^\beta \cdot u(t)$, одержимо

$$\varphi_k(t) = \int_0^t k_1 \cdot (t-\tau)^{\beta-1} f(\tau) d\tau, \quad (15)$$

де $k_1 = B_\xi \Gamma^{-1}(\beta)$ – нормуючий коефіцієнт. Помітимо, що отриманий вираз для коефіцієнта k_1 може бути використаним для побудови моделі процесів, якщо на інтервалі інтегрування $f(\tau)$ є постійною величиною. У цьому випадку значення дробового інтеграла (15) на інтервалі $[0, t]$ менше, ніж значення інтеграла (14) на цьому ж інтервалі, тому що $\beta = \ln 2 / \ln 3 < 1$. Дана властивість отриманої моделі є наслідком втрати частини станів на елементах фрактальної множини Кантора. Стосовно до мережного трафіка це означає, що для досягнення значення (14), тобто визначеного обсягу переданих даних, інтеграл (15) повинний обчислюватися в більш широких часових межах. У цьому випадку права границя межі інтегрування буде дорівнювати значенню $t^{1/\beta}$. Таким чином, процеси, що відповідають операції дробового інтегрування, стають більш протяжними, а швидкість їхньої зміни описується інтегральними співвідношеннями дробового порядку.

У результаті, якщо для передачі файлу в каналі зв'язку з постійною інтенсивністю λ пакетів у секунду потрібно t секунд, то обсяг файлу дорівнює $x = \lambda t$, а $f(\tau) = \lambda$. Використання моделі з неповною пам'яттю дозволяє врахувати, що частина пакетів у процесі передачі може бути загублена. Тому втратам пакетів зіставимо фрактальну множину Кантора з параметром ξ . Тоді на першому етапі побудови моделі каналу з втратами кі-

лькість переданих пакетів можна оцінити величиною $\lambda(2 \cdot \xi)^n t$, а число загублених пакетів – значенням $\lambda t [1 - (2\xi)^n]$. Після граничного переходу, коли $n \rightarrow \infty$, число пакетів, яке передане каналом, буде дорівнювати

$$x_k = \int_0^t k_1 \cdot (t - \tau)^{\beta-1} f(\tau) d\tau,$$

де $f(\tau) = \lambda = \text{const}$ – інтенсивність послілки пакетів; $k_1 = B_\xi \Gamma^{-1}(\beta)$.

Вводячи нові змінні $t - \tau = y$ і $f(\tau) = \lambda$, одержимо

$$x_k = \lambda t^\beta \int_0^t k y^{\beta-1} dy. \quad (16)$$

З огляду на умову нормування у виразі (16) одержимо, що кількість переданих пакетів λt^β менше числа посланих пакетів λt . Тому на передачу загублених пакетів, наприклад, за допомогою протоколу TCP, необхідно затратити додатковий час $t^{1/\beta} - t$.

Отже, використання властивостей масштабної інваріантності при моделюванні мережного трафіка дозволяє побудувати адекватну модель мережного процесу, у якому втрати пакетів компенсуються збільшенням часу передачі повідомлень, що призводить до формування протяжних статистичних часових залежностей. В отриманій моделі вплив втрат і причина появи протяжних залежностей формально враховані за допомогою введення операції дробового інтегрування. Однак, для практичного використання такої моделі необхідно ідентифікувати значення параметра β , який кількісно характеризує властивості масштабної інваріантності мережних процесів, що і є напрямком подальших досліджень.

Список літератури: 1. Столдингс В. Современные компьютерные сети. С.-Пб.: Питер, 2003. 784 с. 2. Кучук Г.А. Фрактальный гауссовский шум в трафиковых трассах // Системы обработки информации. Х.: ХВУ. 2004. Вып. 3. С. 91-99. 3. Zaborovsky V., Yegorov S. Traffic Models and Management in High-Speed Networks // Proceedings of International Conference on Informatics and Control. St.-P., 1997. P. 231 - 240. 4. Leland W., Taqqu M., Willinger W. On the self-similar nature of IP-traffic // IEEE/ACM Transactions on Networking. 1997. № 3. P. 423 - 431. 5. Gusella R. Characterizing the variability of arrival processes with indices of dispersion // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 1991. № 9(2). P. 968 - 981. 6. Cheng C.S., Thomas J.A. Effective bandwidth in high-speed digital networks // IEEE journal on selected Areas in Communications. 1995. V. 13. P. 1091 - 1100. 7. Нигматуллин Р.Р. Дробный интеграл и его физическая интерпретация // Теоретическая и математическая физика. 1992. Т. 90, № 3. С. 354 - 367.

Харківський університет Повітряних Сил,
Інститут радіофізики та електроніки НАН України

Надійшла до редколегії 20.04.2005

ОБЩЕСИСТЕМНЫЕ ПРОБЛЕМЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

УДК 621.372

Математические модели в теории телекоммуникационных систем / В.В.Поповский // Радиотехника. Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 2005. Вип.142. С.5-10.

Сделан вывод о необходимости придания большей системности отраслевой науке и создании теории телекоммуникационных систем. Обсуждаются возможные направления дальнейшего развития существующих и используемых на сегодняшний день теоретических методов анализа и синтеза систем. Рекомендуется использовать тензорные операторы, а также теорию марковских процессов, что обеспечит возможность более системного рассмотрения структурно-функциональных характеристик телекоммуникационных систем.

Ил. 2. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.372

Математичні моделі в теорії телекомунікаційних систем / В.В.Поповський // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 2005. Вип.142. С. 5-10.

Зроблено висновок щодо необхідності надання більшій системності галузевій науці і створення теорії телекомунікаційних систем. Обговорюються можливі напрямки подальшого розвитку існуючих і теоретичних методів аналізу і синтезу систем, що використовуються на сьогоднішній день. Рекомендується використовувати тензорні оператори, а також теорію марковських процесів, що забезпечить можливість більш системного розгляду структурно-функціональних характеристик телекомунікаційних систем.

Ил. 2. Библиогр.: 9 назв.

UDC 621.372

Mathematical models in the theory of telecommunication systems / V.V. Popovskiy // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N 142. P. 5-10.

The necessity to impart more system to the branch science and create the telecommunication systems theory is inferred. Possible directions of further development of existing theoretical methods for the systems analysis and synthesis used at present are discussed. It is advisable to use tensor operators as well as the theory of Markov processes, it will provide the possibility to consider more closely structural and functional characteristics of telecommunication systems.

2 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.391

Вероятностно-временная модель QoS-маршрутизации с предвычислением путей в условиях неидеальной надежности элементов телекоммуникационной сети / А.В. Лемешко // Радиотехника. Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 2005. Вип. 142. С. 11-20.

Предложенная модель ориентирована на использование в современных прежде всего, мультисервисных сетях пакетной коммутации, основанных на предвычислении путей. Благодаря заложенным в модели свойствам, она удовлетворяет требованиям концепций Load-Balance Routing, QoS-Based Routing и Constraint-Based Routing.

Ил. 1. Библиогр.: 13 назв.

УДК 621.391

Вірогідно-часова модель QoS-маршрутизації з передобчисленням шляхів в умовах неідеальної надійності елементів телекомунікаційної мережі / А.В. Лемешко // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 2005. Вип. 142. С. 11-20.

Запропонована модель орієнтована на використання в сучасних перш за все, мультисервісних мережах, пакетній комутації, заснованих на передобчисленні шляхів. Завдяки закладеним в моделі властивостям, вона задовольняє вимогам концепцій Load-Balance Routing, QoS-Based Routing і Constraint-Based Routing.

Ил. 1. Библиогр.: 14 назв.

UDC 621.391

Probabilistic-temporal model of QoS-routing with calculation of ways in the conditions of unideal reliability of elements of telecommunication network / A. V. Lemeshko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 11-20.

The offered model is oriented to the use in modern foremost, multiservice networks, package commutation, based on calculation of ways. Due to the properties stopped up in a model, she suits the Load-Balance Routing, QoS-Based Routing and Constraint-Based Routing conceptions.

1 fig. Ref.: 13 items.

УДК 621.371.36

Архитектура малой корпоративной спутниковой сети связи / К. С. Сундучков, А. А. Макаров, С. И. Сушко, А. Л. Когут, И. В. Бойко // Радиотехника. Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 2005. Вип. 142. С.21-29.

Проведен анализ эксплуатационных расходов малой корпоративной сети спутниковой связи, предложены основные направления и принципы построения такой сети с учетом необходимости проведения оптимизации основных параметров сети с точки зрения технической и экономической эффективности. Предложены конкретные решения по выбору вида модуляции, типа помехоустойчивого кодирования, схемы многостанционного доступа, протокола формирования цифрового потока и алгоритма сжатия речи.

Проанализированы зависимости стоимости развертывания и эксплуатации малой корпоративной спутниковой сети связи от характера элементов архитектуры сети и сформулирована задача оптимизации сети с целевой функцией в виде функционала, зависящего от выбранных элементов архитектуры сети.

Ил. 2. Библиогр.: 47 назв.

УДК 621.371.36

Архітектура малої корпоративної супутникової мережі зв'язку / К. С. Сундучков, А. А. Макаров, С. І. Сушко, А. Л. Когут, І. В. Бойко // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 2005. Вип. 142. С. 21-29.

Проведений аналіз експлуатаційних затрат малої корпоративної мережі супутникового зв'язку, запропоновані основні напрямки та принципи побудови такої мережі з урахуванням необхідності проведення оптимізації основних параметрів мережі з точки зору

технічної та економічної ефективності. Запропоновані конкретні рішення щодо вибору виду модуляції, типу завадостійкого кодування, схеми багатостандійного доступу, протоколу формування цифрового потоку та алгоритму стиснення мови

Проаналізовані залежності вартості розгортання і експлуатації малої корпоративної супутникової мережі зв'язку від характеру елементів архітектури мережі, а також сформульована задача оптимізації мережі з цільовою функцією у вигляді функціонала, залежного від вибраних елементів архітектури мережі.

Іл. 2. Бібліогр.: 47 назв.

UDC 621.371.36

The architecture of a small corporate satellite communication network / K.S. Sunduchkov, A.A. Makarov, S.I. Sushko, A.L. Kogut, I.V. Boyko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 21-29.

The analysis of operating costs of a small corporate satellite communication network is performed, the main directions and principles the network of such network construction are offered in view of the necessity to hold optimization of fundamental parameters of from the point of view of technical and economic efficiency. The concrete solutions the choice of type of modulation, antinoise coding, the multiple access scheme, data protocol and algorithm of speech compression are offered.

The dependences of cost of development and operation of a small corporate satellite communication network on the nature of the network architecture components are analyzed and the network optimization problem with the goal function as a functional depending on the selected network architecture components is formulated.

2 fig. Ref.: 47 items.

УДК 621.372

Анализ возможных путей решения задачи динамического управления качеством обслуживания в телекоммуникационных сетях / Ю.И. Лосев, Ю.И. Рафальский, С.И. Шматов, К.М. Руккас // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С. 30-33.

В статье рассмотрены проблемы, связанные с разработкой многоагентной системы динамического управления качеством обслуживания в телекоммуникационных сетях.

Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.372

Аналіз можливих шляхів вирішення задачі динамічного управління якістю обслуговування в телекомунікаційних мережах / Ю.І. Лосев, Ю.І. Рафальський, С.І. Шматов, К.М. Руккас // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 30-33.

В статті розглянуті проблеми, що пов'язані з розробкою багатоагентної системи динамічного управління якістю обслуговування в телекомунікаційних мережах.

Іл. 2. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.372

Analysis of possible ways to solve a task of quality service dynamic management in telecommunication networks / U.I. Losev, U.I. Rafalsky, S.I. Shmatkov, K.M. Rukkas // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 30-33.

In this article provide analyse problem design multiagent system dynamic control QoS of telecommunication system.

2 fig. Ref.: 3 items

УДК 621.3.006.357

Модель динамики неравновесных состояний при распределении ресурсов в сети абонентского радиодоступа / Ю.Ю. Коляденко, Т.В. Величко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С.34 - 39.

Предложена модель динамики неравновесных состояний при анализе электромагнитных взаимодействий в группировке радиоэлектронных средств сети абонентского радиодоступа. Показано, что с помощью нелинейной системы, моделирующей динамику взаимодействий группировки радиоэлектронных средств, можно прогнозировать состояние распределения ресурсов между элементами сети. Данная модель может быть использована при планировании, проектировании и эксплуатации сетей абонентского радиодоступа.

Ил. 4. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.3.006.357

Модель динаміки нерівноважних станів при розподілі ресурсів в мережі абонентського радіодоступу / Ю.Ю. Коляденко, Т.В. Величко // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 34 - 39.

Запропоновано модель динаміки нерівноважних станів при аналізі електромагнітних взаємодій в угрупованні радіоелектронних засобів мереж абонентського радіодоступу. Показано, що за допомогою нелінійної системи, що моделює динаміку взаємодій угруповання радіоелектронних засобів, можна прогнозувати стан розподілу ресурсів між елементами мережі. Дана модель може бути використана при плануванні, проектуванні й експлуатації мереж абонентського радіодоступу.

Іл. 4. Бібліогр. 7 назв.

UDC 621.3.006.357

Model of nonequilibrium states dynamics at distribution of resources in the user's radio access network / Y.Y. Kolyadenko, T.V. Velichko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 34 - 39.

The model of nonequilibrium states dynamics is offered when analyzing electromagnetic interactions in a radio electronic means grouping of the users radio access network. It is shown that with nonlinear system modeling dynamics of interactions of the radio-electronic means grouping it is possible to predict the states of resources distribution between elements in the network. The given model can be used when planning, designing and operation of users radio access networks

4 fig. Ref.: 7 items.

УДК 519.74, 681.51

Измерение характеристик одноуровневой коммутируемой сети с помощью параметрической модели Петри / Д.А. Зайцев, Т.Р. Шмелева // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С. 40-46.

Представлена параметрическая модель Петри одноуровневой коммутируемой локальной сети, позволяющая ограничивать размеры буферов и количество процессоров и реализующая дисциплину FIFO при работе с очередями. Обеспечено автоматическое измерение времени отклика локальной сети в процессе имитации динамики модели; для этих целей использованы специальные измерительные фрагменты сетей Петри. Исследованы вопросы существования стационарного режима работы локальной сети, а также зависимости времени отклика от характеристик применяемых программно-аппаратных средств. Результаты представлены в виде диаграмм, графиков, таблиц.

Табл. 3. Ил. 4. Библиогр.: 6 назв.

УДК 519.74, 681.51

Вимірювання характеристик однокішшевої комутуємої мережі за допомогою параметричної моделі Петрі / Д.А. Зайцев, Т.Р. Шмельова // Радиотехника. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 40-46.

Представлено параметричну модель Петрі однокішшевої комутуємої локальної мережі, яка дозволяє обмежувати розміри буферів та кількість процесорів й реалізувати дисципліну FIFO при роботі з чергами. Забезпечено автоматичне вимірювання часу відгуку локальної мережі в процесі імітації динаміки моделі. Для цього використані спеціальні вимірювальні фрагменти сіток Петрі. Досліджено питання стосовно існування стаціонарного режиму роботи локальної мережі, а також залежності часу відгуку від характеристик застосованих програмно-апаратних засобів. Результати представлені у вигляді діаграм, графіків, таблиць.

Табл. 3. Ил. 4. Библиогр.: 6 назв.

UDC 519.74, 681.51

Measurement of a single-level switched network characteristics using Petri parametric model / D.A. Zaitsev, T.R. Shmeleva // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 40-46.

Petri parametric model of a single-level switched local-area network is presented. The model makes it possible to limit the buffers' sizes and processors numbers and to realize FIFO discipline for queues. An automatic measurement of the network response time is provided during imitation of model's behavior. With this aim in view special measuring fragments of Petri nets are used. Problems of state-stable mode existence for local-area network dynamics as well as the dependence of network response time on characteristics of hardware and software used are investigated. Results are presented in the form of diagrams, graphs, and tables.

3 tab. 4 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.391.24

Методы одномерного вейвлет преобразования для параметрической спектральной обработки нестационарных сигналов / И.В. Стрелковская // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С. 47-52.

Предложен метод интерполяции спектральной плотности селективных сигналов кубическими В-сплайнами, применяемый для синтеза сигналов с заданными свойствами в цифровых телекоммуникационных системах. Рассмотрен пример конструирования спектральной характеристики с помощью В-сплайнов и найдена форма соответствующего ей импульсного сигнала.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.391.24

Методи одновимірного вейвлет перетворення для параметричної спектральної обробки нестационарних сигналів / І.В. Стрелковська // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 47-52.

Запропоновано метод інтерполяції спектральної густини селективних сигналів кубичними В-сплайнами, застосовуваний для синтезу сигналів з заданими властивостями у цифрових телекомунікаційних системах. Розглянуто приклад конструювання спектральної характеристики за допомогою В-сплайнів та знайдена форма імпульсного сигналу, що їй відповідає.

Ил. 2. Библиогр.: 4 назв.

UDC 621.391.24

Application of cubic B-splines to the synthesis of selective signals / I.V. Strelkovskaya // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 47-52.

The method of selective signals spectral density interpolation with cubic B-splines used for signals synthesis with given characteristics in digital telecommunication systems is offered. An example of electronic characteristics construction using B-splines is examined and the impulse signal form corresponding to it is considered.

2 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.391:62-503.56

Многокритериальная оптимизация управления сетью связи с пакетной коммутацией / В.М. Безрук, И.В. Свид, И.В. Корсун // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С. 53-58.

Рассмотрены особенности применения методов многокритериальной оптимизации при оперативном управлении сетью связи с пакетной коммутацией. Приведены результаты исследований на примере решения частной задачи управления с учетом времени доставки и вероятности потери пакетов при дейтограммой передаче сообщений.

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.391:62-503.56

Багатокритеріальна оптимізація управління мережею зв'язку з пакетною комутацією / В.М. Безрук, І.В. Свид, І.В. Корсун // Радиотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 53-58.

У статті розглянуто особливості застосування методів багатокритеріальної оптимізації при оперативному управлінні мережею зв'язку з пакетною комутацією. Наведені результати досліджень на прикладі вирішення окремої задачі управління з урахуванням часу доставки та ймовірності втрати пакетів при дейтограмному режимі передавання повідомлень.

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр.: 5 назв.

UDC 621.391:62-503.56

Multicriterial optimization of management in communication network with batch switching / V.M. Bezruk, I.V. Svid, I.V. Korsun // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 138. P. 53-58.

Methods of multicriterial optimization are considered at operative management of a communication network with batch switching. Results of investigations exemplified by the solution of a particular problem of management with regard to the time of delivery and probability of packages loss at deutegram transmission of messages are given.

Tabl. 1. 1 fig. Ref.: 5 items.

УДК. 621.391

Учебно-сервисный центр «Samsung Telecom» // С.А. Сабурова, Е.Н. Ильяшенко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С. 59-62.

Рассмотрены основные вопросы подготовки и переподготовки специалистов электросвязи на кафедре телекоммуникационных систем Харьковского национального университета радиоселектроник. С апреля 2004 года на базе лаборатории системных технологий кафедры ТКС совместно с АОЗТ «РЕКОМ» открыт учебно-сервисный центр «Samsung Telecom», где проводится переподготовка специалистов по менеджменту и техническому обслуживанию современного оборудования фирмы «Samsung», а также лабораторно-практические занятия.

Ил. 3. Библиогр.: 1 назв.

УДК 621.391

Учбово-сервісний центр „Samsung Telecom” // С.О. Сабурова, Є.М. Ілляшенко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 59-62.

Розглянуто основні питання підготовки та перепідготовки спеціалістів електрозв'язку на кафедрі телекомунікаційних систем Харківського національного університету радіоелектроніки. З квітня 2004 року на базі лабораторії системних технологій кафедри ТКС спільно з АТЗТ „РЕКОМ” відкрито учбово-сервісний центр „Samsung Telecom”, де проводиться перепідготовка спеціалістів з менеджменту та технічного обслуговування сучасного устаткування фірми „Samsung”, а також лабораторно-практичні заняття.

Ил. 3. Бібліогр.: 1 назв.

UDK. 621.391

„Samsung Telecom” Training and Service Facility // S.A. Saburova, Ye.N. Ilyashenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 59-62.

The basic problems of training and retraining of telecommunication experts at the Department of Telecommunication Systems of Kharkiv National University of Radio Electronics are considered. Since April 2004 Samsung Telecom Training and Service Facility was opened on the basis of the System Technologies Laboratory of the TCS Department together with RECOM Private Joint-Stock Company. Training and retraining of specialists in management and maintenance of SAMSUNG up-to-date equipment, as well as laboratory and practical training is carried out there.

3 fig. Ref: 1 item.

УДК 621.396.2

Распределение нагрузки в иерархических телекоммуникационных сетях декомпозиционным методом / О.Ю. Евсева, А.Г. Беленков, С.В. Алексеев // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 63-70.

Предложенный метод распределения нагрузки может быть использован при реализации концепции сетей следующего поколения в иерархических ТКС в процессе комплексного решения задач маршрутизации и управления доступом. Новизна метода состоит в комбинированном использовании принципов координации оценки взаимодействий и целевой координации, что позволило получить эффективную вычислительно-реализуемую процедуру многоуровневого расчета маршрутных и коммутационных переменных.

Ил. 1. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.396.2

Розподіл навантаження в ієрархічних телекомунікаційних мережах декомпозиційним методом / О.Ю. Євсева, О.Г. Беленков, С.В. Алексеев // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 63-70.

Запропонований метод розподілу навантаження може бути використаний при реалізації концепції мереж наступного покоління в ієрархічних ТКС в процесі комплексного рішення задач маршрутизації і управління доступом. Новизна методу полягає в комбінованому використуванні принципів координації оцінки взаємодій і цільової координації, що дозволило одержати ефективну обчислювально-реалізовану процедуру багаторівневого розрахунку маршрутних і комутаційних змінних.

Ил. 1. Библиогр.: 8 назв.

UDC 621.396.2

Partition of load in hieratical telecommunication networks by a dekompozitsyonnym method / O.Yu. Evseeva, A.G. Belenkov, S.V. Alekseev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 63-70.

The offered method of partition of load can be used for realization of conception of networks of a next generation in hierarchical TKS in the process of complex decision of tasks of routing and access control. The novelty of method consists of the combined use of principles of co-ordination of estimation of co-operations and having a special purpose co-ordination, that allowed to get the effective calculable-realized procedure of multilevel calculation of rout and commutation variables.

1 fig. Ref.: 8 items.

ПРОБЛЕМЫ СИНТЕЗА, АНАЛИЗА И УПРАВЛЕНИЯ

УДК 621.396

Синтез оптимального управления для системы ФАП с учетом возмущений / В.К. Стеклов, А.К. Юдин // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 71-72.

Представлена оптимальная по быстрдействию комбинированная система ФАП с комплексными корнями характеристического управления. Показана структурная схема синтезируемой системы.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396

Синтез оптимального керування для системи ФАП з урахуванням збурювань / В.К. Стеклов, А.К. Юдин // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 71-72.

Представлена оптимальна за швидкодією комбінована система ФАП з комплексними корнями характеристичного керування. Показано структурну схему синтезованої системи.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

UDC 621.396

Synthesis of optimum control for the PAT system regard to perturbations / V.K. Steklov, A.K. Yudin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 71-72.

The combined PAT system with the complex roots of characteristic control optimum by the response is presented. The flow diagram of the synthesized system is given.

1 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.391:62-503.56

Замкнутые кривые предельных циклов оптимальных по быстрдействию объектов с периодическим по фазовой координате управляющим воздействием / В.И. Борщ, В.В. Коваль, Ю.Г. Туманов, Е.И. Коршун // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 73-79.

Представлены основные теоремы фазовых плоскостей оптимальных по быстрдействию колебательных объектов с управляющим воздействием, периодическим по фазовой координате.

Ил. 3 Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.391.62-503.56

Замкнуті криві граничних циклів оптимальних за швидкістю об'єктів з періодичним по фазовій координаті управляючим збудженням / В.І. Борщ, В.В. Коваль, Ю.Г. Туманов, Є.І. Коршун // Радіотехніка: Всеукр. міжвідом. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 73-79.

Представлені основні теореми фазових площин оптимальних за швидкістю коливальних об'єктів з управляючим збудженням, періодичним по фазовій координаті.

Ил. 3. Библиогр.: 9 назв.

UDC 621.391:62-503.56

Closed curves of limit cycles optimum by response of objects with periodic over the control actions phase coordinate. V.I. Borsch, V.V. Koval, Y.G. Tumanov, E.I. Korshun // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 73-79.

The main theorems of phase planes optimum by response of oscillating with control actions periodic over the phase coordinate are presented.

3 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.391.01

Разработка математической модели состояния нестационарной телекоммуникационной системы / Абдельхамид Зугбар, Г. В. Звягольская, С. Н. Селевко // Радіотехніка: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2005. Вип. 142. С. 80-82.

Рассматривается вероятностная модель нестационарного состояния, ориентированная на применение марковской теории нелинейной фильтрации.

Библиогр.: 2 назв.

УДК 621.391.01

Розробка математичної моделі стану нестационарної телекомунікаційної системи / Абдельхамид Зугбар, Г. В. Звягольська, С. Н. Селевко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 80-82.

Розглядається імовірнісна модель нестационарного стану, орієнтована на застосування харківської теорії нелінійної фільтрації

Библиогр.: 2 назв.

UDC 621.391.01

Elaboration of mathematical model of state of the non-stationary telecommunication system / Abdelhamud Zugbar, G. N. Zvjagolskaja, S. V. Selevko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 80-82.

The probabilistic model of non-stationary condition focused on application of Markov theory of a nonlinear filtration is considered.

Ref.: 2 items.

УДК 621.396

Синтез оптимальной по быстрдействию самонастраиваемой комбинированной системы ФАП / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман, О.Н. Карась // Радіотехніка: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2005. Вип. 142. С. 83-87.

Синтезирована инвариантная относительно двух типов воздействий комбинированная система ФАП. Представлены соответствующие структурные схемы.

Ил.5 Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396

Синтез оптимальної по швидкодії самонастроювальної комбінованої системи ФАП / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман, О.М. Карась // Радіотехніка: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2005. Вип. 142. С. 83-87.

Синтезована інваріантна щодо двох типів впливів комбінована система ФАП. Представлено відповідні структурні схеми.

Ил.5. Библиогр.: 3 назв.

UDC 621.396

Synthesis of the autotuning combined system PAT optimum on the fast-acting / V.K. Steklov, L.N. Berkman, O.N. Karas // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 83-87.

The combined PAT system invariant relative to two types of action is synthesized. The appropriate flow diagrams are presented.

5 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396

Место игровых систем управления в теории автоматического управления / О.Н. Карась, Д. А. Нацик // Радіотехніка: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2005. Вип. 142. С. 88-91.

Рассмотрены составные элементы процесса управления, общая схема автоматической системы управления и новый, но достаточно широкий и перспективный класс систем автоматического управления - игровые системы.

Ил.3. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396

Місце ігрових систем керування в теорії автоматичного керування / О.М. Карась, Д. А. Нацик // Радіотехніка: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2005. Вип. 142. С. 88-91.

Розглянуто складені елементи процесу керування, загальна схема автоматичної системи керування і новий, але досить широкий і перспективний клас систем автоматичного керування - ігрові системи.

Ил.3. Библиогр.: 5 назв.

UDC 621.396

Place of game control systems in the theory of automatic control / O.N. Karas, D.A. Natzyk // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 88-91.

The managerial process components, a general circuit of the automatic control system and a new, but reasonably wide and perspective class of automatic control systems the game systems are considered.

3 fig. Ref.: 5 items.

УДК 681.324

Синтез микропрограммного автомата с представлением термов функций возбуждения как пар микрокоманд / А. Баркалов, А. Буковец, Р. Вишневецкий // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С. 92-96.

Описываются основные типы архитектуры беспроводных сетей, раскрывается суть проблемы скрытого узла и описываются основные пути решения этой проблемы путем использования различных протоколов.

Ил. 7. Библиогр.: 4 назв.

УДК 681.324

Синтез мікропрограмного автомата з представленням термів функцій збудження як пар мікрокоманд / А. Баркалов, А. Буковец, Р. Вішневський // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 92-96.

Описуються основні типи архітектури бездротових мереж, розкривається суть проблеми прихованого вузла і описуються основні шляхи рішення цієї проблеми шляхом використання різних протоколів.

Іл. 7. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 681.324

Synthesis of Finite State machine with Representation of Terms of Excitation Functions as Pair of Microinstructions / A. Barkalov, A. Bukowicz, R. Wisniewski // radio Engineering. Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 92-96.

Described the basic types of architecture of wireless networks, essence of problem of the hidden knot opens up and the basic ways of decision of this problem by the use of different protocols are described.

7 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.391.01

Оценка состояния нестационарной телекоммуникационной системы / Г.В.Звягольская, С.Н.Селевко // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С.97-104.

Ставится задача оценки и обнаружения моментов перехода на очередной интервал локальной стационарности нестационарного случайного процесса, моделирующего состояния телекоммуникационной системы. Получены решения в рамках марковской теории нелинейной фильтрации.

Ил. 2 Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.391.01

Розробка математичної моделі стану нестационарної телекомунікаційної системи / Г. В.Звягольська, С.Н. Селевко // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С.97-104.

Ставиться задача оцінки і виявлення моментів переходу на черговий інтервал локальної стаціонарності нестационарного випадкового процесу, що моделюється станом телекомунікаційної системи. Отримано рішення в рамках марківської теорії нелінійної фільтрації

Іл. 2. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.391.01

Non-stationary telecommunication system state estimation / G. V Zvjagolskaja, S. N. Selevko // Radiotekhnika. All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P.97-104.

The task to estimate and detect the moments of transition to the next interval local stationarity the non-stationary stochastic process modeling conditions of telecommunication system is formulated. Solutions in the framework of Markov theory of nonlinear filtration are obtained.

2 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396

Синтез алгоритма оптимального управления комбинированной системы ФАП при возмущающих воздействиях / В.К.Стеклов, Л.Н.Беркман, Л.В.Рудык // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С.105-107.

Описан предварительный синтез алгоритма оптимального управления комбинированной системы ФАП при возмущающих воздействиях. Проанализированы помехи, действующие на систему.

Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396

Синтез алгоритму оптимального керування комбінованої системи ФАП при впливах, що обурюють / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман, Л.В. Рудик // Радіотехніка. Всеукр. міжвід. наук.-техн. сб. 2005. Вип. 142. С. 105-107.

Описаний попередній синтез алгоритму оптимального керування комбінованої системи ФАП при обурюючих впливах. Проаналізовано перешкоди, що діють на систему.

Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.396

Synthesis of algorithm the optimum control for the combined PAT system under perturbing action / V.K. Stekov, L.N. Berkman, L.V. Rudyk // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 105-107.

The preliminary synthesis of optimum control algorithm for the combined PAT under perturbing action is described. Interferences acting upon the system are analysed.

Ref.: 3 items.

УДК 621.396.256

Синтез устройства с перемежением сигналов и оценка его эффективности в многолучевых радиоканалах / О.П.Батаев // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С.108-115.

Проведен анализ устройств с перемежением сигналов в многолучевых радиоканалах. Получено выражение для алгоритма перемежения информационных символов, учитывающее возможность оперативной смены коэффициента перемежения. Предложена структурная схема устройства и описана его работа.

На основе теории оптимальных решений проведен анализ предложенного устройства с перемежением символов. Получено выражение для оценки эффективности перемежения.

Ил. 4. Библиогр.: 8 назв.

УДК 621.396.256

Синтез пристрою з перемешенням сигналів та оцінка його ефективності в багатопробієвих радіоканалах / О.П. Батаєв // Радіотехніка: Всеукр міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 108-115.

Проведено аналіз пристроїв з перемешенням сигналів в багатопробієвих радіоканалах. Одержано вираз для алгоритму перемешення інформаційних символів, що враховує можливість оперативної зміни коефіцієнта перемешення. Запропонована структурна схема пристрою і описана його робота.

На основі теорії оптимальних рішень проведено аналіз запропонованого пристрою з перемешенням символів. Одержано вираз для оцінки ефективності перемешення.

Ил. 4. Бібліогр.: 8 назв.

UDC 621.396.256

Synthesis of the intermittent signal device and estimation of its efficiency in multibeam radio channel / O. P. Bataev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 108-115.

The analysis of intermittent signal device in multibeam radio channel was carried out. An expression for the information symbols intermittence algorithm taking into account an ability to change fast the intermittence index was derived. The device block diagram was offered and its operation was described. Efficiency of the offered symbol intermittence device was analyzed on the basis of the optimal decision theory. The expression for the intermittence efficiency estimation was derived.

4 fig. Ref.: 8 items.

УДК 621.391

Оценка эффективности алгоритмов компенсации джиттера сетевых задержек / М. Ю. Ощепков // Радіотехніка: Всеукр міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 116-122.

Проанализирована возможность использования модифицированной методики E-model при оценке эффективности алгоритмов компенсации джиттера сетевых задержек.

Ил. 6. Библ.огр.: 13 назв.

УДК 621.391

Оцінка ефективності алгоритмів компенсації джиттера мережних затримок / М. Ю. Ощепков // Радіотехніка: Всеукр міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 116-122.

Проанализовано можливість використання модифікованої методики E-model при оцінці ефективності алгоритмів компенсації джиттера мережних затримок.

Ил. 6. Библ.огр.: 13 назв.

UDC 621.391

Performance estimation of the network delay jitter compensation algorithms / M. Oshchepkov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 116-122.

The possibility to use the modified E-model methods when estimating the network delay jitter compensation algorithm performance was analyzed.

6 fig. Ref. 13 items.

УДК 621.396

Разработка алгоритма машинного проектирования устройства управления / Д.В. Нашик, А.С. Стец // Радіотехніка: Всеукр міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 123-124.

Разработан алгоритм машинного проектирования устройства управления оптимальных по быстродействию комбинированных систем ФАП на основе предложенного инженерного метода. Пользуясь этим методом, можно анализировать и синтезировать оптимальные по быстродействию системы ФАП с комбинированным управлением почти любого порядка, независимо от типа корней характеристического уравнения замкнутого контура.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396

Розробка алгоритму машинного проектування пристрою керування / Д.В. Нашик, А.С. Стець // Радіотехніка: Всеукр міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 123-124.

Розроблено алгоритм машинного проектування пристрою керування оптимальних за швидкодією комбінованих систем ФАП на основі запропонованого інженерного методу. Використовуючи цей метод, можна аналізувати і синтезувати оптимальні по швидкодії системи ФАП з комбінованим керуванням майже будь-якого порядку, незалежно від типу коренів характеристичного рівняння замкнутого контура.

Ил. 1. Библиогр.: 3 назв.

UDC 621.396

Development of algorithm of the machine planning of control unit / D.V. Nasyk, A.S. Stets // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 123-124.

In the article the algorithm of the machine planning of control unit of the combined systems PAT optimum on the fast-acting on the basis of the offered engineering method is developed. Using this method, it is possible to analyse and synthesize the PAT systems optimum on the fast-acting with the combined management almost of any order, regardless of type of roots of characteristic equalization of the reserved contour.

1 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396

Определение моментов переключения сигнала управления оптимальной по быстродействию системы ФАП с оптимизируемым переходным процессом МКУ / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман, О.Н. Карась // Радіотехніка: Всеукр міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 125-128.

Представлена оптимальная по быстродействию система ФАП в виде последовательно соединенных устройств управления (УУ) и оператора масштабирующего корректирующего устройства (МКУ). Рассмотрены особенности построения УУ и определения моментов переключения управляющего сигнала.

Ил. 2. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396

**Визначення моментів переключення сигналу керування оптимальної по швидкодії системи ФАП з оптимізу-
чим перехідним процесом МКУ / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман, О.Н. Карась // Радіотехніка: Всеукр. міжвед. наук-техн. зб
2005. Вип. 142. С. 125-128.**

Представлена оптимальна за швидкодією система ФАП у виді послідовно з'єднаних пристроїв керування (УУ) і опера-
тора масштабуючого коригувального пристрою (МКУ). Розглянуто особливості побудови УУ і визначення моментів переключення керуючого сигналу

Іл. 2. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.396

**Determination of control signal switching moments in the time-optimal PAT system with the SCD optimized transient
process / V.K. Steklov, L.N. Berkman, O.N. Karas // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. №142 P. 125-128.**

The time-optimal PAT system is present as the series control devices (CD) and the operator of the scaling correcting device (SCD). The features of the CD design and the control signal switching moments determination are considered

2 fig. Ref.: 3 items.

УДК 621.396.931

**К оценке допустимых удельных затрат на создание и эксплуатацию системы связи ГИИС / В.С. Блинов // Радио-
техника: Всеукр. межведомств. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С. 129-134.**

На предпроектном этапе создания Государственной интегрированной информационной системы управления подвиж-
ными объектами выполнен анализ технико – экономических характеристик систем спутниковой связи, контроля перевозок
грузов и других., которые обладают способностью автономного местопределения абонентов. В качестве граничных значений
допустимых удельных затрат на создание и эксплуатацию системы связи ГИИС предложено использовать показатели трафика,
точности местопределения, стоимостные показатели основных услуг системы связи.

Табл. 1. Ил. 1. Библіогр. 8 назв.

УДК 621.396.931

До оцінки допустимих питомих витрат на створення і експлуатацію системи зв'язку ДІС / В.С. Блинов // Радіотехніка: Всеукр. міжвед. наук.-техн. зб 2005. Вип. 142. С. 129-134

На передпроектному етапі створення Державної інтегрованої інформаційної системи управління рухомими об'єктами вико-
наний аналіз технико – економічних характеристик систем супутникового зв'язку, контролю перевезень вантажів і інших., яким
притаманна здатність до автономного місцевизначення абонентів. Як граничні значення допустимих питомих витрат на створення
і експлуатацію системи зв'язку ДІС запропоновано використовувати показники трафіку, точності місцевизначення, вартісні пока-
зники основних послуг системи зв'язку.

Табл. 1. Іл. 1. Бібліогр. 8 назв.

UDC 621.396.931

**To estimation of possible density expenses on creation and exploitation of the SIMIS communication network / V.S.
Blinov // Radiotekhnika: All – Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N 142 P. 129-134.**

On the before project stage of creation of State Integrated Management Information System by mobile objects the analysis of
technic– economic descriptions is executed of satellite communication networks, control of transportations of loads and other., which
possess ability of autonomous definition of position subscribers. As the scope values of possible specific expenses on creation and
exploitation of the SIMIS communication network it is suggested to use the indexes of traffic, exactness definition of position , cost
indexes of basic services of communication network.

1 Tabl. 1 fig. Ref.: 8 items

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

УДК 621.3.006.357

Анализ электромагнитной совместимости группировки беспроводных локальных сетей / Ю.Ю. Коляденко, Н.В. Москалец // Радіотехніка: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2005. Вип. 142. С. 135-141

Разработана методика анализа электромагнитной совместимости группировки локальных сетей, позволяющая достаточ-
но просто, на инженерном уровне, оценить электромагнитную обстановку уже действующих сетей и предоставить рекоменда-
ции по вновь вводимым сетям. При наличии системы измерения и обшей для всего здания центральной станции в режиме мони-
торинга возможно создание системы управления параметрами электромагнитной совместимости.

Іл. 7. Бібліогр.: 9 назв.

УДК 621.3.006.357

**Аналіз електромагнітної сумісності групування безпроводних локальних мереж / Ю.Ю. Коляденко, М.В. Моска-
лец // Радіотехніка: Всеукр. міжвед. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 135-141**

Розроблено методикку аналізу електромагнітної сумісності угруповання локальних мереж, що дозволяє досить просто, на
інженерному рівні, оцінити електромагнітну обстановку вже діючих мереж і надати рекомендації щодо мереж, що вводяться.
При наявності системи виміру і загальної для всього будинку центральної станції в режимі моніторингу можливе створення
системи управління параметрами електромагнітної сумісності.

Іл. 7. Бібліогр.: 9 назв.

UDC 621.3.006.357

**The analysis of electromagnetic compatibility of wireless local networks grouping / J.J. Kolyadenko, N.V. Moskalets // Radio-
tekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142 P. 135-141.**

Methods for analyzing electromagnetic compatibility of the local networks grouping making it possible to estimate electromag-
netic conditions in already operating networks with reasonable facility at the engineering level and to provide recommendations concern-
ing newly commissioned networks. With a measurement system and the central node common to the whole building in the mode of
monitoring it is possible to create a system for electromagnetic compatibility parameters control.

7 fig. Ref.: 9 items.

УДК 621.396.677

Разностные диаграммы направленности угловых антенных решеток с центральным возбуждением / Н.Н.Горобец, В.М. Дахов // Радиотехника: Всеукр межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С. 142-145.

Рассмотрены разностные диаграммы направленности волноводно-щелевых угловых антенных решеток с центральным возбуждением, которые обеспечивают постоянство направления нулевого излучения в диапазоне рабочих частот. Исследованы основные характеристики разностных диаграмм направленности при изменении рабочей длины волны, числа излучателей и геометрии угловых антенных решеток.

Ил. 4. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396.677

Різницеві діаграми спрямованості кутових антенних решіток з центральним збудженням / М.М.Горобець, В.М.Дахов // Радіотехніка: Всеукр міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип.142. С. 142-145.

Розглянуті різницеві діаграми спрямованості хвилевідно-щілинних кутових антенних решіток з центральним збудженням, які забезпечують постійність напрямку нульового випромінювання в діапазоні робочих частот. Досліджені основні характеристики різницевих діаграм спрямованості при зміні робочої довжини хвилі, числа випромінювачів та геометрії кутових антенних решіток.

Іл. 4. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.396.677

The difference patterns of angle antenna arrays with central excitation / N.N.Gorobets, V.M.Dakhov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N 142. P. 142-145.

The difference patterns of slotted-guide angle antenna arrays with central excitation providing constancy of direction zero radiation on an operating frequencies band have been considered. The basic characteristics of difference patterns under changes of the operating wavelength, the number of radiators and the geometry of angle antenna arrays have been investigated.

4 fig. Ref. 3 items.

УДК 621.396.962.27

Двумерная пеленгация источников шумовых сигналов при использовании цилиндрической фазированной антенной решетки с пространственным сверхразрешением / В.Н. Манжос, А.М. Попонин, Ю.А. Попонин, Э.Э. Асанов // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С. 146-149.

Рассмотрен метод двумерного пеленгования источников шумовых сигналов с помощью цилиндрической фазированной антенной решетки и использовании метода сверхразрешения Кейпона. Показано, что достоинством метода является высокое разрешение источников помех при малых углах места.

Табл. 2. Ил. 2. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.962.27

Двомірна пеленгація джерел шумових сигналів при використанні циліндричної фазованої антенної решітки з просторовим сверхрозрешенням / В.М. Манжос, О.М. Попонин, Ю.О. Попонин, Е.Е. Асанов // Радіотехніка: Всеукр міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 146-149.

Розглянуто метод двомірної пеленгації джерел шумових сигналів за допомогою циліндричної фазованої антенної решітки та використання методу сверхрозрешення Кейпону. Вказано, що достоїнством методу є високе розрешення джерел перехідок при малих кутах місця.

Табл. 2. Іл. 2. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.396.962.27

Two-dimensional detection of noise signal sources when using the cylindrical phased antenna array with spatial super-resolution / V.N. Manzhos, A.M. Poponin, Yu.A. Poponin, E.E. Asanov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N 142. P. 146-149.

The two-dimensional detecting method of noise signal sources and cylindrical phased antenna array and Keypone's super-resolution method is considered. It is shown that the advantage of this method consists in a high resolution of interference sources with small using the elevation.

Tabl. 2. 2 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.371

Экранирование источника электромагнитного излучения и некоторые особенности изготовления экранированных камер / Ю.П. Белокурский, А.С. Рахаев, А.А. Щербина // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. С. 150-157.

Проведен анализ эффективности экранирования помещений в зависимости от частоты излучения и расстояния между приемными и передающими частями, на основании которого сформулированы требования к эффективности экранирования камеры и рекомендации по ее проектированию.

Ил. 9. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.371

Екранування джерела електромагнітного випромінювання та деякі особливості виготовлення екранованих камер / Ю.П. Белокурський, О.С. Рахаєв, О.О. Щербина // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. С. 150-157.

Проведено аналіз ефективності екранування приміщень залежно від частоти випромінювання і відстані між приймальними та передаючими частинами, на підставі якого сформульовані вимоги до ефективності екранування камери і рекомендації по її проектуванню.

Іл. 9. Бібліогр.: 4 назв.

UDC 621.371

Screening of source of electromagnetic radiation and some features of making of the screened chambers / U.P. Belokurskiy, A.S. Rahaev, A.A. Scherbina // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. P. 150-157.

The analysis of efficiency of screening of apartments depending on frequency is conducted radiations and distances between receiving and transmit parts, which performance specifications screening of chamber and recommendation on its planning are formulated on the basis of.

9 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.396.946

Приближенная оценка распределения электромагнитного поля абонентской станции подвижной связи / Л. И. Нетикова // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С.158-162.

Рассмотрено моделирование электромагнитного поля абонентской станции с укороченной вибраторной антенной в системах подвижной связи.

Ил. 3. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.396.946

Наближена оцінка розподілу електромагнітного поля абонентської станції рухомого зв'язку / Л.І.Нетікова // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С.158-162.

Розглянуто моделювання електромагнітного поля абонентської станції з укороченою вібраторною антеною у системах рухомого зв'язку.

Іл. 3. Бібліогр.: 5 назв.

UDC 621.396.946

The approximate estimate of the mobile communication user node electromagnetic field distribution / L.I. Nenikova // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 158-162.

Simulation of the electromagnetic field in the user node with a shortened dipole in the mobile communication systems is considered.

3 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.371

Оценка территориально-частотных планов сотовых систем связи, использующих малоразмерные кластеры / Н.Д. Плотников, Ю.О. Зубченко // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С. 163-166.

Проведена оценка территориально-частотных планов сотовых систем связи, использующих малоразмерные кластеры, которые упрощают задачу по выбору размерности кластера в процессе проектирования сетей сотовой связи.

Табл. 2. Ил. 3. Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.371

Оцінка територіально-частотних планів стильникових систем зв'язку, що використовують малорозмірні кластери / М.Д. Плотников, Ю.О. Зубченко // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 163-166.

Проведено оцінку територіально-частотних планів стильникових систем зв'язку, що використовують малорозмірні кластери, що зрушують задачу вибору розмірності кластера у процесі проектування мереж стильникового зв'язку.

Табл. 2. Іл. 3. Бібліогр.: 3 назв.

UDC 621.371

Estimation of territorial-frequency plans of cellular communication networks, using smallsize clusters / N.D. Plotnikov, Yu.O. Zubchenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 163-166.

Estimation of territorial-frequency plans of cellular communication networks is conducted, using smallsize clusters which simplify a task on the choice of dimension of cluster in the process of planning of cellular communication networks.

2 tab. 3 fig. Ref.: 3 items.

ТЕОРИЯ СИГНАЛОВ И ИХ ОБРАБОТКА

УДК 621.3.97.037

Синтез корректирующего фильтра в приемнике КАМ-сигналов / А.В.Миленький, А.К.Сундучков // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С. 167-174.

Обработка сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ) является актуальной темой для разработчиков модемов как проводных линий связи, так и беспроводных. При приеме сигнала необходимо обеспечить синхронизацию приемника с передатчиком и компенсировать искажения, вносимые каналом связи. Одним из общепринятых подходов синхронизации является формирование в передатчике тренировочного сигнала, параметры которого известны принимающей стороне. Информация, необходимая для синхронизации приемника и коррекции искажений, вносимых каналом связи, содержится в спектральных характеристиках принятого сигнала и сопоставление их с известными спектрами эталонного сигнала позволяет непосредственно оценить параметры сигнала, и тем самым обеспечить предварительную настройку.

В статье продемонстрированы результаты спектрального анализа эталонного сигнала и показано, как реализовать процедуру синтеза корректирующего КИХ-фильтра по принятому тренировочному сигналу.

Ил. 7. Библиогр.: 6 назв.

УДК 621.397.037

Синтез корегуючого фільтра у приймачі КАМ-сигналів / А.В.Миленький, А.К.Сундучков // Радіотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С.167-174.

Обробка сигналів з квадратурною амплітудною модуляцією (КАМ) є актуальною темою для розробників модемів як для проводних ліній зв'язку, так і для безпроводних. При прийомі сигналів необхідно забезпечити синхронізацію приймача з передавачем та компенсувати спотворювання, які вносяться каналом зв'язку. Одним із загальноприйнятих підходів синхронізації є формування у передавачі тренувального сигналу, параметри якого відомі стороні, що приймає. Інформація, що необхідна для синхронізації приймача і корекції спотворювання, які вносяться каналом зв'язку, знаходиться у спектральних характеристиках прийнятого сигналу та співставлення їх з відомими спектрами еталонного сигналу дозволяє безпосередньо оцінити параметри сигналу і, тим самим, забезпечити попередню настройку.

У статті продемонстровано результати спектрального аналізу еталонного сигналу та показано як реалізувати процедуру синтезу корегуючого КІХ-фільтра за прийнятим тренувальним сигналом. Такий фільтр дозволяє робити подальшу настройку приймача у відповідності до рішень.

Іл. 7. Бібліогр.: 6 назв.

UDC 621.397.037

Synthesis of the Correcting filter in the QAM receiver / A.V.Milenky, A.K.Sunduchkov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 167-174.

The Quadrature Amplitude Modulation (QAM) signal processing is an urgent topic for the modern designers both for wireline and wireless communications. For signal demodulation it is necessary to synchronize a receiver with a transmitter and perform the channel equalization. One of the popular approaches is a training signal generation in the transmitter which parameters are known to the receiving part. All necessary information for the receiver synchronization and channel equalization is contained in the received signal spectrum characteristics. The received spectrum matching with a known spectrum of the template signal makes it possible to estimate the signal parameters and performs an initial synchronization. Spectral analysis results of the template signal were shown, and procedure of the FIR filter synthesis based on the training signal were described. Such a filter makes it possible to perform the following adjustment.

7 fig. Ref.: 6 items.

УДК 621.396

Система ФАП на элементах вычислительной техники / А.С. Стец, Н.Н. Терещенко, А. И. Рогожников // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2005. Вип. 142. С 175-178

Представлена реалізація системи ФАП, розроблені відповідні структурні схеми і логічні схеми алгоритмів.

Ил.3 Библиогр.: 3 назв.

УДК 621.396

Система ФАП на елементах обчислювальної техніки / А.С. Стец, Н.Н. Терещенко, А. І. Рогожников // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2005. Вип. 142. С 175-178.

Надана реалізація системи ФАП, розроблені відповідні структурні схеми і логічні схеми алгоритмів.

Ил.3. Библиогр.: 3 назв.

UDC 621.396

System PAT on the elements of the computing engineering A.S. Stecs, N.N. Tereshchenko, A. I. Rogojnikov // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N 142. P. 175-178.

The PAT system realization is presented, the corresponding flow and logic diagrams of algorithms are developed.

3 fig. Ref.: 3 items

УДК 621.385.832.84

Оптимизация спектра выходного колебания умножителя частоты с фазовым подавлением смежных гармоник / И.А. Чуев, Д.В. Бондарь, А.Н. Зеленін // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2005. Вип. 142. С. 179-183.

Рассмотрены способы построения умножителей частоты (удвоители, утроители), обеспечивающие прорезивание спектров выходного колебания и полное подавление в выходном спектре ближайшей к основной гармонической составляющей.

Ил. 9. Библиогр.: 5 назв.

УДК 621.385.832.84

Оптимізація спектру вихідного коливання помножувача частоти з фазовим придушенням суміжних гармонік / І.О. Чуєв, Д.В. Бондарь, А.М. Зеленін // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2005. Вип. 142. С. 179-183.

Розглянуті способи побудування помножувачів частоти (удвоювачи, утроювачи), що забезпечують прорізнення спектрів вихідного коливання і повне придушення у вихідному спектрі найближчої до основної гармонічної складової.

Ил. 9. Библиогр.: 5 назв.

UDC 621.385.832.84

Optimization of the multiplier output fluctuation frequency spectrum with phase suppression of adjacent harmonics / I.A. Chuev, D.V. Bondar, A.N. Zelenin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 179-183.

Means for constructing frequency multipliers (doubler, tripler) ensuring thinning of the output oscillations spectrum and complete suppression of the component closest to the main harmonics in the output spectrum are considered.

9 fig. Ref.: 5 items.

УДК 621.396.2

Методы одномерного вейвлет преобразования для параметрической спектральной обработки нестационарных сигналов / Б.Ю. Бордюгов, Л.А. Титаренко // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2005. Вип. 142. С. 184-188.

Предложено решать задачу параметрической спектральной обработки нестационарных сигналов, используя быстрое вейвлет преобразование и лифтинговую схему. Использование данного математического аппарата позволяет избежать ограничений на вычислительную сложность, повысить эффективность обработки и решить ряд важных задач практического приложения.

Табл. 1. Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

УДК 621.396.2

Методи одновимірного вейвлет перетворення для параметричної спектральної обробки нестационарних сигналів / Б.Ю. Бордюгов, Л.О. Титаренко // Радиотехника: Всеукр. міжвед. науч.-техн. сб. 2005. Вип. 142. С. 184-188.

Запропоновано вирішувати задачу параметричної спектральної обробки нестационарних сигналів, використовуючи швидке вейвлет перетворення та ліфтингову схему. Використання даного математичного апарату дозволить запобігти обмежень на обчислювальну складність, підвищити ефективність та вирішити низку важливих задач практичного втілення.

Табл. 3. Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.

UDC 621.396.2

Methods of one-dimensional wavelet transformation for parametric spectral processing of non-steady-state signals / B.U. Bordugov, L.A. Titarenko // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 184-188.

It is offered to solve the parametric spectral processing of non-steady-state signals problem using fast wavelet transform and lifting scheme. The use of the given mathematical apparatus makes it possible to avoid many limitations of computational complexity, increase efficiency of procession and solve a number of important problems of practical application.

3 tab. 1 fig. Ref.: 4 items.

УДК 621.3:681.34

Исследование статистических характеристик остаточных флуктуаций при применении нелинейных фильтров для обработки сигналов и изображений с Пуассоновским законом распределения помех / А.Н. Беседин, П.Е. Ельцов, В.В. Лукин // Радиотехника: Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С.189-197.

Проанализированы статистические характеристики остаточных флуктуаций на выходе ряда нелинейных фильтров при их применении для подавления помех с Пуассоновским законом распределения при обработке одномерных сигналов и двумерных изображений. Показано, что имеют место смещенность среднего уровня и зависимость дисперсии остаточных флуктуаций от типа и параметров фильтра, что необходимо принимать во внимание при обработке.

Ил. 13. Библиогр.: 15 назв.

УДК 621.3:681.34

Дослідження статистичних характеристик залишкових флуктуацій при застосуванні нелінійних фільтрів для обробки сигналів та зображень з Пуассонівським законом розподілу завад / О.М. Беседин, П.Є. Єльцов, В.В. Лукін // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С.189-197.

Проаналізовано статистичні характеристики залишкових флуктуацій на виході декількох нелінійних фільтрів при їх застосуванні для придушення завад з Пуассонівським законом розподілу при обробці одновимірних сигналів і двовимірних зображень. Показано, що має місце зміщеність середнього рівня і залежність дисперсії залишкових флуктуацій від типу та параметрів фільтра, що необхідно приймати до уваги при обробці.

Ил. 13. Библиогр.: 15 назв.

UDC 621.3:681.34

Study of residual fluctuation statistical characteristics in application of nonlinear filters for signals and images processing with Poisson noise distribution / A. Besedin, P. Yeltsov, V. Lukin // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 189-197.

Statistical characteristics of residual fluctuations at the outputs of some nonlinear filters are analyzed in their application to suppression of noise with Poisson distribution when processing one-dimensional signals and two-dimensional images. It is shown that there are output bias and dependence of residual fluctuations variance on a filter type and parameters that (should) be taken into account at processing.

13 fig. Ref.: 15 items.

УДК 621.396.67

Анализ направленных свойств плоских дискретно-импедансных рефлекторов зеркальных антен / Т.А. Цалиев // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С. 198-204.

На основе численного решения интегрального уравнения исследуются электродинамические свойства плоских поверхностей конечных размеров с заданным кусочно-постоянным импедансом. Такие поверхности, например, могут использоваться в качестве рефлекторов зеркальных антен. Описаны метод и алгоритм, положенные в основу численного анализа распределения поверхностных токов и характеристик рассеяния двумерных дискретно-импедансных рефлекторов, приведены их диаграммы направленности при различных значениях импеданса. Сравнение результатов расчета показало, что дискретно-импедансные рефлекторы имеют КНД примерно на 2,5 дБ больше, чем рефлекторы в виде линзы Френеля того же размера.

Ил. 9. Библиогр.: 9 назв.

УДК 621.396.67

Аналіз направлених властивостей плоских дискретно-імпедансних рефлекторів дзеркальних антен. / Т.А. Цалиев // Радиотехніка: Всеукр. міжвід. наук.-техн. зб. 2005. Вип. 142. С. 198-204.

На основі чисельного розв'язання інтегрального рівняння досліджуються електродинамічні властивості плоских поверхонь кінцевих розмірів із заданим кусочно-постійним імпедансом. Такі поверхні, наприклад, можуть використовуватися як рефлектори дзеркальних антен. Описано метод й алгоритм, призначені в основу чисельного аналізу розподілу поверхневих струмів та характеристик розсіювання двовимірних дискретно-імпедансних рефлекторів. Порівняння результатів розрахунку показало, що дискретно-імпедансні рефлектори мають КНД приблизно на 2,5 дБ більший, ніж рефлектори у вигляді лінзи Френеля того ж розміру.

Ил. 9. Библиогр.: 9 назв.

UDC 621.396.67

Analysis of directive properties of flat discreet-impedance reflectors of mirror antenna / T.A. Tsaliiev // Radiotekhnika: All-Ukr. Sci. Interdep. Mag. 2005. N. 142. P. 198-204.

Based on numerical solution of the integral equation of finite sizes flat surfaces electrodynamic properties with the set piecpermanent impedance are explored. Such surfaces, for example, can be used as reflectors of mirror antennas. The method and algorithm based on numerical analysis of surface currents distribution and scattering characteristics of two-dimensional discreet-impedance reflectors are described, their directional patterns are shown with different values of impedance. The comparison of computation results showed, that directivity of the discreet-impedancece reflectors approximately is 2,5 dB greater than directivity of the Fresnel lens type reflectors of the same size.

9 fig. Ref.:9 items.

УДК 681.3.06

Методы оценки сложности криптоанализа для криптографических приложений в группе точек эллиптической кривой, учитывающие вероятность коллизий / Д.С. Балагура, Ю.И.Горбенко, // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2005. Вып. 142. С. 205-213.

Анализируются существующие методы оценки сложности криптоанализа в группах точек эллиптических кривых методами ρ - и λ -Полларда, указываются их недостатки. Предлагается метод оценки сложности криптоанализа с учётом возможности возникновения коллизий.

Табл. 1, Ил. 1. Библиогр.: 4 назв.